

УДК 621.3.049.75

Гибридная FEM/MTL схема расчета взаимодействия элементов печатных платЯволовская Е.¹, Джобава Р.Г.²¹Тбилисский Государственный Университет им. Джавахишвили²Сухумский Филиал Тбилисского Государственного Университета**Аннотация**

В работе представлен гибридный FEM/MTL метод (метод конечных элементов - FEM, и метод передающих линий - MTL) расчета взаимного влияния компонент печатной платы. Идея метода заключается в учете взаимодействия между элементами печатной платы на основе предположения о квази-поперечности волн, распространяющихся вдоль дорожек. Квазипараллельные участки дорожек разбиваются на сегменты, в каждом из которых строится поперечное сечение. В этом сечении находятся собственные и взаимные матрицы индуктивностей и емкостей, по которым строится эквивалентная электрическая схема с сосредоточенными параметрами. Далее, схемы для отдельных участков объединяются, к ним присоединяются модели цепей, описывающих физические элементы подсоединенные к дорожкам, и проводятся расчеты на основе теории цепей. Для расчета матриц емкостей и индуктивностей металлических дорожек, впечатанных в диэлектрическую область платы, используется метод конечных элементов (FEM). Эквивалентная цепь с сосредоточенными параметрами, составленная на основе LC матриц, описывает неоднородную многоканальную передающую линию (MTL). Подобный подход в отличие от прямых электродинамических расчетов позволяет использовать сложные электрические схемы в качестве портов печатной платы. В работе проведено сравнение гибридного метода с прямыми электродинамическими методами. Показано, что в до-резонансных частотах (которые имеют большую важность во многих практических приложениях) метод является достаточно точным и обладает многими преимуществами в сравнении с прямыми методами, такими как: MoM, FEM/MoM, FDTD.

Ключевые слова:

Печатные платы (PCB), электромагнитная совместимость (EMC), crosstalk, метод конечных элементов (FEM), метод передающих линий (MTL), метод моментов (MoM), метод конечных разностей во временной области (FDTD), гибридная FEM/MTL схема.

Введение

Печатная плата (PCB) представляет собой многослойную структуру, состоящую из слоев, вообще говоря, неоднородных диэлектриков с впечатанными между слоями металлическими поверхностями, дорожками несущими некие сигналы. Дорожки могут переходить также из слоя в слой.

Частоты, на которых будет функционировать устройство, уровень излучения и чувствительность к внешним помехам должны находиться в установленных стандартами пределах. Одним из важных вопросов является контроль над взаимодействием (crosstalk) между компонентами печатной платы. Сигналы, проходящие по дорожкам, могут быть искажены из-за взаимодействия с другими источниками.

Поэтому на этапе проектирования печатной платы очень важно правильно учесть все возможные помехи, возникающие в системе.

Наиболее эффективным методом здесь является компьютерное моделирование печатной платы.

Для моделирования РСВ возможно применение различных методов. Одним из них является метод моментов. Структура платы представляется дискретными объемными и поверхностными элементами, для которых, с учетом граничных условий, решается система линейных уравнений. Недостатком метода моментов для моделирования объемных объектов является необходимость решения больших матриц. При этом тратится большое расчетное время и компьютерные ресурсы. Особенно сложной задачей оказывается для неоднородных диэлектрических областей.

Другим методом, используемым для моделирования печатных плат, является метод конечных элементов (FEM). Здесь область представляется дискретными объемными элементами. Однако по сравнению с методом моментов преимущество состоит в разреженном характере матрицы, что значительно уменьшает необходимые ресурсы. Хотя для описания открытых областей, то есть, учета излучения, область моделирования значительно превышает размеры объекта.

Еще одним, часто используемым методом, является метод конечных разностей во временной области (FDTD). В этом методе все пространство, охватывающее плату, разбивается на параллелепипеды, в каждом из которых записывается дискретный аналог уравнений Максвелла. Благодаря факту конечности скорости света, влияние соседних элементов на выбранный элемент запаздывает во времени, и таким образом, возможна формулировка рекуррентной схемы, в которой поля в каждом пространственном элементе пересчитываются через поля в этом же элементе и в соседних элементах, определенные в предыдущие моменты времени. Метод требует больших ресурсов памяти и имеет трудности с непрямоугольными областями.

Возможно также применение других методов, однако мы ограничились описанием наиболее широко применяемых методов.

Таким образом, решение трехмерных РСВ задач требует больших компьютерных ресурсов и расчетного времени, каким бы методом они не проводились.

Альтернативой является приближенное решение, основанное на упрощении трехмерной задачи до двумерной и применении теории передающих линий. Именно такой подход развит в данной работе.

Так как учет всех компонентов сложной системы практически невозможен, на практике при моделировании сложных систем обычно рассматривается каждая небольшая часть в отдельности. При этом предполагается, что остальные компоненты слабо влияют на выделенную подсистему.

Таким образом, моделирование взаимодействий внутри печатной платы сводится к рассмотрению двух или более металлических дорожек внутри однородной или неоднородной диэлектрической области.

