

Квазистатические и полноволновые подходы получения RLC-параметров в разработке корпусов для микросхем.

Современные тенденции в моделировании параметров корпусов микросхем

Окончание, начало в СВЧ-Электроника № 1'26

Количественный анализ перекрестных помех в высокоскоростных соединениях основан на геометрической модели взаимного расположения проводников на печатной плате. На рис. 6 показана типовая конфигурация двух параллельных микрополосковых линий над опорным слоем («землей») и соответствующая эквивалентная схема с распределенными параметрами на единицу длины.

Геометрические параметры трасс — ширина W , толщина T , зазор S , высота диэлектрика H и диэлектрическая проницаемость подложки ϵ_r — однозначно определяют распределенные параметры линии. Эквивалентная схема включает собственные емкости C_{11} , C_{22}

и индуктивности L_{11} , L_{22} каждой линии относительно «земли», а также взаимные емкость C_{12} и индуктивность L_{12} , которые характеризуют электрическую и магнитную связь между проводниками и являются непосредственной причиной перекрестных помех.

Современные средства трехмерного электромагнитного моделирования позволяют напрямую извлекать полный набор распределенных RLC-параметров из геометрии печатной платы и корпуса микросхемы. С их помощью рассчитываются волновые характеристики линий передачи и формируется матрица S-параметров для последующего анализа целостности сигнала.

На их основе вычисляются волновые характеристики линий. Фазовые скорости определяются как:

$$V_{p1} = \frac{1}{\sqrt{L_{11}C_{11}}}, \quad V_{p2} = \frac{1}{\sqrt{L_{22}C_{22}}}, \quad (5)$$

а характеристические импедансы изолированных линий:

$$Z_{10} = \sqrt{\frac{L_{11}}{C_{11}}}, \quad Z_{20} = \sqrt{\frac{L_{22}}{C_{22}}}. \quad (6)$$

Для инженерной оценки в САПР применяются приближенные формулы, связывающие

распределенные параметры с коэффициентами связи. Коэффициент ближней помехи (NEXT) при слабой связи имеет вид:

$$K_{NEXT} = \frac{V_p}{4} \left(\frac{C_{12}}{C_{22}} Z_{20} + \frac{L_{12}}{L_{11}} \frac{1}{Z_{10}} \right), \quad (7)$$

где V_p — эффективная скорость, определяемая как среднее гармоническое фазовых скоростей линий:

$$\frac{1}{V_p} = \frac{1}{2} \left(\frac{1}{V_{p1}} + \frac{1}{V_{p2}} \right). \quad (8)$$

Коэффициент дальней помехи (FEXT) существенно зависит от времени нарастания фронта T_r :

$$K_{FEXT} = \frac{1}{2T_r} \sqrt{\frac{L_{ii}}{C_{ri}}} \left(\frac{C_{ij}}{C_{ii}} - \frac{L_{ij}}{L_{ii}} \right). \quad (9)$$

Индексы i и j соответствуют линиям передачи, участвующим в межлинейной электромагнитной связи: i — линия-передатчик (источник помехи, активная линия), j — линия-приемник (линия, на которую наводится FEXT, пассивная линия). Эти формулы отражают конкурирующее влияние емкостной и индуктивной связи.

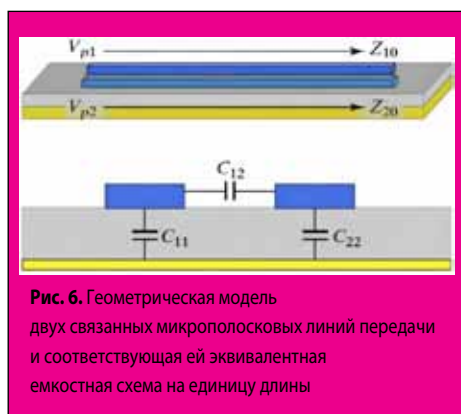


Рис. 6. Геометрическая модель двух связанных микрополосковых линий передачи и соответствующая ей эквивалентная емкостная схема на единицу длины

¹ АО «ЦКБ «Дейтон»

Коэффициенты K_{NEXT} и K_{FEXT} напрямую связаны с элементами матрицы рассеяния четырехпортовой модели линии передачи.

