

# Анализ антенн с применением метода планарного EM-моделирования в закрытом объеме

При правильных настройках метод планарного электромагнитного моделирования в закрытом объеме (экранированный) может быть применен для анализа антенн. И хотя этот метод не может решить абсолютно все задачи анализа антенн, что доступно методу, работающему в неограниченном объеме (неэкранированному), он демонстрирует высокую ошибкоустойчивость. Это свойство позволяет однозначно идентифицировать, квалифицировать и затем устранить источники ошибок моделирования. Оно также дает возможность использовать группы идеально калиброванных внутренних портов, уникальных для экранированных методов EM-анализа. Все это позволяет разработать новые эффективные методологии проектирования и реализовать новую функцию экстракции компактных моделей, что фактически означает возможность синтеза EM-структур на схемотехническом уровне. В статье приводится описание этих методологий с реальными примерами.

Джеймс Раутио  
(James Rautio)

rautio@sonnetsoftware.com

Перевод: Юрий Потапов

potapoff@eurointech.ru

## Введение

Мы рассмотрим принцип работы экранированного планарного метода моментов, с помощью которого выполнялось моделирование упомянутых в этой статье примеров. Обзор будет концептуальным, здесь не будет приведено громоздких уравнений, а даны лишь ключевые ссылки на основы теории EM-моделирования. Мы опишем основные преимущества и недостатки экранированного метода по сравнению с неэкранированным. Отдельное слово надо сказать об «идеальной» калибровке портов. Эта функция особенно критична для четкой идентификации ошибок анализа.

Далее мы расскажем, как экранированный метод может быть применен к моделированию антенны, показанной на рис. 1. Снизу и сверху коробка накрыта эквивалентной плоскостью с импедансом 377 Ом на квадрат. Идеально проводящие стенки отодвинуты на расстояние, приблизительно в 10 раз превышающее показанные на этом рисунке границы коробки. На примере диполя будут продемонстрированы возможности параметрического анализа, а также новая функция синтеза компактных моделей.

Затем мы рассмотрим примеры моделирования широкополосного диполя на диапазон 900 МГц и многоэлементной микрополосковой антенны. На примере широкополосного диполя будет продемонстрировано, как с помощью идеально калиброванных портов можно выполнять совместное моделирование EM-структур и электрических схем, элементы которых описаны S-параметрами или сосредоточенными моделями. Такой подход может быть полезен для правильной организации питающих цепей антенны или ее нагрузки.

## Обзор метода экранированного EM-анализа

Полное описание теории данного метода описано в [1, 2], а коммерчески доступная программная реализация метода выполнена компанией Sonnet Software ([www.sonnetsoftware.com](http://www.sonnetsoftware.com)). Ниже мы приведем лишь общее описание его концепции, поэтому от читателя потребуются минимальное знание теории электродинамики.

В данном методе, носящем название «метод моментов» (Method of Moments, MoM), металлические элементы многослойной структуры разбиваются на ячейки малого размера. То есть дискретизация

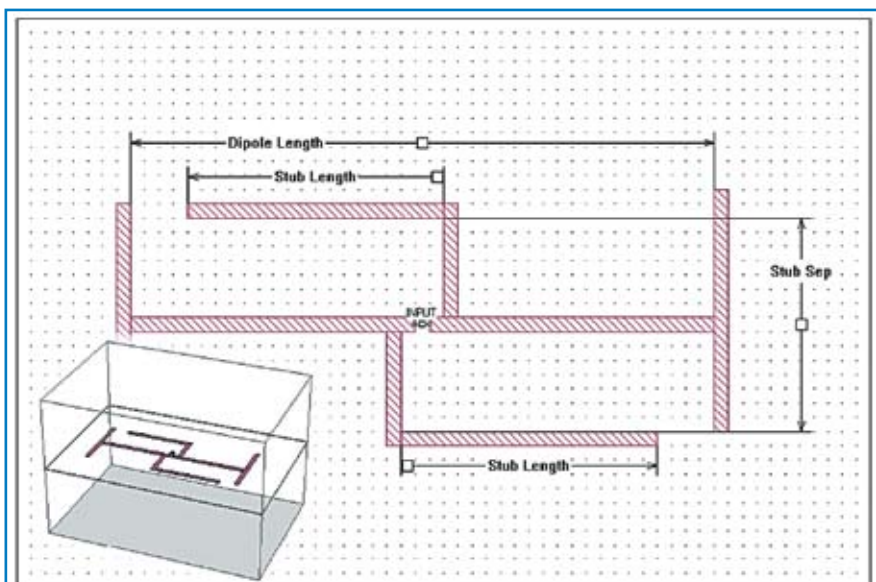


Рис. 1. Антенна в «коробке» при экранированном EM-анализе

поверхности выполняется только на металлических элементах проекта, объемная дискретизация пространства не производится.