Взаимодействующие металлические дорожки могут располагаться как на одном и том же уровне внутри диэлектрика, так и на разных. Возможны разнообразные разветвления и переходы с уровня на уровень.

Отличие данной работы от предыдущих [1-2] заключается в том, что мы формулируем уравнения передающей линии, описывающей взаимодействие между дорожками в виде набора цепей с сосредоточенными параметрами, в то время как в указанных работах в основном используются аналитические решения для однородных передающих линий. Формулировка, основанная на сосредоточенных параметрах, позволяет легко и естественно рассматривать любые неоднородности системы, которые, так или иначе, поддерживают распространение поперечных волн.

В следующих секциях представлены детали реализации метода и результаты для различных задач.

Методология

Рассмотрим сложную печатную плату. Пример такой платы показан на рис.1

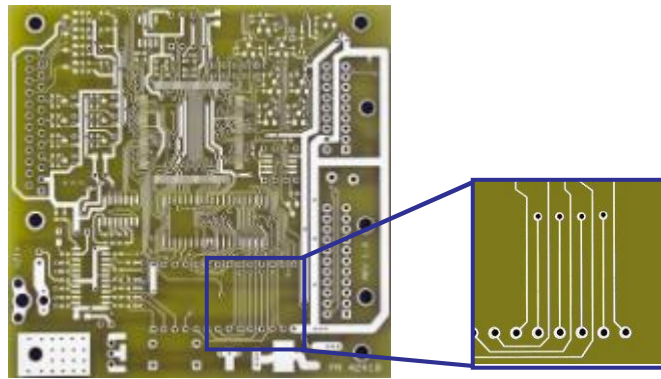


Рис. 1. Выделение из сложной печатной платы простого участка

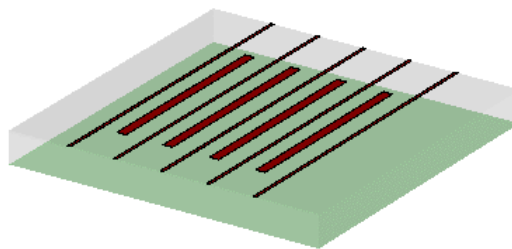


Рис. 2. Компьютерная модель упрощенного участка печатной платы

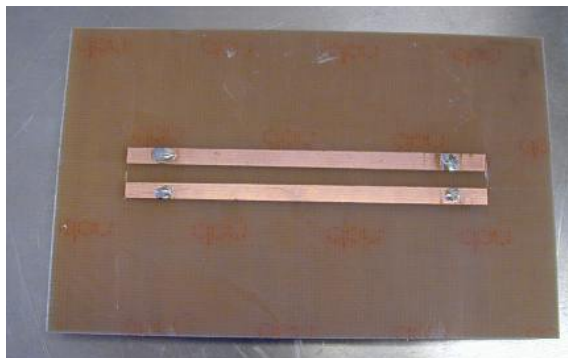


Рис. 3. Простая печатная плата



Рис. 4. Порты простой печатной платы

На первом этапе происходит разбиение трехмерной задачи на более простую двумерную.

Исследуемая структура нарезается на множество двумерных сечений перпендикулярно плоскости активной металлической дорожки. В каждом сечении рассматриваются только параллельные (или квазипараллельные) друг другу участки металла, расположенные либо на одном, либо на разных уровнях диэлектрической области (рис.5-6)

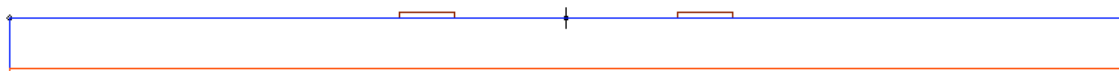


Рис. 5. Двумерное сечение полос, находящихся на одном уровне диэлектрической подложки

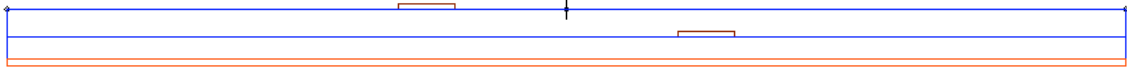


Рис. 6. Двумерное сечение полос, находящихся на разных уровнях диэлектрической подложки

В каждом сечении производится двумерный расчет матриц емкостей и индуктивностей системы. Знание матриц емкостей и индуктивностей позволяет представить каждый сегмент передающей линии в виде его эквивалентной электрической схемы.

Вся система в результате представляется в виде определенной электрической схемы в соответствии с теорией передающих линий.

Расчет такой схемы легко осуществляется программами типа Spice. Программа позволяет учитывать сложные, в том числе и нелинейные, устройства на концах передающих линий, а также рассматривать систему, как в частотной, так и во временной областях.

В общем виде схема описанного гибридного метода может быть представлена в виде, приведенном на рис. 7.



Рис. 7. Общая схема гибридного метода

Расчет матриц индуктивностей и емкостей двумерных сечений системы проводится методом конечных элементов (FEM).

Рассмотрим более подробно гибридный подход на примере одной из задач.

Пусть имеем структуру схематически изображенную на рисунке 8.