При слабой межлинейной связи $|S_{31}| \sim K_{\text{NEXT}}$, тогда как $|S_{41}|$ определяется K_{FEXT} , длиной линии l и спектром сигнала.

Процесс экстракции завершается преобразованием распределенных RLCG-параметров в полную матрицу S -параметров, сохраняемую в формате Touchstone (.s4p), и используется для последующего анализа высокочастотных характеристик.

При анализе дифференциальных пар учитываются синфазный и противофазный режимы передачи. Дифференциальные параметры выражаются через параметры отдельных линий следующим образом:

$$L_{\text{diff}} = L_{11} + L_{22} - 2L_{12},$$

$$C_{\text{diff}} = \frac{(C_{11} - C_{12})(C_{22} - C_{12})}{C_{11} + C_{22} - 2C_{12}} + C_{12}. \quad (10)$$

Характеристический дифференциальный импеданс при слабой межлинейной связи приближенно равен:

$$Z_{\text{diff}} \approx 2Z_0(1 - k_L + k_C), \quad (11)$$

где коэффициенты индуктивной и емкостной связи выражаются через параметры отдельных линий:

$$k_L = \frac{L_{12}}{\sqrt{L_{11}L_{22}}}, \quad k_C = \frac{C_{12}}{\sqrt{C_{11}C_{22}}}. \quad (12)$$

Таким образом, геометрическая модель связанных линий и ее RLC-представление образуют основу для практического расчета перекрестных помех, устанавливая количественную связь между топологией печатной платы и параметрами S -матрицы, которые используются при анализе целостности сигнала в высокоскоростных интерфейсах [14–19].

Параметры рассеяния вычисляются как отношение выходного сигнала к входному — другими словами, как коэффициенты передачи или отражения. В логарифмической шкале они выражаются в децибелах (дБ), при этом значения отражающих коэффициентов обычно отрицательны.

Исследования показывают:

1. Потери на отражение считаются эффективными, если их абсолютное значение велико (то есть коэффициент усиления имеет большое отрицательное значение). Это означает, что лишь незначительная часть входного сигнала возвращается обратно к источнику. Параметр отражения на порте 1 определяется как:

$$S_{11} = V_{\text{refl}}/V_{\text{inc}}, \text{ в дБ: } 20\log_{10}|S_{11}|. \quad (13)$$

Коэффициент возвратных потерь (Return Loss, RL) выражается как:

$$RL = -20\log_{10}|S_{11}|. \quad (14)$$

Высокие значения RL (например, $RL > 20$ дБ) указывают на низкий уровень отражения

и хорошее согласование импедансов. В терминах S -параметров, измеренных на векторном анализаторе цепей (VNA), это соответствует малой доле входного сигнала, возвращающегося обратно к источнику. Потери на отражение являются собственными параметрами, поскольку они описывают поведение порта относительно самого себя.

2. Потери при передаче считаются эффективными, если их абсолютное значение невелико, то есть когда лишь небольшая часть выходного сигнала теряется во время передачи при заданном входном сигнале.

Для порта 2 коэффициент передачи определяется как:

$$S_{21} = V_{\text{trans}}/V_{\text{inc}}, \text{ в дБ: } 20\log_{10}|S_{21}|. \quad (15)$$

Коэффициент вставных потерь (Insertion Loss, IL) выражается как:

$$\text{NEXT} = -20\log_{10}|S_{21}|. \quad (16)$$

Низкие значения IL (например, $IL < 1,5$ дБ) указывают на эффективную передачу мощности через соединение. Потери при передаче являются взаимными параметрами, поскольку отражают взаимодействие между различными портами.

