

 iamsam 8 июля 2018 в 11:45

SamsPcbGuide, часть 6: Трассировка сигнальных линий. Модели потерь и перекрёстных помех

Производство и разработка электроники, Электроника для начинающих

Очень надеялся опубликоваться с настроением «Россия — в полуфинале», но немного не хватило. Хотя для меня всегда характер был выше результата, и характер я видел. Спасибо парням. Продолжаем совершенствоваться в том, что умеем. Они — в футболе, мы — в проектировании печатных плат. Поехали, шестая часть. В ней рассматривается влияние потерь в линии на длительность фронта сигнала, приводится модель перекрёстных помех и даются рекомендации по их снижению.

В предыдущей статье было показано, что несогласованность линии приводит к появлению отражений и искажению сигнала. Все методы согласования предполагают обеспечение равенства импедансов нагрузки и/или источника волновому сопротивлению сигнальной линии. Отсюда следует вывод, что если импеданс нагрузки непостоянен и зависит от некоторого параметра, точное согласование обеспечить невозможно. Например, входной каскад логических элементов всегда характеризуется эквивалентной входной ёмкостью (обычно это единицы пикофарад). Напряжение на входном конденсаторе V при переходных процессах, а следовательно, и его импеданс

$$Z_C = \frac{V}{C \cdot dV/dt}$$

зависят от времени. Возникающие при этом отражения выражаются в замедлении длительности фронта на время $\tau \approx 2,2 \cdot Z_0 C$ (по аналогии с RC-цепью). Если длительность фронта источника t_R мала по сравнению с τ , то именно процесс зарядки конденсатора будет определять длительность фронта на дальнем конце линии.

В реальной сигнальной линии фронт сигнала замедляется не только с увеличением на ней ёмкостной нагрузки, но и по причине потерь, причинами которых являются омические потери и потери утечки в диэлектрике. На рис. 1 изображена модель линии с потерями, где последовательное сопротивление

$$R_{SER} = R_{DC} + R_{AC}\sqrt{f}$$

моделирует омические потери (в т.ч. скин-эффект), а сопротивление

$$R_{LEAK} = (2\pi f \cdot \operatorname{tg}(\delta) \cdot C)^{-1}$$

диэлектрические (здесь $\operatorname{tg}(\delta)$ — тангенс угла потерь, характеристика материала диэлектрика). Увеличение потерь с ростом частоты приводит к тому, что высокочастотные составляющие сигнала ослабляются значительно, что и приводит к замедлению фронта сигнала. Эрик Богатин в [1] приводит формулу для оценки длительности фронта на выходе сигнальной линии с потерями длиной L и диэлектриком с проницаемостью ϵ и тангенсом угла потерь $\operatorname{tg}(\delta)$:

$$t_R^{OUT}[\text{нс}] = \sqrt{(t_R^{IN}[\text{нс}])^2 + (0,1 \cdot \operatorname{tg}(\delta) \cdot \sqrt{\epsilon} \cdot L [\text{см}])^2}.$$

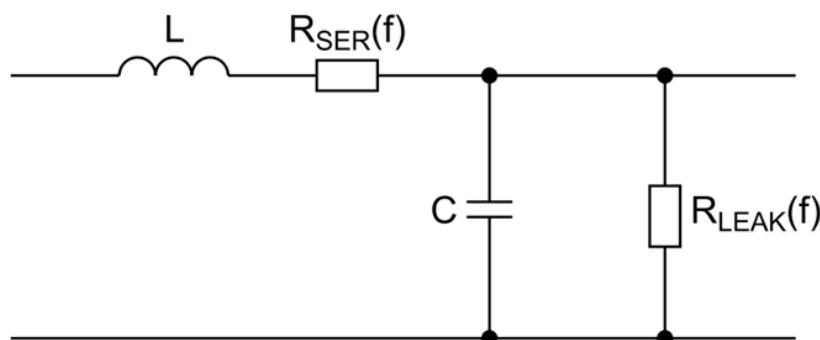


Рис. 1. Модель линии передачи с потерями.

Далее, из условия $\Delta t_R = t_R^{OUT} - t_R^{IN} < 0,1 \cdot t_R^{IN}$ можно вывести оценочный критерий необходимости учёта эффектов, связанных с потерями в

сигнальной линии.

P.1.