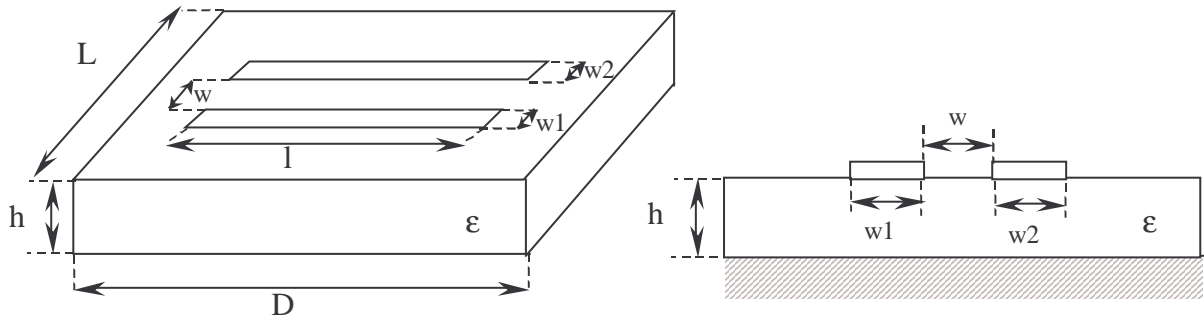


Рис. 8. Геометрия исследуемой задачи

В общем случае на концах передающих линий могут располагаться сложные устройства. В рассматриваемой нами системе в качестве портов структуры выступают заземляющие проволочные сегменты (рис. 9).

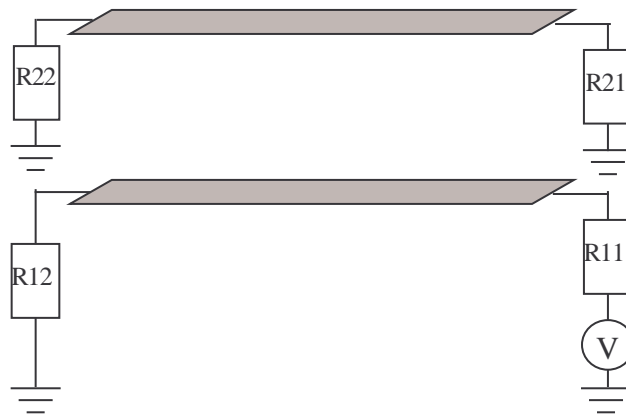


Рис. 9. Модель участка платы с двумя взаимодействующими линиями
 $R11=R12=R21=R22=50 \text{ Ом}$, $V=1 \text{ В}$

Как было указано выше, решение производится поэтапно.

На первом этапе находится двумерное сечение структуры (рис. 10). Для более точного решения передающие линии разбиваются на короткие подсегменты.

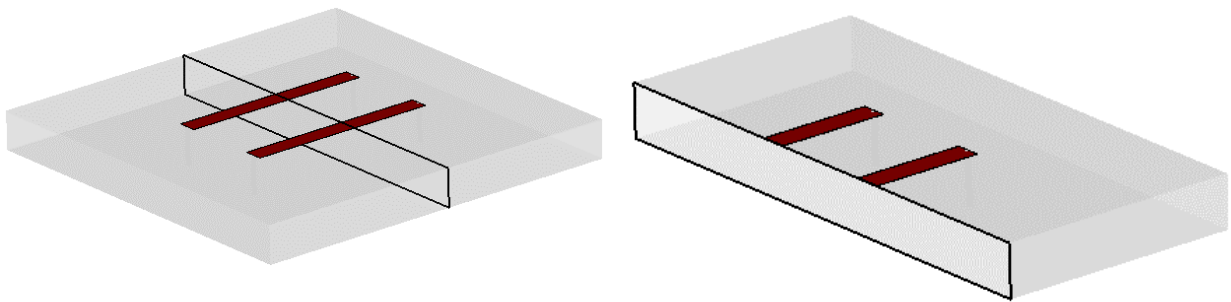


Рис. 10. Нахождение двумерных сечений структуры

В нашем случае сечение довольно простое. Поэтому достаточно провести решение для одного сечения и использовать его вдоль всей структуры.

Затем строится FEM сетка для двумерного сечения. В данной работе для решения двумерной задачи использовалась программа MaxwellSV, в которой построение сетки происходит по адаптивному алгоритму. Сетка, полученная в результате работы адаптивного алгоритма показана на рис.11-12.

