

Проектирование современных печатных плат. Часть 4.

Трассировка сигнальных линий.

Минимизация индуктивности

Семен ТЮТЮКОВ
tyusa@tavridasip.ru

Это четвертая статья из цикла, посвященного систематизированному изложению ключевых рекомендаций по проектированию современных печатных плат. В ней обоснована важность контроля траектории возвратного тока и минимизации индуктивности контура тока критических сигнальных линий, а также даны рекомендации по их оптимальной трассировке.

Как уже говорилось в предыдущих публикациях, в процессе разработки печатной платы должны учитываться возможности доступной технологии ее производства. При этом под доступностью здесь следует понимать доступность в заданных временных, финансовых и организационных рамках. Технологические ограничения особенно важны на этапе трассировки печатной платы. Поэтому перед началом данного процесса следует изучить технологические нормы предполагаемого завода-изготовителя и создать в используемой САПР набор правил¹, выполнение которых будет автоматически контролироваться при трассировке печатной платы. Сразу оговоримся, что, хотя современные САПР и предлагают средства автоматической трассировки печатной платы, в настоящей статье они рассмотрены не будут и в общем случае к применению не рекомендуются. Только в относительно простом проекте с хорошим размещением компонентов и продуманным набором правил эти средства позволяют получить качественную топологию.

Трассировка печатной платы — процесс, при котором разработчик задает пути протекания токов в слоях металлизации печат-

ной платы. В электрических цепях токи² текут по замкнутым траекториям — контурам, от положительного полюса источника напряжения к отрицательному. Поэтому необходимо понимать, что прямому току, направленному от источника напряжения к нагрузке, всегда соответствует возвратный ток, текущий от нагрузки к источнику. Эта пара токов образует замкнутый контур, контроль параметров которого, особенно в случае высокочастотных сигналов, является основной задачей разработчика. Большое количество ошибок и проблем с ЭМС и ЭМИ печатных плат связано именно с тем, что разработчик не анализирует траекторию и взаимное влияние возвратных токов. На рис. 1 представлен типовой контур протекания тока сигнальной линии, а цветом прямоугольником выделен участок этого контура, которому обычно уделяется большая часть внимания разработчика, тогда как оставшаяся часть контура иногда остается предоставленной сама себе. Здесь отражен и тот факт, что интегральные микросхемы не являются источниками электрической энергии. Они выполняют функцию сложных ключевых элементов, тогда как источниками энергии служат батареи, конденса-

торы подсистемы питания и внешние относительно печатной платы источники.

Когда траектория возвратного тока не задана инженером, она определяется топологией платы (прежде всего общего провода) и законами физики — возникает распределение плотности тока по траекториям в обратной зависимости от их импеданса. В общем случае это распределение аналитически не выражается, однако для простых ситуаций решения существуют. Во второй статье цикла [1] приводилась рекомендация располагать сигнальные слои вблизи сплошного слоя «земли» или питания. Рассмотрим распределение возвратного тока в такой конфигурации (в качестве опорного слоя будет слой «земли») для двух случаев — для низкочастотного и для высокочастотного сигнала. Импеданс каждой из возможных траекторий возвратного тока в проводнике может быть представлен в виде

$$Z_i = R_i + j \times 2\pi f L_i^p,$$

где R_i — омическое сопротивление участка; L_i^p — его собственная индуктивность; f — частота тока. На низких частотах, когда второе слагаемое пренебрежимо мало, импеданс определяется омическим сопротивлением. Минимальным сопротивлением обладает траектория с кратчайшей длиной. Рассмотрим «параллельное подключение» соседней траектории. Сопротивление ее отличается мало, пропорционально разнице

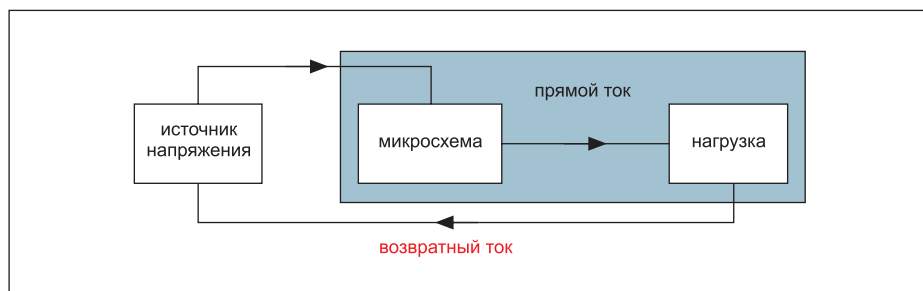


Рис. 1. Замкнутый контур тока в электрической цепи

¹ Правила могут быть экспортированы в файл и использоваться во всех дальнейших проектах, связанных с конкретным заводом-изготовителем. Не следует забывать отслеживать обновления технологических норм.