Перекрестные помехи (Crosstalk/Isolation) выражаются через коэффициенты передачи между непрямыми портами (например, S_{31} и S_{41} в четырехпортовой модели связанных линий). Для обеспечения целостности сигнала в высокоскоростных системах они должны быть минимальными.

В четырехпортовой модели линии уровень перекрестных помех в децибелах вычисляется как:

$$\text{NEXT} = -20\log_{10}|S_{31}|,$$

$$\text{NEXT} = -20\log_{10}|S_{41}|. \quad (17)$$

Для большинства современных высокоскоростных интерфейсов эти значения составляют:

$$\text{NEXT} \in [-40, -35] \text{ дБ}, \quad \text{FEXT} \in [-50, -40] \text{ дБ},$$

где точные значения зависят от длины линии и скорости передачи.

Чем более отрицательны элементы матрицы S (S_{31} и S_{41}), тем ниже уровень нежелательной связи между линиями. Низкий уровень перекрестных помех (соответственно, высокие положительные значения NEXT/FEXT в дБ) обеспечивает минимальное взаимодействие между каналами и высокое качество передачи данных. Как и потери при передаче, параметры перекрестных помех взаимны, поскольку описывают взаимодействие между разными портами.

Потери на отражение являются собственными параметрами, поскольку они лишь количественно определяют, как данный порт отражает входной сигнал сам по себе; потери на передачу и перекрестные помехи считаются взаимными параметрами, поскольку они описывают взаимосвязь между различными портами и соединениями [14–16].

Таким образом, S -параметры полностью описывают взаимное и собственное поведение портов без необходимости введения других параметров, а из них могут быть получены все стандартные параметры импеданса и проводимости с помощью известных математических преобразований.

Фактически параметры рассеяния способны описывать взаимосвязь между входами и выходами без использования других подходов. Общие параметры импеданса и проводимости в любом случае могут быть получены из параметров рассеяния с помощью математических преобразований. Полное и подробное описание параметров рассеяния, их вычисления и связи с другими параметрами показаны в [3].

Параметры рассеяния обеспечивают отсутствие каких-либо ограничений по частоте. Однако их вычисление гораздо более трудоемко, чем вычисление более простых параметров RLC. Это также видно по размеру их файлов. Параметры рассеяния содержатся в текстовых файлах, которые соответствуют определенному формату, называемому Touchstone. В настоящее время существует две версии стандарта Touchstone: Touchstone 1 с расширением .snp, где n соответствует количеству портов, и Touchstone 2 с расширением .ts, предназначенная для большей гибкости в обработке различных значений импеданса портов в одном файле. Файлы Touchstone также могут быть преобразованы в другие форматы широкополосных моделей — например, может быть сгенерирован файл SPICE, но он будет намного больше и сложнее, чем вариант SPICE с сосредоточенными параметрами, поскольку он будет представлять поведение соединения с гораздо более высоким разрешением по частоте.

В рамках проведенного исследования рассматривались файлы S -параметров формата Touchstone 2.1. Такие файлы могут достигать больших размеров, превышая 1 Гбайт при извлечении данных о множестве межсоединений. При использовании в моделировании интегральных электронных технологий их удобство применения уступает моделям с сосредоточенными RLC-параметрами. Кроме того, создание надежного способа извлечения S -параметров является сложной задачей, учитывая, что окончательная модель должна соответствовать двум фундаментальным требованиям:

1. **Пассивность:** результирующая выходная мощность не может превышать входную мощность, поскольку рассматриваемая структура является пассивным межсоединением:

$$P_{\text{out}} \leq P_{\text{in}}. \quad (18)$$

2. **Причинно-следственная связь:** при возбуждении модели выходной сигнал в определенный момент времени t должен быть следствием входного сигнала в предыдущие моменты времени:

$$V_{\text{out}}(t) = f(V_{\text{in}}(t - \Delta t), \Delta t > 0). \quad (19)$$

Таблица. Эволюция эффективной частоты сигналов, скорости передачи данных и длины волны в диэлектрике межсоединений корпуса для интерфейсов PCI Express и DDR

