

И. А. Конников

РАСЧЕТ ПЕРЕКРЕСТНЫХ ПОМЕХ В ЭЛЕКТРОННЫХ МОДУЛЯХ

Представлен подход к использованию классических методов радиотехники для моделирования электромагнитного поля в электронных устройствах. Предлагаемый подход может быть использован в САПР при решении проблемы внутренней электромагнитной совместимости электронных модулей, он позволяет снизить объем вычислений по сравнению с методами, основанными на строгом расчете электромагнитного поля.

Ключевые слова: наводки, электромагнитная связь, эквивалентная постоянная распространения.

Введение. Трудоемкость оценки влияния паразитных электромагнитных эффектов (ПЭМЭ) на характеристики современных радиоэлектронных модулей на ранней стадии их проектирования ограничивает размерность задач, решаемых в САПР. Тенденции развития радиоэлектроники обуславливают постоянно возрастающую актуальность разработки и внедрения все более эффективных методов решения этой проблемы.

Помимо использования существующих топологических ограничений и норм проектирования возможны два основных подхода к решению проблемы. Первый, предложенный в статье [1], предполагает экстракцию эквивалентной электрической схемы проектируемого модуля, включающей помимо элементов принципиальной схемы элементы, моделирующие ПЭМЭ. Экстракция проводится в автоматическом режиме. Для оценки влияния ПЭМЭ рассчитываются выходные электрические характеристики. Недостаток такого подхода — высокая размерность решаемой задачи, не соответствующая возможностям современных вычислительных средств.

Второй подход предполагает непосредственный расчет количественных характеристик ПЭМЭ (главным образом — амплитуды наведенной помехи). С целью снижения размерности задачи эквивалентная схема, по которой оцениваются ПЭМЭ, экстрагируется только для коммутационных проводников конструкции устройства. Активные элементы моделируются своими эквивалентными входными и/или выходными сопротивлениями и генераторами сигнала.

В обоих случаях паразитные наводки и задержки традиционно моделируются с помощью схем замещения, включающих частотонезависимые емкости и индуктивности. Однако в этом случае погрешность моделирования ПЭМЭ имеет две составляющие. Во-первых, погрешность, обусловленная использованием при моделировании поля реактивностей, которые рассчитываются через его статическую составляющую, превалирующую в ближней зоне, но быстро убывающую с увеличением расстояния. При моделировании наводок через взаимные емкости и индуктивности (в классической трактовке этих понятий) не учитываются поля излучения и переходной зоны. Это может привести к недопустимо высокой погрешности при проектировании устройств субнаносекундного диапазона, поэтому паразитные емкости и индуктивности целесообразно использовать только для моделирования распространения поля вдоль коммутационных проводников (для расчета времени задержки, волнового сопротивления и т.п.). Для моделирования взаимного влияния проводников следует использовать математические модели, которые учитывают все составляющие поля, в том числе поле излучения. Во-вторых, погрешность, обусловленная пространственной дискретизацией системы с распределенными параметрами, состоящей из объекта-источника и объекта-приемника помехи, а также канала распространения электромагнитной энергии.

В настоящей работе предлагаются математические методы и модели, основанные на прямом использовании методов теории электромагнитного поля, органично учитывающих распре-

деленный характер конструктива. Область корректного использования таких моделей не ограничена ближней зоной и может распространяться на решение проектных задач большой размерности, поскольку предлагаемый подход позволяет максимальным образом использовать аналитические методы, реализуемые заранее при разработке математического обеспечения САПР, в отличие от традиционных методов, основанных на пространственной дискретизации и предполагающих проведение основного, причем гораздо большего, объема вычислений в процессе моделирования.

Основная идея предлагаемого подхода. Для количественной оценки перекрестных помех предлагается использовать электродинамический подход на основе метода эквивалентной постоянной распространения (ЭПР) [2]. При таком подходе значение наводимой ЭДС помехи может быть рассчитано с учетом всех составляющих (а не только статической) электромагнитного поля источника помехи; наводимая ЭДС является интегральной характеристикой системы, состоящей из источника, рецептора помехи и канала паразитной связи. Для количественной оценки помехи пространственная дискретизация такой системы не нужна.