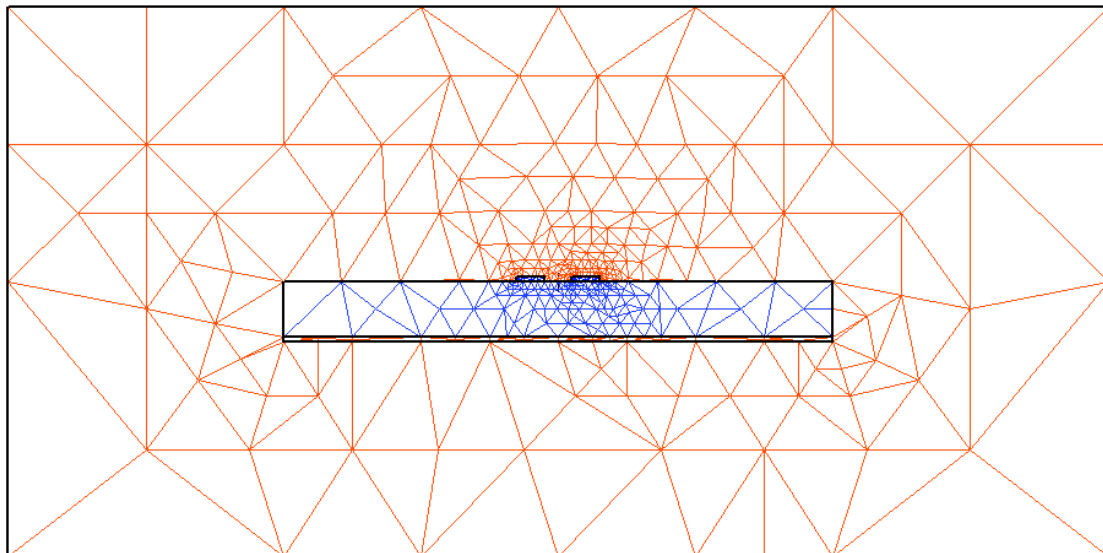


Рис. 11. Построение FEM сетки сечения для решения статической задачи

При построении сетки для статического FEM солвера область моделирования не ограничивается только объектами, входящими в рассмотрение. Необходимо задать также 'внешнюю' область для правильного учета излучения структуры.

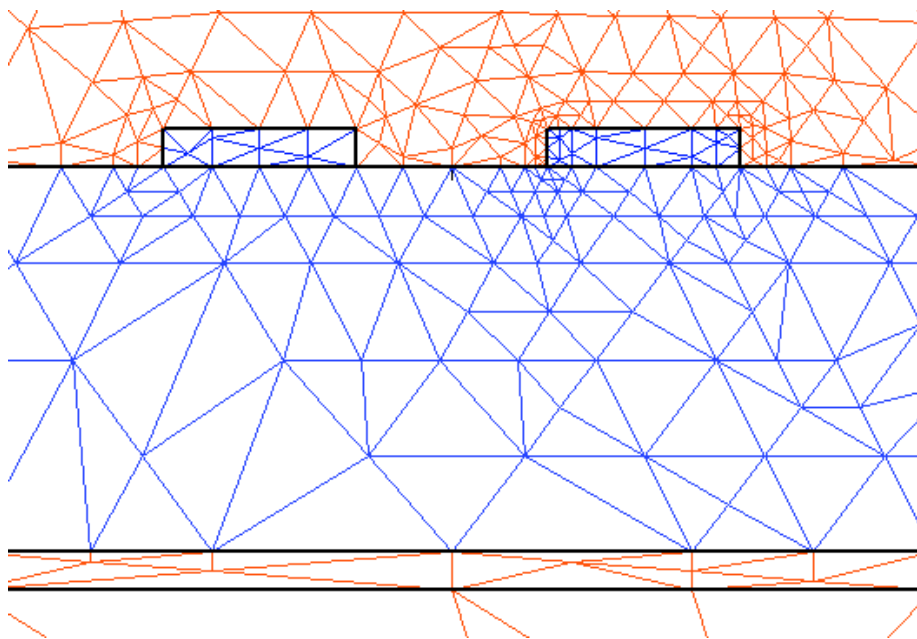


Рис. 12. FEM сетка сечения для решения статической задачи

Для полученной сетки производится расчет матриц емкостей и индуктивностей системы. С использованием полученных величин происходит построение эквивалентной электрической цепи [3].

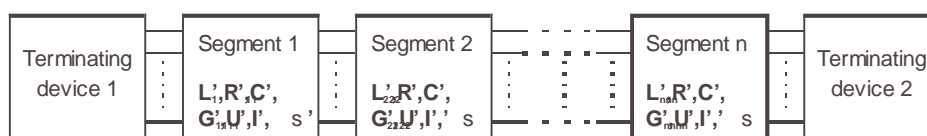


Рис. 13. Общее представление эквивалентной схемы

В общем случае схема одного сегмента передающей линии выглядит следующим образом.

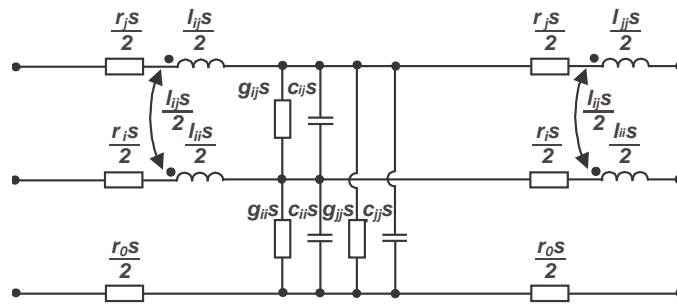


Рис. 14. Участок электрической цепи в общем виде

Для двух взаимодействующих передающих линий (идеальный проводник) эквивалентная схема представлена на рисунке 15.