Для сигнальной линии, длина L которой соответствует критерию $L [\text{см}] < 5 / (\text{tg}(\delta) \cdot \sqrt{\epsilon}) \cdot t_R [\text{нс}]$, влияние потерь на длительность фронта сигнала можно не учитывать. Для диэлектрика FR4 это условие приобретает вид $L [\text{см}] < 125 \cdot t_R [\text{нс}]$.

Как видно из этой рекомендации, в большинстве приложений при разработке печатных плат можно использовать модель сигнальной линии без потерь, где $R_{\text{LEAK}} = \infty$ и $R_{\text{SER}} = 0$.

Другим источником потерь является перекрёстная связь с соседними проводниками (англ. coupling), которая приводит к искажениям сигнала в активной линии (по причине потерь в ближнем поле) и к наведённым перекрёстным помехам (англ. crosstalk) в пассивной линии. Эффект возникает за счёт двух физических принципов – электрической (ёмкостной) связи и магнитной (индуктивной) связи. На рис. 2 показаны определяющие параметры перекрёстной связи – взаимная индуктивность L_M и взаимная ёмкость C_M , зависящие прежде всего от геометрии и параметров материалов.

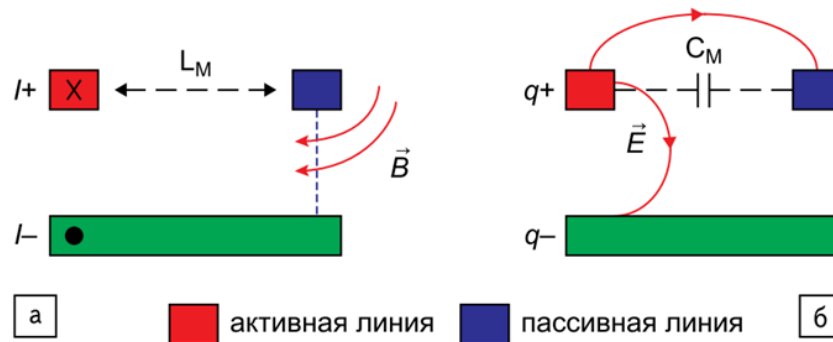


Рис. 2. Перекрёстная связь двух микрополосковых линий: индуктивная (а) и ёмкостная (б).

Приведённая на рис. 3 эквивалентная электрическая схема перекрёстной связи может использоваться при выполнении расчётов и моделирования. При этом количество N таких последовательных звеньев должно быть тем больше, чем выше электрическая длина линий TD и требуемая спектральная полоса модели BW :

$$N > 10 \cdot TD \cdot BW.$$

Ёмкость C_L и индуктивность L_L звеньев можно рассчитать по формулам:

$$C_L = \frac{TD}{N \cdot Z_0}, \quad L_L = C_L \cdot Z_0^2.$$

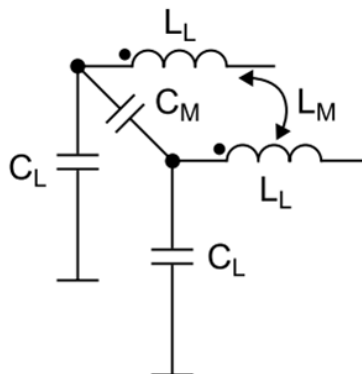


Рис. 3. Эквивалентная электрическая схема перекрёстной связи.

Основная трудность при моделировании эквивалентной схемы перекрёстной связи заключается в вычислении значений L_M и C_M в расчёте на одно звено. Для некоторых случаев существуют оценочные аналитические соотношения [2], в общем случае для решения этой задачи применяются специализированные программные средства на основе численных методов.

P.2.

Величины взаимной индуктивности и взаимной ёмкости уменьшаются с увеличением расстояния между проводниками и с уменьшением расстояния между проводником и опорным слоем. Кроме этого, наличие вырезов в опорном слое приводит к значительному увеличению взаимной индуктивности.

Электрическая и магнитная связь приводят к потерям энергии и искажению сигнала в активной линии и появлению сигнала в пассивной линии. Токи ёмкостной I_C и индуктивной I_M связи (рис. 4) однонаправлены в сторону источника (англ. near-end) и противоположно направлены в сторону нагрузки (англ. far-end):