При расчете поля источника помех в качестве физической модели исследуемого устройства принимается слоистая диэлектрическая среда (непроводящая, изотропная и однородная)* с плоскопараллельными границами раздела слоев, неограниченная в азимутальном направлении, в которой расположены проводники; объемы проводников аппроксимируются параллелепипедами.

Учитывая прикладной и конкретный характер указанной задачи, описанной в работе [2], подход к реализации метода ЭПР целесообразно модифицировать. Для слоистой среды функция Грина G_B , которая является решением волнового уравнения, описывается выражением того же вида, что и для однородной:

$$G_B = M \exp(-ik_{\text{эпр}}R)/R,$$

где M — коэффициент; $k_{\text{эпр}} = \omega \sqrt{\varepsilon_0 \varepsilon_3 \mu_0 \mu_3}$ — ЭПР; R — расстояние между элементарным источником поля и точкой наблюдения; $\varepsilon_0 = 10^{-9}/(36\pi)$ и $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ — абсолютные диэлектрическая и магнитная проницаемости свободного пространства; ε_3 и μ_3 — эквивалентные относительные диэлектрическая и магнитная проницаемости слоистой среды соответственно; $\pi = 3,14159\dots$; ω — угловая частота.

Однако в настоящей работе значения ε_3 и μ_3 предлагается рассчитывать иначе, по единым для каждого слоя среды более простым формулам, отличным от предлагаемых в [2]:

$$\varepsilon_3 = \frac{1}{R} \int_0^\infty J_0(\lambda r) q_\varepsilon(\lambda) d\lambda; \quad \mu_3 = R \int_0^\infty J_0(\lambda r) q_\mu(\lambda) d\lambda,$$

где $q_\varepsilon(\lambda)$ — полученная при решении электростатической задачи математическая модель слоистой среды, соответствующей конструкции электронного модуля [3]; $q_\mu(\lambda)$ — то же для магнитостатической задачи; J_0 — функция Бесселя первого рода нулевого порядка; r — длина парциального канала связи (расстояние в азимутальной плоскости между элементарным источником поля и точкой, в которой поле вычисляется); несобственные интегралы вычисляются по методике [4].

Таким образом определенные величины ε_3 , μ_3 и $k_{\text{эпр}}$ не зависят от размеров проводника, что существенно снижает объем необходимых вычислений. Тем не менее значения ε_3 , μ_3 и

*Влияние препрега, который обеспечивает адгезию металлического проводника к диэлектрику платы, может являться предметом отдельного исследования.

$k_{\text{эпр}}$ зависят от величины r и параметров конструкции. Характер этих зависимостей должен учитываться при разработке технологии вычисления перекрестной помехи.

Идея описания электромагнитного процесса динамической математической моделью, один из параметров которой рассчитывается в квазистационарном приближении, не нова. Этот прием был использован, например, для описания электромагнитных процессов в линиях с распределенными параметрами при помощи дифференциального уравнения второго порядка (уравнения Гельмгольца [5]), описывающего распространение монохроматической волны вдоль проводника, т.е. распространение волны в канале связи, включающем проводник. Решение этого уравнения, как известно [5], представляет собой сумму двух слагаемых с экспоненциальной зависимостью от расстояния. Показатели экспонент отличаются знаком и рассчитываются через распределенные индуктивность и емкость линии, определяемые на основе решения уравнений Лапласа для потенциалов магнитного и электрического полей, т.е. строго говоря, на постоянном токе. Тем не менее полученная математическая модель эффективно используется в очень широком диапазоне частот. На основе этой модели была построена теория линий с распределенными параметрами, область корректного использования которой весьма обширна. Корректность применения такого приема для описания сходных электромагнитных процессов в канале связи, проводник не включающем, была исследована и обсуждалась в работах [6, 7].