² В данном случае имеется в виду полный ток, равный сумме тока проводимости и тока смещения. Подробнее о токе смещения, введенном Дж. К. Максвеллом, можно прочитать в теории электродинамики.

в длину³, поэтому параллельное соединение уменьшает общее сопротивление в два раза:

$$R_{||i+1} = R_i R_{i+1} / (R_i + R_{i+1}) \approx R_i / 2.$$

Таким образом, при расширении области протекания тока полный импеданс падает. Поэтому плотности тока на соседних траекториях примерно равны, что приводит к распределению возвратного тока, близкому к равномерному (рис. 2а). С повышением частоты влияние реактивной составляющей становится определяющим. Минимальной индуктивностью обладает траектория, проходящая под сигнальной дорожкой, так как площадь петли при этом минимальна⁴. Индуктивность соседних траекторий также близка, но увеличивается не только с длиной траектории, но и с удалением от прямого тока. Параллельное соединение не приводит к значительному уменьшению индуктивности, поскольку из-за близкого расположения взаимная индуктивность траекторий максимальна $M_{i,i+1} \approx L_p$ и для общей индуктивности получаем:

$$L_{||i+1} = (L_i L_{i+1} - M_{i,i+1}^2) / (L_i + L_{i+1} - 2M_{i,i+1}) \approx (L_i + M_{i,i+1}) / 2 \approx L_i.$$

Вывод, который отсюда следует сделать, состоит в том, что взаимная индукция препятствует значительному расширению области протекания возвратного тока (рис. 2б). Точный аналитический расчет [3] дает следующее выражение для плотности распределения возвратного тока микрополосковой линии (w — ширина дорожки, h — высота над опорным слоем, x — расстояние от геометрического центра линии):

$$J(x) = \frac{I}{w\pi} \left[\tan^{-1} \left(\frac{2x-w}{2h} \right) - \tan^{-1} \left(\frac{2x+w}{2h} \right) \right],$$

которое при выполнении условия $w \leq h$ принимает более простой вид:

$$J(x) = J(0) / (1 + (x/h)^2).$$

Такое распределение обеспечивает минимальное значение индуктивности, то есть для всех частот, для которых омическое сопротивление пренебрежимо мало по сравнению с реактивным, оно будет описываться данной формулой. Анализ распределения показывает, что в полосе $\pm h$ сосредоточено 50% тока, а в полосе $\pm 3h$ — 80% тока.

Важно понимать, что реальные сигналы состоят из набора частот, имеющих некоторое спектральное распределение, при этом они чаще всего имеют шумовую часть, чей спектр может значительно отличаться от спектра самого сигнала. Например, в «низкочастотной» линии питания могут возникать значительные высокочастотные импульсные помехи при переключении цифровых микросхем. Соответственно, для низкочастотных составляющих сигнала возвратный ток распреде-

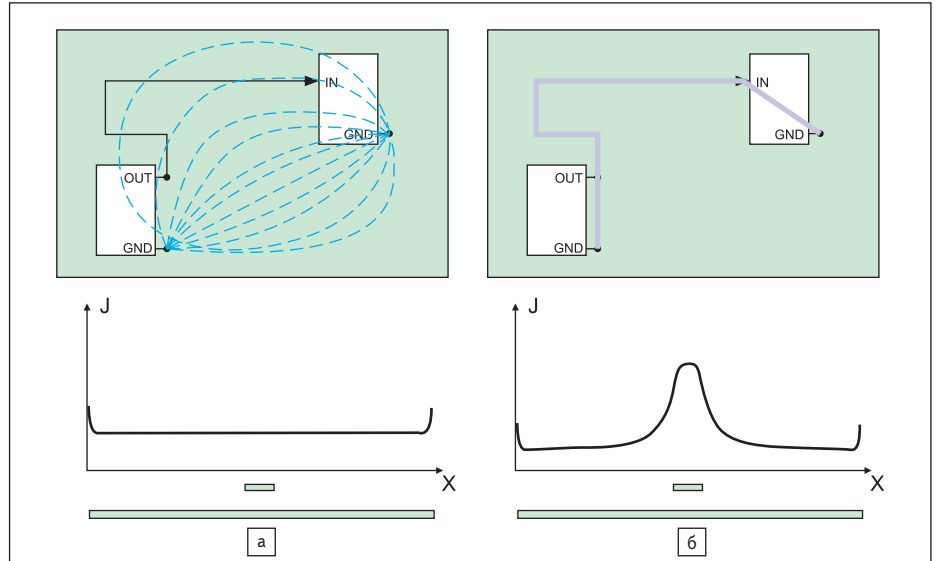


Рис. 2. Распределение плотности возвратного тока в сплошном слое «земли»: а) для низкочастотной составляющей сигнала; б) для высокочастотной составляющей сигнала⁵