$$I_{NE} = I_C^{NE} + I_L^{NE}, \quad I_{FE} = I_C^{FE} - I_L^{FE}.$$

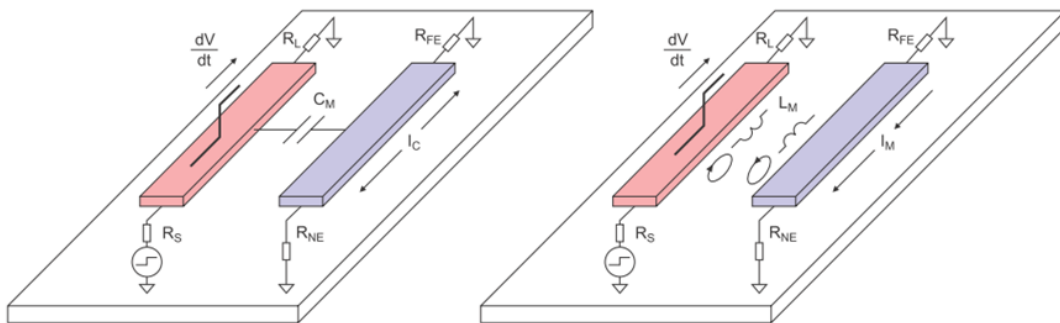


Рис. 4. Направление токов, вызванных перекрёстной связью, в пассивной линии.

Эквивалентная схема электрически короткой (для временной задержки которой выполняется $TD < 1/5 \cdot t_R$ пассивной линии представлена на рис. 5, где источники электрической энергии определяются формулами:

$$I_C = \frac{dq}{dt} = C_M \cdot \frac{dv}{dt}, \quad V_L = L_M \cdot \frac{di}{dt}.$$

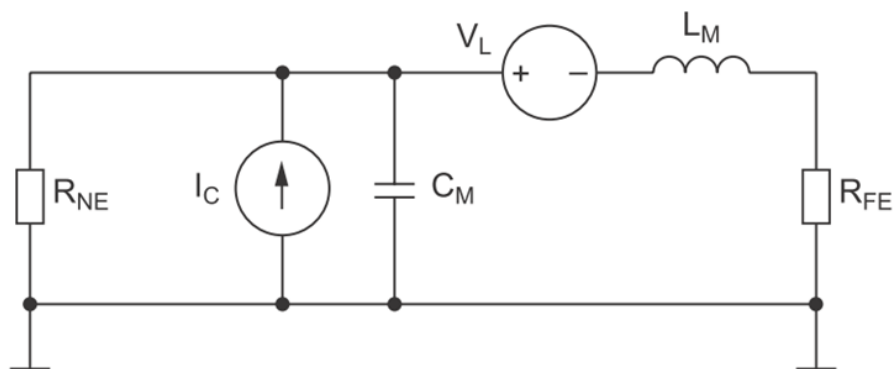


Рис.5. Эквивалентная схема перекрёстных помех в короткой линии.

Схема является упрощённой и применима только для оценки амплитуды перекрёстных помех. Однако для данной схемы выводятся аналитические соотношения, которые показывают основные зависимости, выполняющиеся и для более сложных случаев:

$$V_{NE} = \left[\frac{R_{NE} \cdot R_{FE}}{R_{NE} + R_{FE}} \cdot C_M \cdot \frac{R_L}{R_S + R_L} + \frac{R_{NE}}{R_{NE} + R_{FE}} \cdot L_M \cdot \frac{1}{R_S + R_L} \right] \cdot \frac{dV_S}{dt},$$

$$V_{FE} = \left[\frac{R_{NE} \cdot R_{FE}}{R_{NE} + R_{FE}} \cdot C_M \cdot \frac{R_L}{R_S + R_L} - \frac{R_{FE}}{R_{NE} + R_{FE}} \cdot L_M \cdot \frac{1}{R_S + R_L} \right] \cdot \frac{dV_S}{dt}.$$

P.3.

Методы снижения перекрёстных помех:

- Увеличение длительности фронтов сигнала в активной линии (англ. aggressor, active line).
- Снижение параллельного участка линий.
- Увеличение расстояния между проводниками. Существуют рекомендации минимального расстояния между краями печатных дорожек $s \sim 6 \cdot h$ или $s \sim 3 \cdot w$, где h – расстояние до опорного слоя, w – ширина дорожки.
- Снижение расстояния между проводником и опорным слоем.
- Подбор сопротивлений на концах активной и пассивной (англ. victim, quiet line) линий.
- Применение экранирующих проводников (англ. guard trace), закороченных на опорный слой на концах и, по возможности, вдоль длины (порядка трёх переходных отверстий на длину $t_R \cdot v$).
- Применение встроенных микрополосковых (англ. embedded microstrip) или полосковых линий, для которых в силу симметрии диэлектрика выполняется $V_{FE} \approx 0$.