Напряжение помехи, наводимое в проводнике-рецепторе, рассчитывается как интеграл от напряженности помехонесущего электрического поля по длине рецептора. Если проводники параллельны оси абсцисс (абсциссами начала и конца проводника — источника поля помехи длиной l — являются $x_{\text{и}}$ и $x_{\text{и}} + l$; $x_{\text{п}}$ и $x_{\text{п}} + l_{\text{п}}$ — то же для рецептора помехи длиной $l_{\text{п}}$), то напряжение помехи

$$e_{\text{п}} = \int_{x_{\text{п}}}^{x_{\text{п}}+l_{\text{п}}} E(x, y, z) dl = \varphi(x_{\text{п}}, y) - \varphi(x_{\text{п}} + l_{\text{п}}, y) - i\omega \int_{x_{\text{п}}}^{x_{\text{п}}+l_{\text{п}}} A(x, y) dx.$$

В этой формуле напряженность электрического поля

$$E(x, y, z) = -\frac{\partial A}{\partial t} - \text{grad } \varphi = i\omega A - \text{grad } \varphi,$$

где усредненный по толщине проводника векторный потенциал магнитного поля, создаваемого током плотностью j в проводнике-источнике шириной b ,

$$A(x, y) = \frac{\mu_0 I_1}{4\pi} \int_{x_{\text{и}}}^{x_{\text{и}}+l} \frac{\mu_3(r) \exp[-ik_3(r)R - \gamma|x_0 - x_{\text{и}}|]}{R} dx_0;$$

усредненный по толщине проводника потенциал электрического поля, создаваемого зарядом плотностью η ,

$$\varphi(x, y) = \frac{1}{4\pi\epsilon_0 t} \int_0^t dz \int_0^t dz_0 \int_0^b dy_0 \int_{x_{\text{и}}}^{x_{\text{и}}+l} \eta(x, x_0, y_0, z_0) \frac{\exp(-ik_{\text{эпр}} r)}{\epsilon_3 R} dx_0.$$

Характер распределения тока и заряда в линии (проводнике-источнике) подробно рассмотрен в работе [8]. Интегрирование проводится численно, по известным квадратурным формулам Гаусса или Лобатто [9].

Заключение. Получаемые с помощью предлагаемого варианта метода ЭПР математические модели уступают моделям, основанным на строгом динамическом подходе и пространственной дискретизации, по широкополосности, значительно превосходя их по экономичности (расходу машинного времени и емкости оперативной памяти). С другой стороны, они значительно превосходят модели, использующие взаимные емкости и индуктивности, как по экономичности, так и по широкополосности, позволяя учесть все составляющие поля, а не только

статическую, и таким образом более адекватно описывают физические процессы в реальном электронном модуле.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. *Конников И. А.* Принципы организации подсистемы учета конструктивно-технологических факторов при автоматизированном проектировании микросборок // Вопросы радиоэлектроники. Сер. ТПО. 1982. Вып. 3. С. 8—12.
2. *Конников И. А.* Вычисление параметров переходного процесса в канале электромагнитной связи // Электромагнитные волны и электронные системы. 2007. № 11. С. 52—60.
3. *Конников И. А.* Математическая модель конструкции микросхемы // Математическое моделирование. 2007. № 4. С. 37—44.
4. *Конников И. А.* Оценка точности вычисления функции Грина в слоистой среде // Вычислительные технологии. 2006. № 5. С. 55—62.
5. *Баскаков С. И.* Радиотехнические цепи с распределенными параметрами. М.: Высш. школа, 1980. 152 с.
6. *Конников И. А.* Область корректного применения метода эквивалентной постоянной распространения // 63-я науч.-техн. конф., посвященная Дню радио. СПб: СПб ГТУ „ЛЭТИ“, 2008. С. 28—30.
7. *Конников И. А.* Область корректного использования метода эквивалентной постоянной распространения // Научная сессия ГУАП. Сб. докл. Ч. II. Технические науки. СПб: ГУАП, 2008. С. 111—115.
8. *Конников И. А.* Влияние плотности распределения заряда на емкость прямоугольной пленки в слоистой среде // Электричество. 2007. № 3. С. 37—41.
9. *Крылов В. И., Шульгина Л. Т.* Справочная книга по численному интегрированию. М.: Наука, 1966. 372 с.

Сведения об авторе

Игорь Аркадьевич Конников

— д-р техн. наук; Санкт-Петербург; E-mail: konnikov_i@mail.ru

Рекомендована кафедрой
проектирования и безопасности
компьютерных систем НИУ ИТМО

Поступила в редакцию
15.05.12 г.