Далее численно рассчитывается напряжение, наведенное в одной ячейке из-за тока, который присутствует в соседней ячейке. Ячейка с током может быть представлена как крошечная излучающая антенна, а ячейка, на которую наводится напряжение, — как маленькая принимающая антенна. Выполняем аналогичный расчет для всех возможных пар ячеек. Для числа ячеек  $N$  такой расчет будет заполнять матрицу размером  $N \times N$  (матрицу моментов). Для получения решения по распределению токов выполняется инвертирование данной матрицы. Как только распределение токов будет известно, можно немедленно получить такие оценки, как входной импеданс или диаграммы направленности.

Главной проблемой в этом процессе является расчет напряжения в первой ячейке, наведенного током второй ячейки. Это как раз то самое место, где математика становится сложной. В частности, функция Грина (то есть поле вокруг бесконечно малого диполя) должна быть проинтегрирована четыре раза. Первый раз функция Грина интегрируется в двумерной плоскости ячейки с учетом тока в ней (излучающая ячейка). Этот результат должен быть проинтегрирован еще два раза по площади, на которой рассчитывается напряжение (принимающая ячейка). В то время как концепция выглядит простой, реальные уравнения могут быть устрашающе сложными.

Для анализа планарной многослойной схемы, заключенной в прямоугольную металлическую коробку, функция Грина есть сумма мод вертикально расположенного прямоугольного волновода, боковые стенки которого образованы боковыми стенками экранирующей коробки. Таким образом, функция Грина есть взвешенная сумма синусов и косинусов. Как только уравнение для суммы написано, интегрирование труда не составляет. Синусы становятся косинусами, косинусы — синусами. Удивительно, но после выполнения всех четырех интегрирований аналитически, форма суммы не изменяется. Изменяется только одно — это весовые коэффициенты у каждого члена ряда.

Все интегрирования для экранированного ЕМ-анализа были сделаны 30 лет назад с помощью обычного карандаша и бумаги. Никакого численного интегрирования нигде в анализе не применялось. При заполнении матрицы моментов все, что мы делали, это выполняли операцию взвешенного суммирования синусов и косинусов. Фактически, данное суммирование выполнялось быстро и эффективно с использованием быстрого преобразования Фурье (Fast Fourier Transform, FFT). Это и есть та самая характерная черта, обеспечивающая одновременно и преимущества, и недостатки экранированного ЕМ-метода.

### Экранированный против неэкранированного

Неэкранированный метод ЕМ-анализа работает очень похоже на то, как описано

выше. Главное отличие заключается в том, что функция Грина здесь вычисляется через интеграл Зоммерфельда. Как и в случае с FFT для экранированного метода, это имеет свои преимущества и недостатки.

Преимуществом неэкранированного метода является то, что он автоматически учитывает излучение без каких-либо специальных настроек. Другое преимущество следует из того факта, что вычисление четырехмерного интеграла Зоммерфельда должно выполняться численно. Дополнительное преимущество заключается в том, что численное интегрирование может быть выполнено в любой требуемой области. То есть ячейки могут иметь практически любую форму, размер и ориентацию, что позволяет анализировать самые разнообразие антенны. Недостатки метода в том, что численное интегрирование выполняется медленно, а также в том, что в результате него неизбежно возникает погрешность, особенно заметная при быстромеющемся интеграле Зоммерфельда. В неэкранированных методах численное интегрирование обычно обеспечивает точность до третьего знака после запятой. Это формирует порог числового шума на уровне 60 дБ, при этом соотношение линейных размеров ячеек не должно быть большим, сами ячейки не слишком малы и размер матрицы моментов не очень велик. Для некоторых приложений этого достаточно, но далеко не для всех.

Недостаток экранированного анализа следует из механизма FFT, который используется для заполнения матрицы моментов. Вспомним, что в обработке сигналов первое, что нам необходимо сделать, это оцифровать сигнал с помощью отсчетов с равным шагом. Для экранированного метода моментов двумерное быстрое преобразование Фурье делается по всей площади подложки схемы. Эта поверхность подложки разбивается на ячейки по базовой для FFT схеме. Разбиение может быть выполнено легко, скажем, 1000 на 1000 ячеек (двумерное FFT для такой структуры займет порядка секунды, а для одного уровня схемы потребуются не более трех FFT). Такая схема дискретизации предполагает, что кривые линии должны аппроксимироваться прямоугольным ступенчатым разбиением.