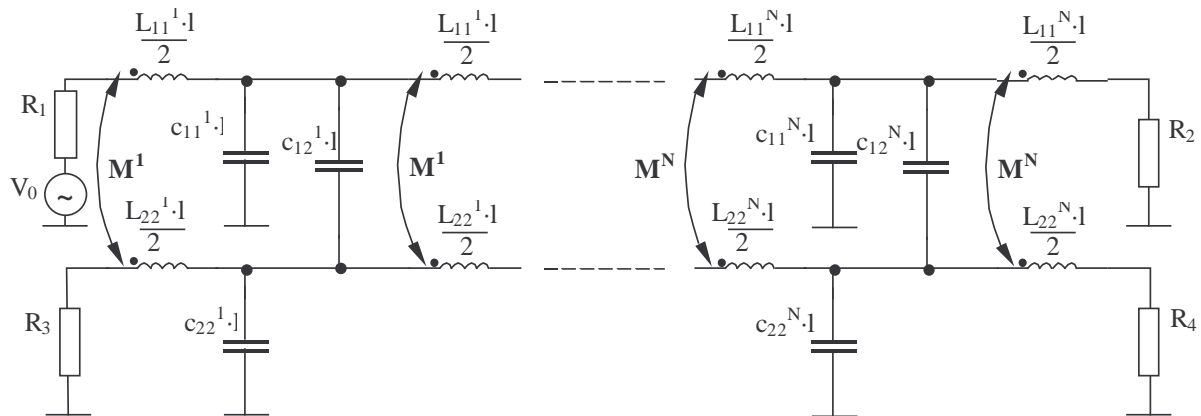


Рис. 15. Эквивалентная электрическая схема для решения задачи взаимодействия двух идеально проводящих передающих линий

Где

L_{11} – собственная индуктивность передающей линии No 1

L_{22} – собственная индуктивность передающей линии No 2

L_{12} – взаимная индуктивность между линиями 1 и 2

M – коэффициент магнитного взаимодействия:

$$M = \frac{L_{12}}{\sqrt{L_{11} \cdot L_{22}}}$$

c_{11}, c_{22} – собственные емкости линий 1 и 2

c_{12} – взаимная емкость линий

l – длина сегмента передающей линии

N – число сегментов в системе.

С использованием полученной электрической схемы производится расчет откликов в портах передающих линий.

Взаимодействие между выбранными портами на концах передающих линий определяется следующей формулой

$$S_{ij} = 20 * \log_{10}\left(\frac{V_j}{V_i}\right)$$

где V_j - напряжение на пассивном порту при напряжении активного порта V_i . Таким образом, для M портов получаем матрицу S размерности $M \times M$, причем $S_{ij} = S_{ji}$.

Результаты расчетов

Задача, описанная выше, была решена для параметров, указанных в таблице 1.

Нижняя плоскость диэлектрической области покрыта заземленной металлической поверхностью.

Таблица 1. Параметры задачи

Толщина диэлектрической подложки h [мм]	2
Ширина диэлектрической подложки L [мм]	20
Длина диэлектрической подложки D [мм]	20
Диэлектрическая проницаемость подложки ϵ	2.3
Длина металлических полос l [мм]	10
Ширина металлической полоски $w1$ [мм]	1
Ширина металлической полоски $w2$ [мм]	1
Расстояние между полосками w [мм]	4

Дорожки были представлены 100 сегментами. Так как сечение не изменяется вдоль дорожек, расчеты взаимных индуктивностей и емкостей можно провести один раз.

На основе построенной сетки производится решение статической задачи. В таблице приведены матрицы индуктивностей и емкостей системы.

Таблица 2. Матрицы емкостей и индуктивностей для двумерного сечения

	Емкость [pF/m]	Индуктивность [nH/m]
Металлическая дорожка 1	35.258	523.472
Металлическая дорожка 1 - Металлическая дорожка 2	2.186	53.284
Металлическая дорожка 2	35.245	525.427

Полученная схема с сосредоточенными параметрами была рассчитана программой SPICE.

Для проверки метода были проведены расчеты данной задачи также методом FIT (CST Microwave Studio) и трехмерным FEM (Ansoft HFSS).

На рисунках 16-17 приведено сравнение S параметров системы, рассчитанных различными методами.