На рис. 6 изображены осциллограммы измерения перекрёстных помех между двумя 50-омными микрополосковыми линиями на экспериментальной плате в двух случаях: $w \sim 2,5$ мм, $s \sim 0,6$ мм, $h = 1,39$ мм и $w \sim 0,6$ мм, $s \sim 1,9$ мм, $h = 0,3$ мм. Длина параллельных участков дорожек составляет порядка 30 см. Стоит обратить внимание на то, что и длительность фронтов сигнала на активной линии значительно превышает типичные значения для быстродействующих цифровых печатных плат. Величина помех на рис. 5 не должна рассматриваться как характерная, данные осциллограммы прежде всего являются наглядным представлением влияния на величину помехи длительности фронта сигнала, расстояния между проводниками и близости опорного слоя.

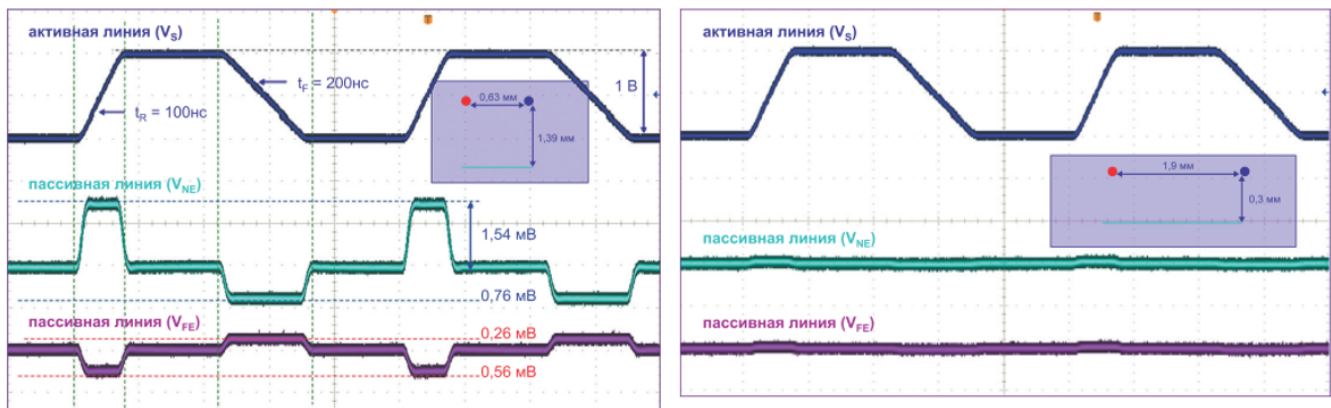


Рис. 6. Осциллограммы измерения перекрёстных помех [3].

Приведённая выше теория для простоты рассматривала пример двух проводников. Однако важно понимать, что для цифровых печатных плат типичной является ситуация, когда несколько сигнальных линий синхронно изменяют своё состояние. Так как перекрёстные помехи от нескольких активных линий складываются, то в таком случае величина помехи может стать критической, приводя к некорректному функционированию системы. Для численного моделирования в этом случае применяется специализированное программное обеспечение, но основополагающие принципы снижения величины перекрёстных помех остаются те же, что и приведённой выше рекомендации.

Литература.

- [1] Bogatin E. «Signal and power integrity — simplified», 2nd ed., Pearson, 2010
- [2] «Mutual Inductance and Capacitance Algorithm», rev. 01.8.2
- [3] Adamczyk B. «EMC Crosstalk between PCB Traces», West Michigan EMC Chapter Meeting, 2013

Статья была впервые опубликована в журнале «Компоненты и технологии» 2018, №4. Публикация на «Habr» согласована с редакцией журнала.

Теги: samspcbguide, печатные платы, радиотехника и электроника, трассировка, линия с потерями, перекрёстные помехи