Интерфейс	Год	Эффективная частота передачи, ГГц	Разрядность, бит	Скорость передачи данных, Гбайт/с	Длина волны, мм
PCIe 1.0	2003–2004	2,5	×1–×16	2,5	~60
PCIe 3.0	2010	8	×1–×16	8	~18,7
PCIe 4.0	2017	16	×1–×16	16	~9,4
PCIe 5.0	2019–2021	32	×1–×16	32	~4,7
PCIe 6.0	2025–2026	64	×1–×16	64	~2,3
PCIe 7.0*	2028–2030	128	×1–×16	128	~1,2
DDR1	2000–2003	0,1–0,2	64	~1,6	~1500
DDR3	2007–2010	0,8–2,13	64	6,4–17	187–75
DDR4	2014–2020	2,67–6,4	64	21–25,6	56–23
DDR5	2021–2025	6,4–17,6	64	51–140+	23–9
DDR6*	2027–2029	12,8–17,6	64–128	200–400	12–8

Примечание. *Перспективные спецификации на стадии разработки/стандартизации.

Если указанные требования не соблюдаются, модель не является физически реалистичным описанием межсоединения.

На соблюдение пассивности и причинно-следственной связи могут влиять следующие приближения:

- дискретизация частотной развертки;
- точность импеданса портов;
- описание портов и выбор опорного узла;
- точность свойств материалов и их зависимость от частоты.

В наших исследованиях ключевыми являются привязка портов и установка частоты. Результаты считаются достоверными только после проверки пассивности и причинно-следственной связи.

Согласно общепринятым постулатам (рис. 2), полноволновой подход необходим в расчетах RLC, если максимальная длина соединения превышает $\lambda/10$, где λ — длина волны, соответствующая самой высокой значимой частоте, которая должна поступить в соединение. При этом следует учитывать, что этот порог является эмпирическим и не выводится из конкретных вычислений. Вследствие этого отсутствует четкая граница между допустимостью и недопустимостью

применения квазистатического или полноволнового подхода. Можно сказать, что квазистатический подход определенно допустим для длины волны $\lambda/100$, но, когда длина волны находится в диапазоне $\lambda/100$ – $\lambda/10$, нет однозначного ответа на вопрос о выбираемом подходе [20]. В то же время квазистатический подход, вероятно, может быть распространен на длины больше $\lambda/10$ при условии, что допускается меньшая степень точности, учитывая преимущество более простой модели. В некоторых исследованиях действительно упоминается порог $\lambda/6$ вместо $\lambda/10$. Другими словами, существует «серая зона», где оба подхода потенциально могут быть допустимыми.

Ключевым аспектом наших исследований является определение минимальной значимой длины волны. В прошлом для корпусов микросхем относительные длины соединений оставались малы по сравнению с длиной волны из-за специфики структуры соединений и рабочих частот приложений. В таких условиях применение квазистатической модели RLC было полностью оправдано, и необходимость использования модели на основе S-параметров отсутствовала, учитывая ее меньшее практическое удобство.

На рис. 7 представлена эволюция скоростей передачи данных двух ключевых интерфейсов: PCI Express (PCIe) и DDR SDRAM, с PCIe 1.0 (2004) до PCIe 7.0 (2028) и прогнозом PCIe 8.0 (2030), а также с DDR1 (2004) до DDR6 (2025) и прогнозом DDR8 (2035). Эта визуализация демонстрирует экспоненциальный рост частотного содержания сигналов и, как следствие, необходимость перехода от квазистатического к полноволновому моделированию.