Но FFT включает в себе главное преимущество экранированного метода: матрица моментов заполняется с полной численной точностью. Это означает, что шумовой порог здесь лежит на уровне 100 дБ, соотношение размеров ячеек может быть большим, большое число мелких ячеек не является проблемой, а большой размер матрицы не влияет на минимальный уровень шума.

Это преимущество экранированного метода обеспечивает его исключительную устойчивость и позволяет детально исследовать источники самых незначительных ошибок анализа, а также делает возможным использование крайне эффективных методологий проектирования.

В прикладных задачах опытный разработчик может применять инструменты, реализованные на основе обоих методов (экранированного и неэкранированного), учитывая их преимущества и недостатки.

### Идеальная калибровка портов

Доминирующим приложением для экранированного ЕМ-анализа является СВЧ-схема, где требуется максимальная точность. Для большинства методов ЕМ-анализа характерны два главных источника ошибок: ошибки выбора размера ячеек сетки и ошибки из-за неидеальной калибровки портов.

Для мощных методов ЕМ-анализа, как в нашем случае с экранированным ЕМ-методом, ошибка, связанная с размером ячеек, снижается (обычно линейно) с измельчением разбиения. Так как размер ячеек может быть сделан очень малым без существенного влияния на численную сложность, это является ценным методом для определения ошибок анализа. Просто уменьшите размер ячейки вдвое, и погрешность анализа уменьшится вдвое. Если у вас все еще есть сомнения, снова вдвое уменьшите размер ячеек, погрешность тоже снизится вдвое. Используя такой подход, можно с минимальными затратами получить точность на уровне 1%, а с чуть большими затратами добиться точности 0,5%.

ЕМ-структуры или антенны могут возбуждаться теми или иными портами. Такие порты являются причинами ошибок различного рода. Например, применяемое в нашей реализации метода экранированного анализа возбуждение целевым портом обычно имеет небольшую шунтирующую емкость. Используя технику калибровки, как у анализаторов цепей [4, 5], мы можем полностью описать эту шунтирующую емкость и исключить ее влияние из численного анализа. Согласно этой технологии используется несколько тесно связанных портов и предполагается, что подходящие к ним линии связи не являются многомодовыми. Несмотря на это, как следует из [4, 5], такая идеальная калибровка возможна только для портов, расположенных на краю структуры, то есть на стенке коробки.

Недавно была разработана технология, расширяющая применение такой калибровки идеальных портов на многосвязные внутренние порты [6]. Их детальная проверка описана в статье [7].

Кратко опишем влияние идеально калиброванных внутренних портов, например, на моделирование СВЧ интегральных схем (RFIC). Порты могут заменить все резисторы, конденсаторы и транзисторы, смонтированные на RFIC-топологии, и дают возможность выполнить ЕМ-анализ оставшейся части топологии. Затем через методы анализа цепей топология может быть дополнена сосредоточенными моделями или S-параметрами удаленных компонентов. Такой проект может быть легко настроен для получения оптимальных характеристик, и каждый из вариантов схемы будет анализироваться со скоростью схемотехнического анализа. Сотни возможных вариантов проекта могут быть рассмотрены за очень короткий промежуток времени. При прежнем подходе для каждого варианта проекта потребовалось бы выполнять полный ЕМ-анализ. Теперь такой способ вряд ли конкурентоспособен.

Идеальная калибровка портов требует наличия идеальной короткозамкнутой нагрузки.

Для экранированного ЭМ-анализа ее реализация возможна благодаря наличию идеально проводящей стенки экранирующей коробки. Чтобы реализовать аналогичный метод калибровки при неэкранированном анализе, необходимо создать эквивалент, аппроксимирующий короткозамкнутую нагрузку. Кроме того, никакое излучение во время процедуры калибровки не допускается. Все эти факторы в комбинации с определенной численной точностью неэкранированного анализа ограничивают прикладное использование такой калибровки для неэкранированного анализа. Влияние идеально калиброванных портов на проектирование антенн будет показано на примерах далее.

### Проблемы настройки для учета излучения

В экранированном ЭМ-анализе стенки коробки формируют вертикально расположенный прямоугольный волновод, а поля внутри коробки представлены как взвешенная сумма его мод. Верхняя и нижняя стенки представляют собой нагрузки на открытых концах этого волновода. При выполнении экранированного анализа мы можем произвольно настроить импеданс нижней и верхней крышек. Для анализа излучающих схем сначала мы сдвигаем стенки подальше от анализируемой схемы, чтобы они не ограничивали излучение. Затем мы назначаем верхней и нижней крышкам импеданс 377 Ом, что является эквивалентным импедансом свободного пространства.

