

Целостность сигналов на печатной плате и волновое сопротивление проводников

В предыдущей статье мы рассмотрели, какие материалы используются для изготовления односторонних, двусторонних и многослойных печатных плат, какие структуры МПП возможны и какие бывают конструктивные особенности.

В данной публикации мы поговорим о том, как избежать искажений цифрового сигнала, связанных с его передачей по проводнику на печатной плате. Несмотря на то, что это в первую очередь задача для инженера-схемотехника, разработчик печатной платы тоже зачастую повинен в проблемах с передачей сигналов по плате, наводками и перекрестными искажениями.

Рубрику ведет
Александр Акулин

akulin@pcbtech.ru

Почему сигнал искажается при передаче?

Прежде всего, искажения свойственны высокочастотным сигналам, с частотой 1 ГГц и более. Это связано с эффектами резонансов и отражений на отдельных сегментах проводников, переходных отверстий, разветвлений на плате, а также на входах приемников. Однако проблема состоит в том, что и сигналы частотой до 500 МГц, типовые для стандартных цифровых схем, как мы увидим далее, зачастую могут быть существенно искажены, а значит, их тоже можно отнести к высокочастотным.

В чем идея передачи без искажений?

Принцип передачи сигналов без искажений состоит в том, что проводник выполняется как линия передачи с заданным характеристическим (волновым) сопротивлением, или импедансом, Z_0 , одинаковым на всем протяжении от источника к приемнику сигнала. В отличие от обычного проводника такая линия передачи не приводит к резонансу и отражениям при передаче сигнала, какой бы длинной она ни была. Линии передачи могут быть легко реализованы на печатной плате путем применения заданных материалов и обеспечения заданных размеров элементов печатного рисунка. При этом необходимо использовать определенные согласующие резисторы на выходе источника и/или входе приемника сигнала. Линии передачи, сформированные на плате, разумеется, могут быть продолжены за пределами платы с помощью соединителей и кабелей с контролируемым волновым сопротивлением.

Для каких сигналов искажения становятся существенными?

Сопоставляя длину проводника на плате с длиной волны, которую имеет самая высокочастотная составляющая передаваемого сигнала (при распространении, например, в материале FR4), можно определить так называемую *электрическую длину* проводника. *Электрическая длина* может быть выражена в долях от минимальной длины волны или же в долях от обратной ей величины — длительности фронта. Если проводник имеет слишком большую

электрическую длину, то для предотвращения чрезмерных искажений сигнала надо выполнять этот проводник как линию передачи. Заметим, что при передаче высокочастотных сигналов следует использовать линии передачи не только для уменьшения искажений, но и для снижения уровня электромагнитных излучений (ЭМИ).

Правило «половины длительности фронта»

Грубое правило состоит в том, что проводник является «электрически длинным», если время прохождения фронта сигнала от источника к самому дальнему приемнику превышает половину длительности фронта сигнала. Именно в этом случае отражения в линии могут существенно исказить фронт сигнала. Предположим, что в устройстве предусмотрены микросхемы с длительностью фронта 2 нс (например, по документации для серии FastTTL). Диэлектрическая постоянная материала печатной платы (FR4) на высоких частотах близка к 4,0, что дает скорость движения фронта около 50% скорости света, или $1,5 \cdot 10^8$ м/с. Это соответствует времени распространения фронта 6,7 пс/мм. Имея такую скорость, за 2 нс фронт пройдет около 300 мм. Отсюда мы можем заключить, что для подобных сигналов следует использовать «линии передачи», только если длина проводника превышает половину данного расстояния — то есть 150 мм.

К сожалению, это неверный ответ. Правило «половины длительности фронта» слишком упрощенное и может привести к проблемам, если не учитывать его недостатки.