Современная вычислительная техника переживает тихую, но революционную трансформацию, связанную не только с ростом тактовых частот, но и с фундаментальным изменением физики распространения сигналов. В таблице представлена эволюция интерфейсов PCI Express и DDR с точки зрения роста эффективной частоты передачи данных и соответствующего уменьшения длины электромагнитной волны в диэлектрической среде печатной платы и корпусных структур.

За последние 20 лет эффективная частота передачи данных выросла более чем на два порядка: с 2,5 ГГц (PCIe 1.0) до 128 ГГц (PCIe 7.0) и с 0,2 ГГц (DDR1) до 17,6 ГГц (DDR6). Соответственно, длина волны в среде типового диэлектрика ($\epsilon_{eff} \approx 4$) сократилась

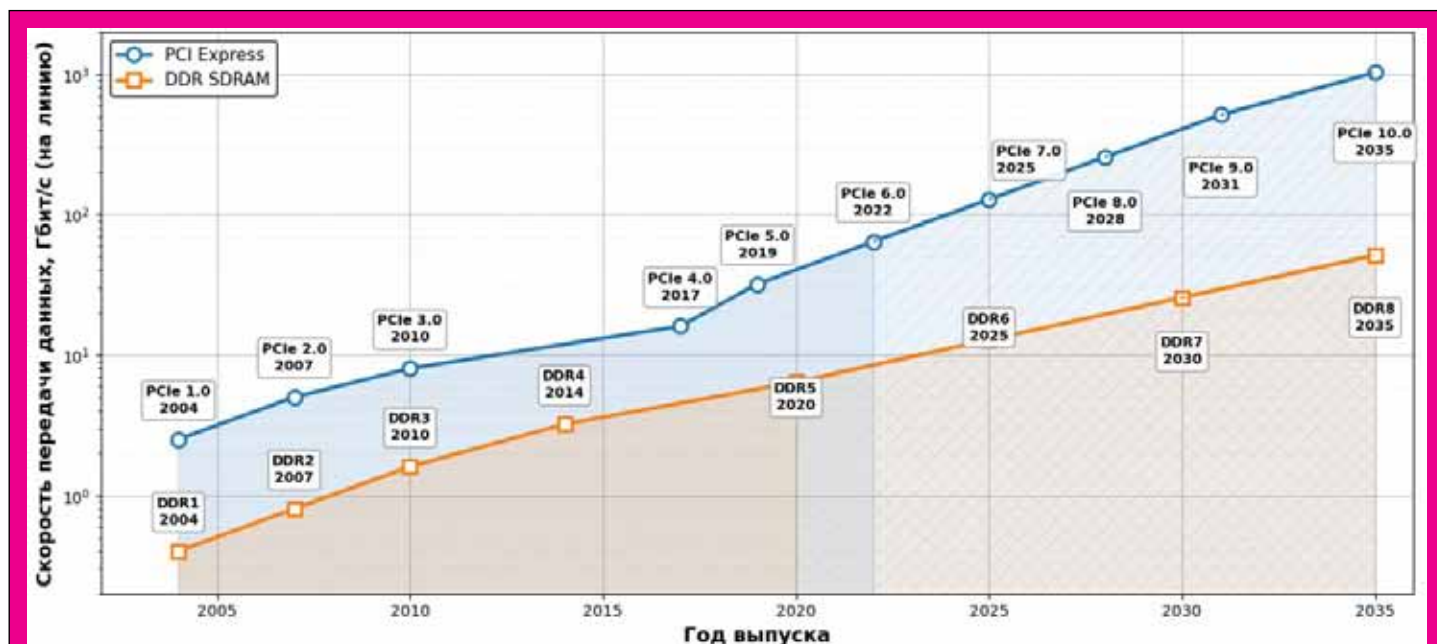


Рис. 7. Эволюция технологии увеличения скорости передачи данных в высокоскоростных интерфейсах PCIe и DDR

с 60 мм до 1,2 мм для PCIe и с 1500 мм до 8 мм для DDR.