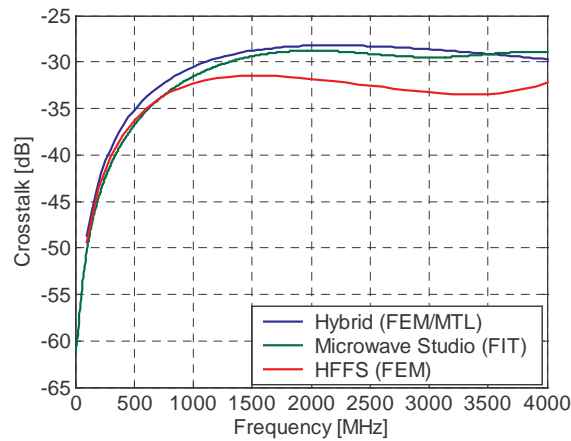


Рис. 16. Взаимодействие между активным портом и соседним портом второй дорожки

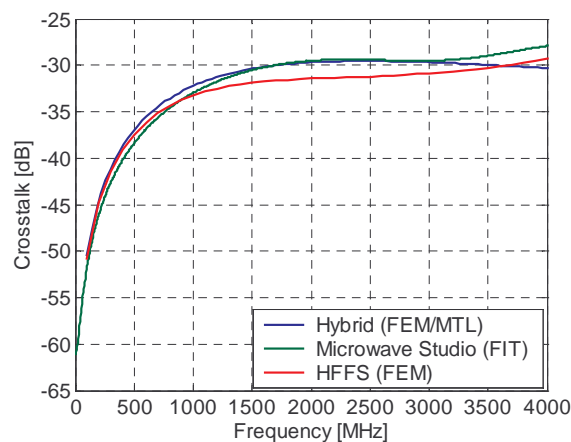


Рис. 17. Взаимодействие между активным портом и противоположным портом второй дорожки

Разница между результатами, полученными Microwave Studio и HFFS, вызвана разницей в моделировании порта в этих программных пакетах. Однако, как можно судить по графикам гибридный метод дает результат достаточно близкий к прямым методам.

В то время как время расчета для гибридного метода значительно меньше.

Приблизительная оценка времени расчета для разных методов приведена в следующей таблице. Необходимо отметить, что в каждой из программ использовался адаптивный алгоритм дискретизации области.

Таблица 3. Время расчета задачи различными методами

Microwave Studio	HFFS	Гибридный FEM/MTL метод
28 мин	1 час 10 мин	3 мин

На рисунках 18-19 показано распределение электрического поля рассматриваемой структуры при частоте 4 ГГц.

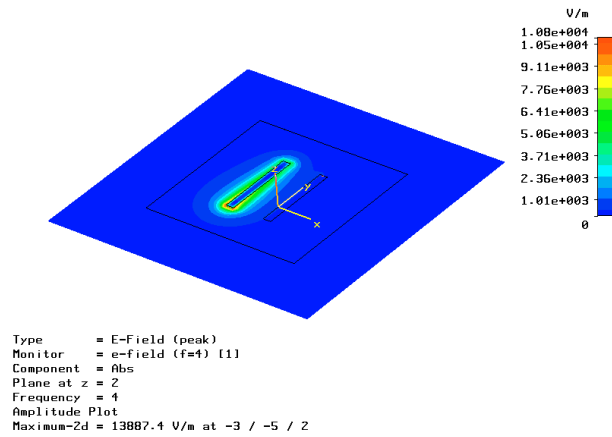


Рис. 18. Распределение электрического поля в плоскости верхней поверхности структуры для частоты 4 ГГц

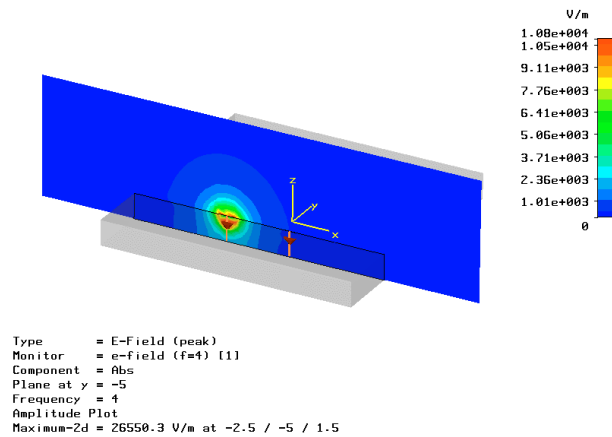


Рис. 19. Распределение электрического поля в плоскости поперечного сечения структуры для частоты 4 ГГц

Рассмотрим дополнительно несколько задач.

Геометрия в этой задаче та же, что и в предыдущей, однако параметры отличаются. Нашей целью является исследование поведения гибридного подхода в диапазоне частот, который захватывает первый резонанс.

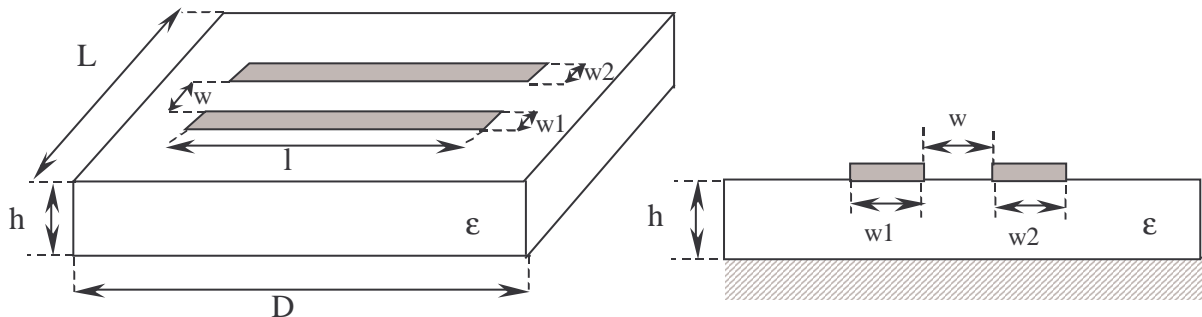


Рис. 20. Геометрия исследуемой задачи

Параметры структуры указаны в таблице 4. Нижняя плоскость диэлектрической области покрыта заземленной металлической поверхностью.