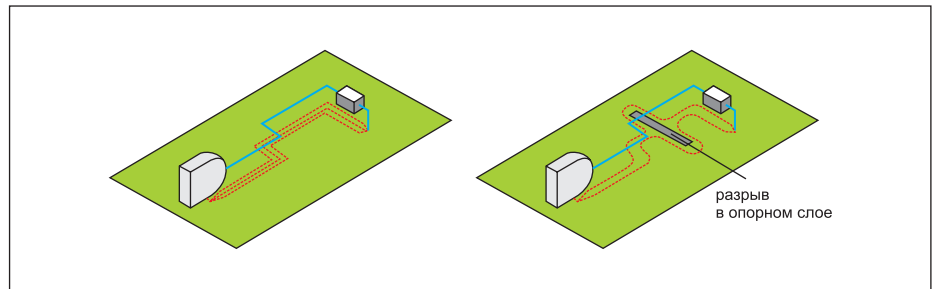


Рис. 3. Вырез в опорном слое приводит к нарушению в распределении возвратного тока

лен равномерно в широкой области вдоль кратчайшего пути, а для высокочастотных ($f > 100$ кГц) — сосредоточен в узкой области в максимальной близости от прямого тока.

Любое отклонение в распределении тока от оптимального приводит к увеличению индуктивности контура тока. Отклонение возникает в случае наличия вырезов (англ. split, slot, gap) в опорном слое, причиной которых могут стать сквозные механические и переходные отверстия, ряд переходных отверстий или выводов разъема, сигнальная дорожка в опорном слое (рис. 3). Говард Джонсон в [4] приводит оценку индуктивности, вносимой узким разрывом длиной D :

$$\Delta L [\text{нГн}] \approx 2 \times D [\text{см}] \times \ln(D [\text{см}] / w [\text{см}]),$$

где w — ширина дорожки, влияние ширины самого разрыва мало. Для сигнальной дорожки шириной $w = 0,2$ мм при разры-

ве длиной $D = 1$ см увеличение индуктивности составит $\Delta L_1 \approx 8$ нГн. Для сравнения: если бы сигнальная дорожка была проведена вокруг разрыва, то ее длина увеличилась бы в среднем на D , что в свою очередь при высоте дорожки над опорным слоем $h = 0,25$ мм привело бы к вдвое меньшему увеличению индуктивности⁶:

$$\Delta L_2 \approx 2 \times D [\text{см}] \times \ln(2\pi h [\text{мм}] / w [\text{мм}]) \approx 4 \text{ нГн}.$$

Паразитная индуктивность есть у каждого элемента печатной платы — дорожки, переходного отверстия, сплошных слоев, у паяных соединений, выводов микросхем, микропроволочной разварки. Почему важно минимизировать паразитную индуктивность критических⁷ линий? Достаточно вспомнить несколько формул, в которые индуктивность входит как параметр: формулу,

3 Ширина dw всех участков, а следовательно, и площадь сечения $S_p = dw \times t$ равны, где t — толщина слоя металлизации. Разницей температур в связи с высокой теплопроводностью меди можно пренебречь.

4 Подробно вопрос расчета индуктивности элементов топологии печатной платы рассмотрен в первой статье цикла [2].

5 Источники электрической энергии для простоты не показаны.

6 Здесь используется упрощенная формула погонной индуктивности микрополосковой линии $l = 2 \ln(2\pi h/w)$ нГн/см, применимая для случаев $h \geq w$.

7 Под критическими здесь и далее понимаются две группы сигналов: агрессивные источники высокочастотных помех (цифровые высокочастотные линии, в том числе тактовые сигнальные линии, силовые линии импульсных преобразователей напряжения, аналоговые высокочастотные сигналы) и чувствительные слаботочные аналоговые цепи.