Проблемы упрощенного подхода

Данные по длительности фронта, приведенные в документации на микросхемы, отражают *максимальное* значение, и зачастую реальное время переключения существенно меньше (скажем, оно может быть в 3–4 раза меньше, чем «максимальное», и вряд ли можно гарантировать, что оно не будет меняться от партии к партии микросхем). Более того, неизбежная емкостная составляющая нагрузки (от подключенных к линии входов микросхем) уменьшает

скорость распространения сигнала по сравнению с расчетной скоростью, достижимой на пустой печатной плате. Следовательно, для достижения адекватной целостности передаваемого сигнала, линии передачи следует использовать для гораздо более коротких проводников, чем предлагает описанное ранее правило. Можно показать, что для сигналов с длительностью фронта (по документации) 2 нс целесообразно использовать линии передачи уже для проводников, длина которых превышает всего лишь 30 мм (а иногда и меньше)! Особенно это относится к сигналам, несущим функцию синхронизации или стробирования. Именно для таких сигналов характерны проблемы, связанные с «ложным срабатыванием», «пересчетом», «фиксацией неверных данных» и другие.

Где применяются линии передачи?

Согласованные линии передачи применяют для распределения сигналов синхронизации («клока», «строба») и высокоскоростных шин данных. Их применяют и для менее скоростных сигналов, передаваемых на более далекие расстояния, — например, SCSI, USB, PCI. Кроме того, типично их применение и для еще более медленных сигналов, передаваемых на очень большие расстояния, таких как 10base-T Ethernet, RS485.

В большинстве случаев линии передачи используются для сохранения исходной формы высокоскоростных сигналов и снижения паразитных ЭМИ. Но в то же самое время линии передачи имеют свойство снижать уровень наводок на проводник со стороны внешних электромагнитных полей, поэтому их применение также оправдано с точки зрения обеспечения электромагнитной совместимости (ЭМС) и повышения устойчивости схемы к помехам, наводкам и шумам.

Может оказаться полезным использование линий передачи для узкополосных сигналов (например, для аналоговых измерительных сигналов) с тем, чтобы предотвратить их «загрязнение» окружающими высокочастотными полями, в частности, наводками от цифровой части схемы или от внешних источников ЭМИ. Это становится тем более важно, если учесть, что аналоговые микросхемы зачастую склонны к «детектированию» (демодуляции) радиочастотных наводок на вход, имеющих частоты порядка сотен мегагерц.

Как проектировать линии передачи?

Существует множество публикаций, посвященных тому, какие могут быть виды линий передачи, как их проектировать на печатной плате, как проверять их параметры. В частности, стандарт IEC 1188-1-2: 1988 [2] дает детальные рекомендации на этот счет. Имеется также множество программных продуктов, позволяющих подобрать конструкцию линии передачи и структуру печатной платы. Большинство современных систем проектирования печатных плат поставляются со встроенными программами, позволяющими конструктору проектировать линии передачи с заданными параметрами. В качестве примера можно назвать такие программы, как

AppCAD, CITS25, TXLine. Наиболее полные возможности обеспечивают программные продукты фирмы Polar Instruments.

Примеры линий передачи

В качестве примеров рассмотрим наиболее простые виды линий передачи.

Первый пример — это проводник на поверхности печатной платы, под которым расположен опорный план «земли» или питания (рис. 1). Этот так называемая микропо-

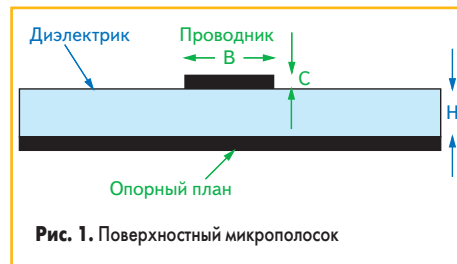


Рис. 1. Поверхностный микрополосок

лосковая линия, или просто микрополосок. Не вдаваясь в физические принципы действия, просто приведем формулы расчета. Волновое сопротивление такой линии в омах определяется как:

$$Z_0 = \frac{87}{\sqrt{\epsilon_r + 1,41}} \times Ln \frac{5,98H}{0,8B + C},$$

где ϵ_r — диэлектрическая проницаемость материала (около 4,4 для FR4 на 100 МГц), B — ширина проводника, C — толщина меди, H — толщина диэлектрика (расстояние до опорного плана). Время распространения сигнала составляет:

$$V = 3,335\sqrt{0,475\epsilon_r + 0,67}, \text{ [нс/м]}.$$

Второй пример — проводник во внутренних слоях платы, расположенный симметрично относительно двух опорных планов питания (рис. 2):

$$Z_0 = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_r}} \times Ln \frac{1,9H}{0,8B + C}.$$

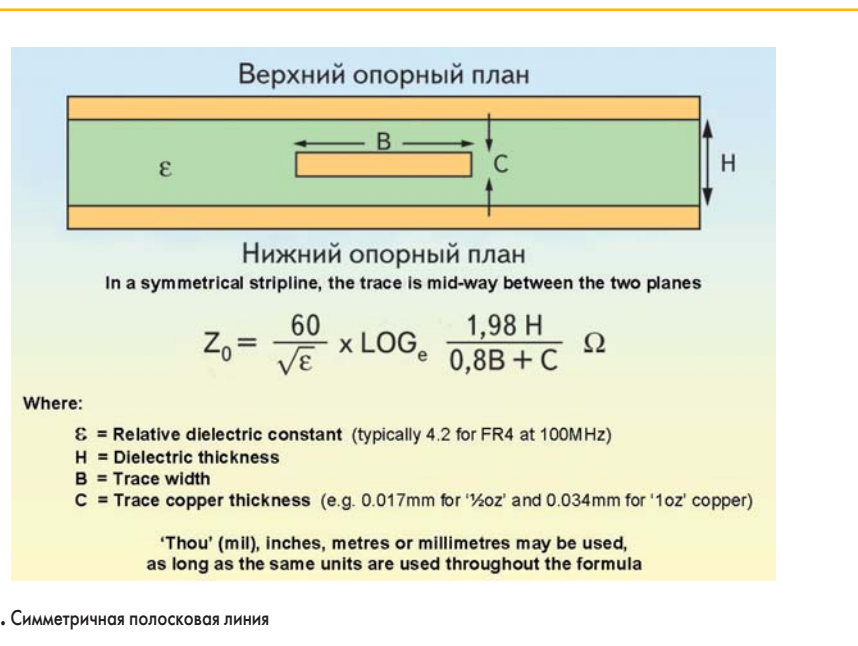


Рис. 2. Симметричная полосковая линия

Время распространения сигнала составляет для симметричного полоска:

$$V = 3,335\sqrt{\epsilon_r}, \text{ [нс/м]}.$$

Такая линия немного медленнее, чем микрополосок, зато гораздо более устойчива к помехам и гораздо меньше склонна к паразитным излучениям, что хорошо для обеспечения ЭМС.

Если учесть некоторую паразитную емкостную нагрузку (обычно несколько пФ на вывод), формулу следует скорректировать следующим образом:

$$Z'_0 = \frac{Z_0}{\sqrt{1 + \frac{C_d}{C_0}}},$$

где C_d — сумма всех емкостных нагрузок, Z_0 — характеристическое сопротивление ненагруженной линии, и C_0 — характеристическая емкость ненагруженной линии (полученная по формуле из [2].)

Предпочтительной схемой подключения нагрузок к линии передачи является «одинаковое число нагрузок на единицу длины», в отличие от «подключения всех нагрузок в одну точку». Хотя можно применять и разновидности варьирования геометрических размеров различных сегментов проводника так, чтобы обеспечить одинаковое Z_0 по всей длине линии, даже при подключении нескольких входов в одной точке.

Как сконструировать линию передачи наилучшим образом?