Таблица 4. Параметры задачи

Толщина диэлектрической подложки h [мм]	1
Ширина диэлектрической подложки L [мм]	10
Длина диэлектрической подложки D [мм]	100
Диэлектрическая проницаемость подложки ϵ	10
Длина металлических полос l [мм]	10
Ширина металлической полосы w_1 [мм]	0.5
Ширина металлической полосы w_2 [мм]	0.5
Расстояние между полосками w [мм]	0.5

На рисунках 21-22 приведено сравнение S параметров системы, рассчитанных различными методами в частотном диапазоне, захватывающем первый резонанс структуры.

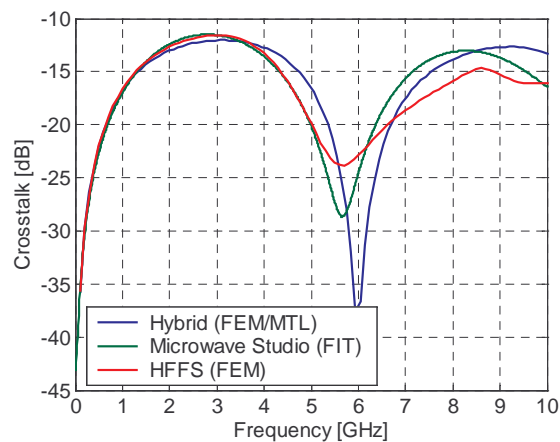


Рис. 21. Взаимодействие между активным портом и соседним портом второй дорожки

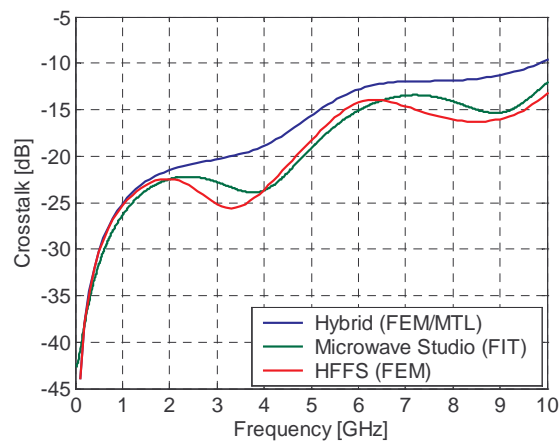


Рис. 22. Взаимодействие между активным портом и противоположным портом второй дорожки

Как видно, качественное описание, полученное гибридным подходом достаточно хорошее. В случае влияния на соседний порт, гибридный подход дает несколько сдвинутый по частоте и заниженный резонанс. Влияние на противоположный порт описывается хуже. Колебания, присутствующие в полных методах, имеют различную амплитуду для случаев, когда длина диэлектрика меняется (рис.23). Проявляются, так называемые, краевые эффекты.

В гибридном подходе эти краевые эффекты не учитываются вовсе, так как возможен учет только лишь поперечных размеров печатной платы.

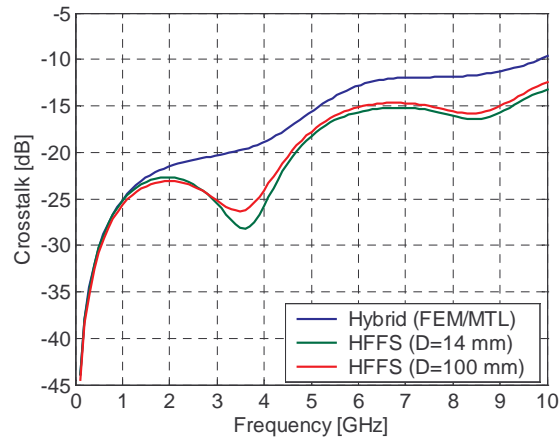


Рис. 23. Взаимодействие между активным портом и противоположным портом второй дорожки для различных длин диэлектрической области

В следующей задаче мы исследуем взаимодействие дорожек, расположенных на разных уровнях платы.