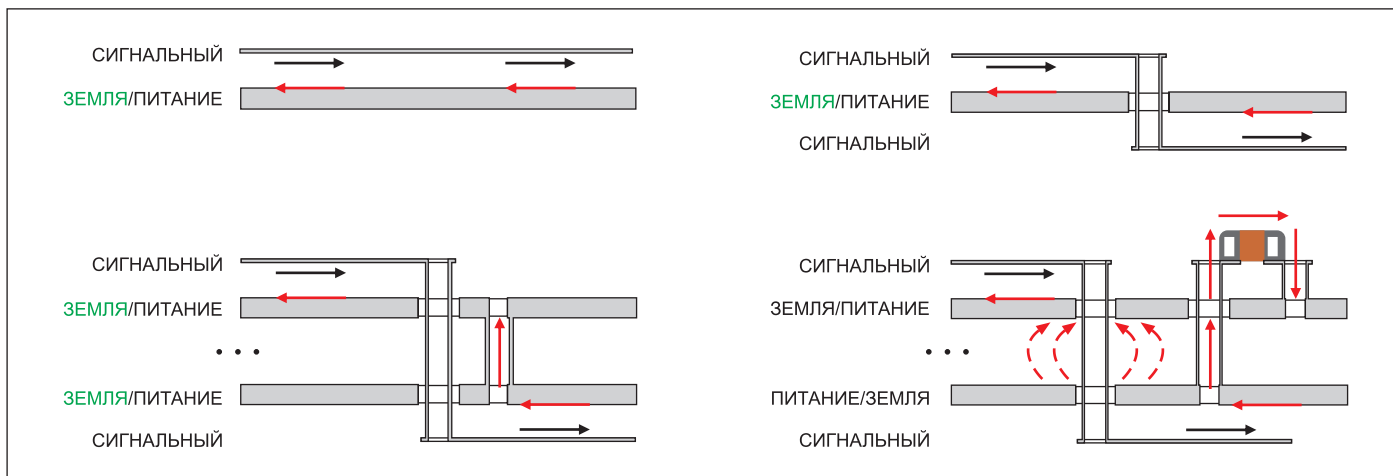


Рис. 4. Путь возвратного тока (красные стрелки) при смене сигнального слоя при различных вариантах расположения опорных слоев

связывающую поток магнитного поля и силу тока в проводнике:

$$\Phi_B = \oint \vec{B} d\vec{S} = LI,$$

формулу, связывающую ЭДС индукции при изменении тока в проводнике (в том числе наведенную — тогда индуктивность взаимная⁸):

$$V = -L(dI/dt),$$

формулу добротности LC-контура:

$$Q = 1/R \times \sqrt{L/C}.$$

Таким образом, чем выше индуктивность, тем выше излучение и импульсные помехи (в том числе перекрестные), тем больше время затухания паразитных осцилляций. Все эти эффекты, естественно, нежелательны, и связанные с ними проблемы далеко не всегда можно решить доработками печатной платы, такими как установка дополнительных фильтрующих компонентов, экранирование. Поэтому критически важно выполнять разводку высокочастотных сигнальных линий, минимизируя индуктивность контура, что достигается за счет:

- минимизации длины печатной дорожки;
- исключения переходов между сигнальными слоями;
- близкого расположения дорожки к опорному слою;
- отсутствия разрывов в опорном слое на пути возвратного тока⁹.

Отдельного рассмотрения требует важный вопрос перехода дорожки между сигнальными слоями, поскольку не всегда возможно исклю-

чить перекрестия для всех критических сигналов. На рис. 4 отображены пути прямых и возвратных токов для различных вариантов перехода между слоями. Условно показано влияние скин-эффекта: возвратные токи текут в поверхностном слое проводника. По увеличению количества красных стрелок можно судить о повышении общей индуктивности пути, к которой прибавляется индуктивность переходных отверстий, а в случае различающихся опорных слоев — и индуктивность паяных соединений и последовательная индуктивность конденсатора (англ. equivalent series inductance, ESL). Кроме того, в случае опорных слоев разного потенциала высокочастотная часть возвратного тока течет в виде токов смещения (красные пунктирные стрелки). Помимо проблем с целостностью сигнала, это приводит к возникновению шумов в данной цепи питания и повышению уровня ЭМИ¹⁰.