Данный количественный переход привел к качественному изменению: электромагнитные поля взаимодействуют с геометрией корпуса микросхемы уже не как с сосредоточенной системой проводников, а как со сложной волноводной структурой, в которой каждый элемент размером порядка нескольких миллиметров становится значимым с точки зрения электродинамики.

Для анализа пространственных характеристик электромагнитных полей в линиях передачи с квазистатическим распределением используют понятие фазовой длины волны в среде:

$$\lambda = \frac{v_{ph}}{f} = \frac{c}{f\sqrt{\epsilon_{eff}}}, \quad (20)$$

где $c \approx 3 \times 10^8$ м/с — скорость света в вакууме; f — частота сигнала, Гц; ϵ_{eff} — эффективная диэлектрическая проницаемость, учитывающая неоднородность среды (диэлектрик/воздух) вокруг проводника.

В роли базового материала для качественного анализа и выявления тенденций использован стеклотекстолит FR-4. Для частотного диапазона 1–20 ГГц характерное значение ϵ_{eff} находится в интервале 3,5–4,2. В первом приближении, приняв $\epsilon_{eff} \approx 4$, получаем удобную оценочную формулу:

$$L[\text{мм}] \approx 150/f[\text{ГГц}]. \quad (21)$$

Такое допущение коррелирует с литературными данными для типовых структур в диапазоне 1–20 ГГц [14, 18].

Анализ данных таблицы показывает, что для ранних поколений интерфейсов (PCIe 1.0, DDR1) характерные длины волн существенно превышали типовые геометрические размеры элементов печатных плат и корпусов микросхем. В этих условиях межсоединения могли рассматриваться в рамках квазистатического приближения, а применение моделей с сосредоточенными параметрами обеспечивало приемлемую точность.

Однако по мере роста эффективной частоты передачи данных длина волны стремительно уменьшается. Уже для интерфейсов PCIe 4.0–5.0 и DDR5 характерные значения λ находятся в диапазоне единиц миллиметров и становятся сопоставимыми с длинами трасс, размерами переходных отверстий и элементов корпусных межсоединений. В этой области волновые эффекты — отражения, фазовые сдвиги и дисперсия — начинают оказывать определяющее влияние на целостность сигналов.

Для перспективных поколений интерфейсов (PCIe 6.0–7.0, DDR6) длина волны снижается до 1–10 мм, что выводит отдельные элементы топологии за пределы применимости моделей с сосредоточенными параметрами. В таких условиях необходим переход к моделям линий передачи и полномасштабному трехмерному электромагнитному моделированию.

Таким образом, данные таблицы наглядно подтверждают, что в современных и пер-

спективных высокоскоростных интерфейсах физическая длина межсоединений все чаще оказывается сравнимой с длиной электромагнитной волны, что принципиально ограничивает применимость квазистатических подходов и определяет необходимость перехода к распределенным и трехмерным моделям анализа электромагнитной целостности сигналов.

В настоящее время во многих САПР длина соединения находится в «серой зоне» и возникает вопрос: необходимо ли применять модель с S-параметрами или достаточно квазистатического подхода в получении модели RLC? Конечно, использование подхода с S-параметрами обеспечивает более высокую точность, но извлечение данных становится трудоемким процессом, а модель — громоздкой и сложной.

В качестве примера типичного применения моделей корпусов можно снова упомянуть модели ввода/вывода IBIS. Стандарт IBIS поддерживал интеграцию моделей корпусов только в формате RLC с сосредоточенными параметрами до недавнего выпуска спецификации IBIS версии 8.0 (декабрь 2025 года), в которой в синтаксис модели было введено специальное ключевое слово, позволяющее интегрировать файл Touchstone [19]. Это было сделано для поддержки возрастающих скоростей передачи данных цифровых входов/выходов, часто моделируемых с помощью IBIS. А если проект ИЭТ, включающий десятки межсоединений, будет смоделирован с помощью S-параметров вместо RLC? В результате получится очень большой файл Touchstone, который замедляет любое моделирование схемы. Это противоречит самой концепции IBIS, поскольку данный стандарт был создан для обеспечения быстрого решения для моделирования цифровых входов/выходов.