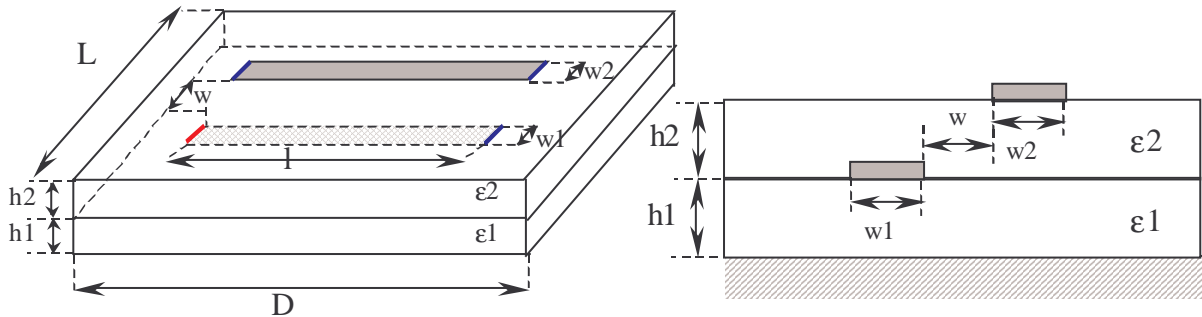


Рис. 24. Геометрия исследуемой задачи

Параметры структуры указаны в таблице 5. Нижняя плоскость диэлектрической области покрыта заземленной металлической поверхностью.

Таблица 5. Параметры задачи

Толщина диэлектрической подложки $h1$ [мм]	1
Толщина диэлектрической подложки $h2$ [мм]	1
Ширина диэлектрической подложки L [мм]	20
Длина диэлектрической подложки D [мм]	20
Диэлектрическая проницаемость подложки $\epsilon1$	2.3
Диэлектрическая проницаемость подложки $\epsilon2$	2.3
Длина металлических полос l [мм]	10
Ширина металлической полоски $w1$ [мм]	1
Ширина металлической полоски $w2$ [мм]	1
Расстояние между полосками w [мм]	4

Активной является дорожка 1, находящаяся на нижнем уровне. На рис.24 красная линия показывает положение активного порта системы.

На рисунках 25-26 приведено сравнение S параметров системы, рассчитанных различными методами.

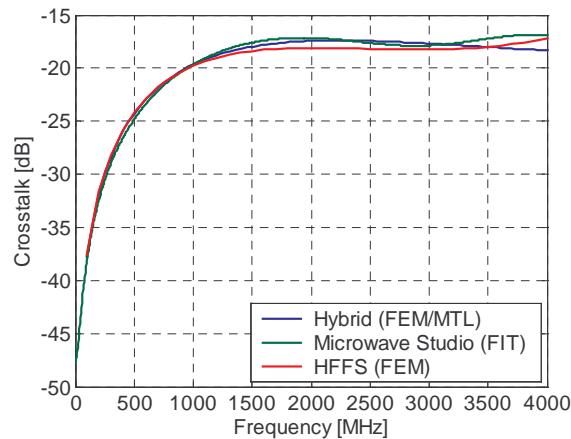


Рис. 25. Взаимодействие между активным портом и соседним портом второй дорожки

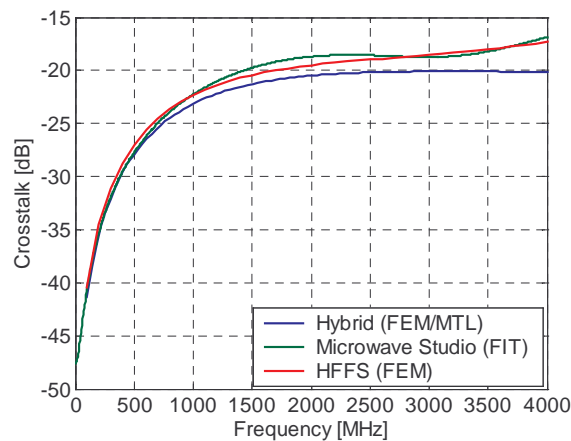


Рис. 26. Взаимодействие между активным портом и противоположным портом второй дорожки

И в этой задаче видно, что влияние на соседний порт пассивной дорожки описывается достаточно хорошо, а влияние на противоположный порт описывается хорошо только на низких частотах, в то время как для высоких частот описание можно считать качественно удовлетворительным.

Выводы

Таким образом, было показано, что гибридный метод может быть использован для быстрой оценки взаимного влияния дорожек печатных плат. Он позволяет проводить исследования печатных плат без использования сложных коммерческих программ.

Время расчета в основном сводится к расчету матриц емкостей и индуктивностей, в то время как непосредственно эквивалентная цепь рассчитывается очень быстро.

Гибридный MTL/FEM метод для оценки взаимодействия между дорожками дает хорошее совпадение с прямыми методами в области до первого резонанса и правильно описывает положение и форму самого резонанса. Однако метод учитывает взаимодействие только между параллельными или квазипараллельными сегментами печатной платы. Поэтому применимость применения гибридного метода ограничена.

Литература:

1. C.R. Paul, Analysis of multiconductor transmission lines, Wiley, New York, 1994.
2. D. Bellan, A.Musolino, S.Pignari, M.Raugi. Estimation of Crosstalk and Coupled Microstrip Lines. Progress of Electromagnetic Research Symposium, PIERS 2004, Extended Papers, Pisa, Italy, 2004, pp.703-706.
3. S. Frei, R. Jobava. Coupling of Inhomogeneous Fields into an Automotive Cable Harness with Arbitrary Terminations. EMC Zurich 2001 symposium, 17D2

В статье содержится 26 рисунков, 5 таблиц.

Получена: 2004-04-14