Генри Отт в [7] приводит данные эксперимента, в котором исследовалось изменение уровня ЭМИ для четырехслойной печатной платы в случае перехода одной высокочастотной линии с верхнего слоя на нижний с опорными «земляными». Опорные слои не были соединены между собой переходным отверстием, а только за счет емкостной связи. За исходный был принят уровень излучения для той же платы, где сигнальная линия была разведена в одном слое. Увеличение составило около 30 дБ на частоте ~250 МГц, и только после 2 ГГц распределенная емкость печатной платы обеспечивала достаточно низкий импеданс перехода между опорными слоями, чтобы уровень ЭМИ отличался мало. Эксперимент показывает важность

исключения переходов между сигнальными слоями для высокочастотных линий. В случаях, когда избежать перехода невозможно, рекомендуются следующие варианты в порядке приоритета:

- между двумя слоями, примыкающими к одному и тому же опорному слою;
- между двумя слоями, примыкающими к опорным слоям одного потенциала (питание/«земля»), при этом в максимальной близости от места смены слоя и желательно вдоль сигнальной линии опорные слои соединены переходными отверстиями;
- между двумя слоями, примыкающими к соседним опорным слоям разного потенциала, при этом в максимальной близости от места смены слоя опорные слои соединены как минимум двумя керамическими конденсаторами с низкой индуктивностью соединения;
- между двумя слоями, примыкающими к разнесенным опорным слоям разного потенциала, при этом в максимальной близости от места смены слоя опорные слои соединены керамическими конденсаторами с низкой индуктивностью соединения, — не следует выполнять для критических сигналов с фронтами порядка 1 нс¹¹.

Смена между более чем двумя слоями для критических сигналов не рекомендуется. Предпочитаемый опорный слой в первых двух вариантах — слой «земли». Если опорным служит слой питания, необходимо обеспечить низкий импеданс подсистемы питания в полосе спектра сигнала. Заметим, что чаще всего около микросхем расположено достаточно большое количество керамических конденсаторов¹², поэтому смена слоя сигнальной дорожкой вблизи приемника/передатчика наиболее оптимальна и в лучшем случае не потребует размещения дополнительных компонентов.

В сложных печатных платах есть множество сигнальных линий, и выполнить указанные в данной статье рекомендации для всех сигналов не представляется возможным, особенно

8 Заметим, что взаимная индуктивность не превышает собственной индуктивности контуров, $M \leq L$.

9 При отсутствии возможности устранить протяженный разрыв в опорном слое под сигнальной линией рекомендуется в максимальной близости с сигнальной линией расположить хотя бы один керамический конденсатор (англ. stitching capacitor), обеспечивающий путь возвратного тока через разрез. Однако эффективность решения падает с ростом частоты, поскольку при этом возрастает роль паразитной индуктивности конденсатора и его соединений с опорным слоем.

10 Подробнее об этом можно почитать, например, в статьях [5, 6].

11 Для сигналов с такими значимыми высокочастотными составляющими в спектре (~1 ГГц) паразитная индуктивность пути через конденсатор всего в 1 нГн может привести к недопустимому искажению сигнала. Кроме того, возвратный ток в виде токов смещения вызывает значительное увеличение шума в слоях подсистемы питания.

12 Подробнее в статьях, в которых будет рассмотрено проектирование подсистемы питания.

учитывая высокие требования к габаритам конечных изделий. Именно поэтому необходимо выделить группу критических высокочастотных и чувствительных сигналов и начать трассировку именно с них. Причем расположение компонентов, связанных с данной группой, должно обеспечивать возможность оптимальной разводки критических сигналов. Задача минимизации индуктивности контура тока — это лишь один из аспектов трассировки сигнальных линий, в следующих статьях цикла будут рассмотрены техники разводки и схемы согласования, снижающие отражения и перекрестные помехи в линиях. ■

Литература

1. Тютюков С. А. Проектирование современных печатных плат. Часть 2. Выбор структуры печатной платы // Компоненты и технологии. 2017. № 12.
2. Тютюков С. А. Проектирование современных печатных плат. Часть 1. Индуктивность // Компоненты и технологии. 2017. № 11.
3. Holloway C. L., Kuester E. F. Closed-Form Expressions for the Current Density on the Ground Plane of a Microstrip Line, with Applications to Ground Plane Loss. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 1995. Vol. 43. No. 5.
4. Johnson H. High Speed Digital Design: A Handbook of Black Magic. Prentice Hall, 1993.
5. Cui W., Ye X., Archambeault B. etc. EMI Resulting from Signal Via Transitions through the DC Power Bus. IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility, 2000.
6. Fan J., Knighten J. L. etc. The Effects of Reference Capacitors on Signal Transmission through Single-Ended Traces in Multi-Layer PCBs. IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility, 2003.
7. Ott H. W. Electromagnetic Compatibility Engineering. Wiley, 2009.