Эта проблема становится распространенной при необходимости моделирования интерфейсов микросхем памяти DDR, поскольку частоты растут и в процесс включено множество межсоединений, которые необходимо извлечь в один файл для корректного воспроизведения взаимной связи (то есть характеристик перекрестных помех). В таком сценарии использование квазистатического подхода в «серой зоне» все еще остается заманчивым. Кроме того, учитывая очень высокие частоты, где полноволновой подход становится обязательным, важно изучить некоторые передовые методы, позволяющие минимизировать сложность модели Touchstone. Для этой цели принципиально важны два параметра: максимальная частота извлечения, которая зависит от интересующего спектрального содержания, и разрешение частотной развертки (то есть количество точек, фактически позволяющих проводить моделирование в заданном частотном диапазоне).

В обоих случаях цель состоит в определении оптимального компромисса между точностью и простотой использования с учетом максимальных значимых частот (то есть минимальных длин волн). Еще одно следствие повышения частоты заключается в том,

что микроскопические элементы на все меньших по размеру ИЭТ приобретают все большее значение. Именно поэтому моделирование играет решающую роль в разработке ИЭТ. Ярким примером роли моделирования на высоких частотах может быть небольшая ошибка в топологии микросхемы. Она приводит к наличию дефекта размером 0,002 мм² между парой дифференциальных переходов и создает существенное влияние на высокие частоты для дифференциальных потерь. На низких частотах наличие такого дефекта не приводит к значительному ухудшению потерь. Но на более высоких частотах случай становится намного значимым, него влияние уже не является пренебрежимо малым.

Выводы

Моделирование позволяет прогнозировать поведение ИЭТ и учитывать его на этапе проектирования. С повышением частоты возникают новые проблемы, и моделирование позволяет с ними справиться. По результатам наших исследований можно отметить, что извлечение параметров корпусов выполняется не только для создания моделей, которые будут использоваться в системных симуляциях элементов микросхем. Моделирование также является фундаментальной частью процесса проектирования корпусов, а извлеченные параметры часто оцениваются как самостоятельные параметры на различных этапах разработки топологии для проверки и управления правилами проектирования [20]. Для этой цели, при работе с микроскопическими элементами и высокими частотами, точность, обеспечиваемая S-параметрами, становится обязательной.

В следующих частях статьи будет описано, как мы оптимизировали два параметра (точность и простоту использования) для создания моделей Touchstone с минимальной сложностью, а также будет проведен более подробный анализ пределов применимости квазистатического и полноволнового подходов.

Литература

14. Bogatin E. *Signal and Power Integrity — Simplified*. 2nd ed. Upper Saddle River, NJ, Prentice Hall, 2010.
15. Hall S., Heck H. *Advanced Signal Integrity for High-Speed Digital Designs*. Hoboken, NJ, Wiley-IEEE Press, 2009.
16. Shlepnev Y. *How Interconnects Work: Anatomy of Crosstalk* // *Signal Integrity Journal*. 2024. February 6.
17. Bogatin E. *Effective Dielectric Constant — What Does It Really Mean?* // *Signal Integrity Journal*. 2016–2024. www.signalintegrityjournal.com
18. Shlepnev Y. *How Interconnects Work: Anatomy of Crosstalk* // *Signal Integrity Journal*. 2024. February 6.
19. IBIS (I/O Buffer Information Specification) Version 8.0 Ratified December 5, 2025. www.ibis.org/ver8.0/ver8_0.pdf
20. Рубцов Ю. В., Дормидошина Д. А. *Применение моделей электронной компонентной базы* // *Радиоэлектронная отрасль: проблемы и их решения*. 2024. № 1.