↑ +18 ↓ 43 4,4k 2



44,2

Карма

0,0

Рейтинг

69

Подписчики

Семен Тютюков @iamsam

Инженер-конструктор

Сайт

Поделиться публикацией

ПОХОЖИЕ ПУБЛИКАЦИИ

- 1 мая 2018 в 00:11

SamsPcbGuide, часть 4: Трассировка сигнальных линий. Минимизация индуктивности

+26

9k

102

16
- 1 апреля 2018 в 10:53

SamsPcbGuide, часть 3: Предельный ток печатной дорожки

+36

11,7k

103

11
- 21 марта 2018 в 08:34

«Росатом» будет добывать драгоценные металлы из печатных плат

+13


12,4k

12



53



ВАКАНСИИ		Мой круг
	Разработчик C++ (Linux) для направления HFT (Junior/Middle) Инвестиционный Вектор · Москва	от 50000 до 130000 Р
	Дизайнер (сайтов и интерфейсов) АО Телеком-проект · Дубна	от 35000 до 60000 Р
	Разработчик PHP и JS ООО "ПИН" · Возможна удаленная работа	от 50000 до 65000 Р
	Тестировщик iOS и Android приложений Chudo Messenger · Москва	от 60000 до 90000 Р
	Преподаватель курса «Java программирования и Android разработки» Nordic IT School · Москва	от 33000 до 38000 Р
Все вакансии		

Комментарии 2

 dmsav

9 июля 2018 в 12:09

 0 

Пост рассказывает много тонкостей и нюансов. Спасибо.
Вы могли бы расширить и уточнить следующее?

1. Методы снижения перекрёстных помех. Именно интересно узнать о применяемых методах на практике более детально, например про

Подбор сопротивлений на концах активной и пассивной (англ. victim, quiet line) линий.

Применение экранирующих проводников (англ. guard trace), закороченных на опорный слой на концах и, по возможности, вдоль длины (порядка трёх переходных отверстий на длину tR-v).

Применение встроенных микрополосковых (англ. embedded microstrip) или полосковых линий, для которых в силу симметрии диэлектрика выполняется $VFE \approx 0$.

2. Было бы классно видеть фотографию или просто скрин самой платы

На рис. 6 изображены осциллограммы измерения перекрёстных помех между двумя 50-омными микрополосковыми линиями на экспериментальной плате в двух случаях: $w \sim 2,5$ мм, $s \sim 0,6$ мм, $h = 1,39$ мм и $w \sim 0,6$ мм, $s \sim 1,9$ мм, $h = 0,3$ мм.


3. Хотелось бы узнать, что это за ПО

Для некоторых случаев существуют оценочные аналитические соотношения [2], в общем случае для решения этой задачи применяются специализированные программные средства на основе численных методов





Для численного моделирования в этом случае применяется специализированное программное обеспечение

4. Про скин-эффект, если можно, расскажите пожалуйста подробней.

На рис. 1 изображена модель линии с потерями, где последовательное сопротивление моделирует омические потери (в т.ч. скин-эффект)

 iamsam

10 июля 2018 в 17:24



↑

0

↓

Вопросы это хорошо, они до бесконечности должны появляться, для того и пишу, чтобы их катализировать :).

По вопросу 1 — я для того даю ссылки на английский термин, чтобы можно было копать, вот просто вбивать в google этот термин и копать, копать, не пренебрегая sci-hub'ом.

По 2 — в названии рисунка ссылка на хороший материал — Adamczyk B. «EMC Crosstalk between PCB Traces», оттуда сам брал для понимания. Там же фото платы — обычная исследовательская плата, оторванная от реальных приложений.

По 3 — есть либо программно-реализуемая вычислительная модель, см. [2], либо более общие САПР ЭМ моделирования: QuickField, Sonnet, ADS и др.

По 4 — про скин-эффект написано много, в т.ч. в Википедии, немного и я писал в 3-ей части гайда.

Только полноправные пользователи могут оставлять комментарии. Войдите, пожалуйста.

САМОЕ ЧИТАЕМОЕ

- Сутки

Неделя

Месяц
- Как мы купили дом с солнечными панелями, и что из этого вышло

↑

+51

👁

41k

📄

62

💬

127
- Разработан метод шумоизоляции, гасящий до 94% шумов — рассказываем, как он работает

↑

+20

👁

30,8k

📄

91

💬

61
- Ядро Linux 5.1 — что известно об изменениях

↑

+30

👁

28,7k

📄

33

💬

18
- Что курил конструктор: необычное огнестрельное оружие

↑

+96

👁

178k

📄

97

💬

113
- Программист на больничном

↑

+72

👁



150k

📄

100

💬

191

Аккаунт	Разделы	Информация	Услуги	Приложения
Войти	Публикации	Правила	Реклама	<div><div> Загрузите в App Store</div><div> доступно в Google Play</div></div>
Регистрация	Хабы	Помощь	Тарифы	
	Компании	Документация	Контент	
	Пользователи	Соглашение	Семинары	
	Песочница	Конфиденциальность		