Наиболее высокоскоростные (или наиболее критические) сигналы должны находиться в слоях, соседних с планом «земли» (GND), причем желательно с тем, который является парным с планом питания для развязки. Менее критичные сигналы могут быть проведены относительно планов питания, если в этих планах адекватно выполнена развязка и они не очень зашумлены. Каждый такой план питания должен быть ассоциирован с микро-

схемой, с которой или на которую поступает данный сигнал. Наилучшую помехозащитность и ЭМС обеспечивают полосковые линии, проведенные между двумя планами GND, каждый из которых является парным со своим планом питания для развязки.

Линия передачи не должна иметь отверстий, разрывов или расщеплений в любом из опорных планов, относительно которых она проведена, так как это приводит к существенным изменениям Z_0 . Более того, полосковая линия должна находиться как можно дальше от любых разрывов в плане или от края опорного плана, и данное расстояние не должно быть меньше десятикратной ширины проводника. Соседние линии передачи должны быть разнесены не менее чем на три ширины проводника, для устранения перекрестных помех. Очень критичные или «агрессивные» сигналы (например, связь с радиоантенной) могут сыграть в ЭМС от использования симметричной линии с двумя рядами близко расположенных переходных отверстий, как бы загораживающих ее от других проводников и создающих коаксиальную структуру в печатной плате. Однако для таких структур вычисление Z_0 производится по другим формулам.

Как можно удешевить проект?

Описанные выше виды линий передачи почти всегда требуют использования многослойной платы, поэтому могут быть не применимы для создания массовых продуктов низшей ценовой категории (хотя при больших объемах 4-слойные печатные платы всего на 20–30% дороже, чем двусторонние). Однако для низкостоймых проектов используются и такие виды линий, как сбалансированная, (однородная), или копланарная, которые могут быть сконструированы на однослойной плате. Следует иметь в виду, что однослойные виды линий передачи занимают в несколько раз большую площадь на плате, чем микрополосковая и полосковая линии. Кроме того, экономя на стоимости печатной платы, вы будете вынуждены платить больше за дополнительное экранирование устройства и фильтрацию шумов. Есть общее правило, гласящее, что решение проблем ЭМС на уровне корпусирования изделия стоит в 10–100 раз дороже, чем решение той же проблемы на уровне печатной платы.

Поэтому, сокращая бюджет разработки путем урезания количества слоев печатной платы, будьте готовы к тому, что придется потратить дополнительное время и деньги на несколько итераций заказа образцов плат, чтобы обеспечить требуемый уровень целостности сигналов и ЭМС.

Может ли линия передачи переходить из слоя в слой?

Высокоскоростные, или критические, сигналы не должны переходить из слоя в слой. Каждое переходное отверстие создает дополнительные отражения в линии. Это означает, что, начиная трассировку печатной платы, в первую очередь надо развести сигналы «клока», «синхронизации» и пр., размещая рядом соответствующие компоненты для достижения минимальной площади высокоскоростной части схемы и минимальной длины проводников.

Далее выполняется разводка высокоскоростных шин, высокочастотных сигналов передачи данных и подобных им сигналов, по-прежнему преимущественно в одном слое, а затем уже, с использованием других слоев, — всех остальных сигналов, менее критичных с точки зрения целостности или обеспечения ЭМС. В тех случаях, когда для критического сигнала нет разумной возможности остаться в том же слое разводки, необходимо рядом с каждым местом межслойного перехода поместить развязывающий конденсатор (с соответствующей частотной характеристикой). Его выводы должны быть подключены к соответствующим опорным планам, около точки, в которой критический сигнал меняет слой.

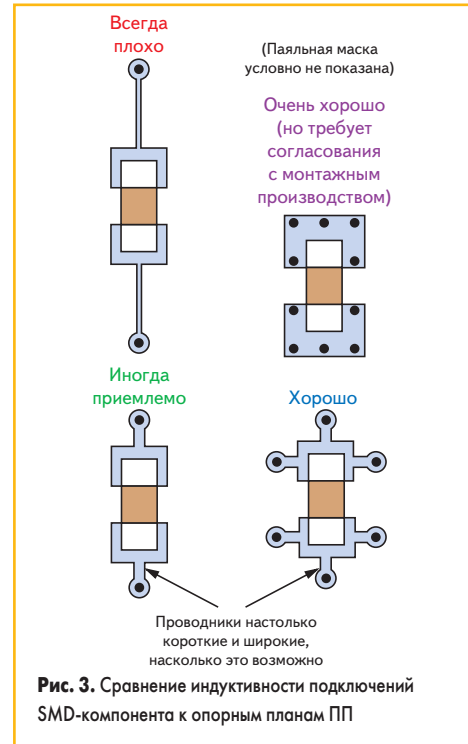
Довольно просто реализовать разводку линий передачи, выполненных как микрополоски, на той же стороне ПП, что и планарные компоненты. Полосковая же линия передачи, несмотря на преимущества с точки зрения ЭМИ и ЭМС, требует применения переходов со слоя на слой, что не очень хорошо. Разработчики СВЧ-схем часто используют именно микрополоски (как правило, с волновым сопротивлением 50 Ом) таким образом, что ширина проводника на плате в точности равна ширине вывода планарной микросхемы источника и приемника сигнала — это снижает паразитные излучения и наводки. Кроме того, в данном случае характерно применение отдельных экранированных областей для каждого каскада усиления, с использованием алюминиевых фрезерованных экранов, что недопустимо для масочной продукции. В общем случае, к сожалению, полностью обойтись без смены слоев невозможно, либо из-за применения встроенных во внутренние слои ПП полосковых линий, либо из-за высокой плотности разводки.

Пример на рис. 3 показывает подключение развязывающего конденсатора к планам питания. Он же может использоваться как пример подключения терминирующего резистора или выводов микросхемы.

Как ослабить негативный эффект от смены слоев?

По типовым правилам разводки, около каждой микросхемы имеется как минимум один развязывающий конденсатор, так что мы можем менять слой вблизи микросхемы. Однако следует учитывать общую длину сегментов, которые не расположены в «полосковом» слое. Грубое правило таково: общая электрическая длина этих сегментов не должна превышать одной восьмой длительности фронта. Если на каком-то из этих сегментов может произойти слишком большое изменение Z_0 (например, при использовании ZIF-розеток или других видов панелек под микросхемы), лучше стремиться минимизировать эту длину до одной десятой времени фронта. Используйте указанное правило для определения максимально допустимой общей длины ненормированных сегментов и старайтесь минимизировать ее в этих пределах, насколько возможно.

Исходя из этого, для сигналов с временем фронта (по документации) 2 нс мы должны менять слой не далее чем 10 мм от центра ми-



кросхемы или от центра согласующего резистора. Это правило выработано с учетом 4-кратного запаса на то, что реальное время переключения может быть существенно меньше, чем максимальное по документации. Примерно на таком же расстоянии (не более) от места смены слоя должен находиться как минимум один развязывающий конденсатор, соединяющий соответствующие планы «земли» и питания. Такие маленькие расстояния сложно обеспечить при использовании микросхем большого размера, поэтому в разводке современных высокоскоростных схем не обойтись без компромиссов. Однако это правило обосновывает то, что в скоростных схемах предпочтительны микросхемы малого размера, и объясняет факт бурного развития технологий BGA и flip-chip, которые минимизируют путь сигнала от проводника на плате до кристалла микросхемы.

Моделирование и тестирование прототипов

Из-за наличия множества вариантов микросхем и еще большего количества вариантов их применения некоторые инженеры могут найти эти практические правила недостаточно точными, а кто-то сочтет их преувеличенными, однако такова роль «практических правил» — это всего лишь грубое приближение, позволяющее интуитивно конструировать корректно работающие устройства.

Сейчас все более доступными и продвинутыми становятся средства компьютерного моделирования. Они позволяют вычислять параметры целостности сигналов, ЭМС, в зависимости от реальной структуры слоев и разводки сигналов. Конечно, их применение даст более точные результаты, чем применение наших грубых приближений, поэтому мы рекомендуем как можно более полно использовать компьютерное моделирование. Однако не стоит забывать, что реальное время переключения микросхем может быть существенно короче, чем

указанное в документации, и это может привести к получению неверных результатов, так что позаботьтесь о том, чтобы модель выходных и входных каскадов соответствовала реальности.

Следующий шаг — проверка прохождения критического сигнала на первом «прототипном» образце печатной платы, с использованием высокочастотного осциллографа. Следует убедиться в том, что форма сигнала не искажается при прохождении по печатной плате по всей длине проводника, и только следование приведенным выше правилам вряд ли даст превосходный результат с первого раза, хотя он может быть достаточно неплохим. Использование анализатора электромагнитных ВЧ полей, или анализатора спектра излучений, может быть еще одним способом изучения проблем целостности сигналов и ЭМС на уровне «прототипа» печатной платы. Методики такого анализа не являются темой данной статьи.

Даже если вы используете комплексное моделирование схемы, не пренебрегайте проверкой целостности сигналов и ЭМС на самых первых прототипах ПП.

Обеспечение волновых сопротивлений на этапе изготовления ПП

Типовой материал FR4, предназначенный для изготовления печатных плат, имеет значение диэлектрической постоянной (ϵ_r) около 4,7 на частоте 1 МГц, которое линейно уменьшается с ростом частоты примерно до 4,2 на 1 ГГц. Реальные значения ϵ_r могут колебаться в пределах $\pm 25\%$. Существуют материалы типа FR4, у которых значение ϵ_r нормируется и гарантируется поставщиком, и они ненамного дороже обычных, но производители печатных плат не обязаны использовать «нормированные» виды FR4, если это специально не указано в заказе на печатную плату.

Производители печатных плат работают с диэлектриками стандартных толщин («препрегами» и «ламинатами»), и их толщина в каждом слое должна быть определена перед запуском платы в производство, с учетом допусков на толщину (около $\pm 10\%$). Чтобы обеспечить заданное Z_0 для определенной толщины диэлектрика можно подобрать соответствующую ширину проводника. Для одних производителей надо указывать фактическую требуемую ширину проводника, для других — с запасом на подтрав, который может достигать 25–50 мкм относительно номинальной ширины. Оптимальным вариантом является указание производителю, какая ширина проводника в каких слоях спроектирована с учетом обеспечения заданного Z_0 . В этом случае производитель может скорректировать ширину проводника и структуру слоев для обеспечения заданных параметров в соответствии со своей технологией производства. Кроме того, производитель проводит измерение фактического волнового сопротивления на каждой заводской заготовке и сам отбраковывает платы, на которых Z_0 не попадает в допуск $\pm 10\%$ или точнее.

Для сигналов частотой выше 1 ГГц может оказаться необходимым применение более высокочастотных материалов, с лучшей стабильностью и другими диэлектрическими параметрами (такими как Duroid фирмы Rogers и т. д.).

Заключение

Мы рассмотрели особенности конструирования печатных плат с точки зрения обеспечения целостности сигналов и соответствующего контроля волнового сопротивления проводников. Показано, что даже для сигналов с частотой менее 500 МГц и длительностью фронта 2 нс зачастую необходимо конструировать линии передачи. Дано описание типовых вариантов линий передачи, методика расчета и технологии проверки электромагнитных параметров проекта печатной платы.

В следующей статье будут рассмотрены методы согласования линий передачи.

Литература

1. Design Techniques for EMC & Signal Integrity, Eur Ing Keith Armstrong.
2. IEC 61188-1-2 : 1998 Printed Boards and Printed Board Assemblies — Design and use. Part 1-2: Generic Requirements — Controlled Impedance, www.iec.ch.
3. Проектирование многослойных печатных плат высокой сложности. PCB technology, 2006, www.pcbtech.ru/seminar.