Перенос стенок коробки подальше от излучающей схемы теоретически увеличивает размер области вычисления (как мы помним, преобразование Фурье применяется ко всей поверхности подложки). Несмотря на это, так как на подложке не появляются дополнительные металлизированные элементы топологии, размер матрицы моментов практически не изменяется, и прирост размера области вычисления мало влияет на объем вычислений. Это дает возможность без излишних затрат анализировать подложки очень большого размера.

Толщина (вернее, тонкость) диэлектрического слоя тоже не является проблемой. Толщина диэлектрического слоя влияет только на аргумент тангенциальной функции и не оказывает влияния на скорость и точность вычислений. В дополнение, наличие потерь или проводимости в подложке делают функцию тангенса комплексной, и это тоже никак не влияет на точность. Так как расчет тангенциальной функции ничтожен во времени, это не влияет на скорость анализа.

Итак, как далеко мы должны сдвигать боковые стенки от антенны? Определим это с помощью специального эксперимента. Сначала мы попробуем одно расстояние, потом удвоим его и рассмотрим разницу в результатах.

### Пример диполя

На рис. 2 показан полуволновый диполь в свободном пространстве (для слоя диэлектрика  $\epsilon_{rel} = 1$ ) в замкнутом объеме. Для правиль-

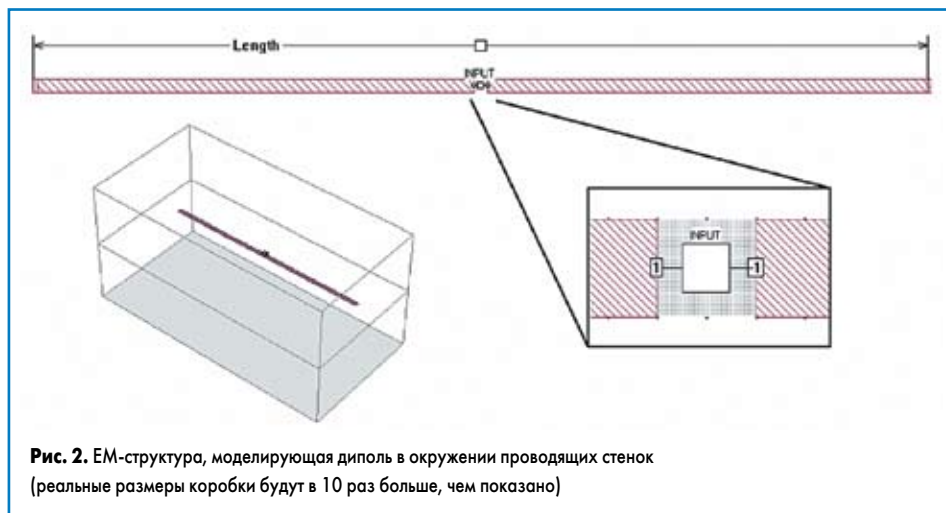


Рис. 2. ЭМ-структура, моделирующая диполь в окружении проводящих стенок (реальные размеры коробки будут в 10 раз больше, чем показано)

ного анализа входной импеданс на резонансной частоте должен быть 73,1 Ом. Судя по рисунку, боковые стенки коробки расположены слишком близко. Это было сделано специально, чтобы на рисунке показать и стенки, и сам диполь. При длине диполя 13 см реальные размеры коробки будут 160×160 см, что почти в 10 раз больше, чем показано на рисунке.

Верхняя и нижняя крышки удалены от диполя на 15 см, что составляет чуть больше половины длины волны. Сам диполь не является бесконечно тонким проводом, скорее он представляет собой полосок шириной 0,2 см. Область порта идеально калибрована на площади 0,04 см<sup>2</sup>. Входной импеданс реальной антенны сильно зависит от физической реализации области точки запитки. Использование идеально калиброванного порта здесь позволяет полностью исключить любые ЭМ-эффекты, связанные с наличием порта. Если имеется специальная модель точки запитки, она может быть добавлена к идеально калиброванному порту и учтена с помощью теории цепей. В нашем примере полученные результаты схему запитки не учитывают. И что очень хорошо, мы знаем точный ответ на резонансной частоте.

Как уже упоминалось ранее, излучение в процессе калибровки портов не допускается. Разумеется, это означает, что площадь, покрываемая калиброванным портом, должна быть минимальна (в нашем случае это квадрат 0,2×0,2 см), но это также означает, что калибровочная нагрузка, анализируемая в процессе калибровки, должна быть маленькой и неизлучающей.

В нашем случае мы определили «длину калибровочной нагрузки» равной 1 см, что означает, что полная длина калибровочной нагрузки будет равна 2,2 см, и она будет заключена в экранирующие стенки, что обеспечит отсутствие излучения в процессе калибровки. Кроме того, пользователь имеет возможность выбрать опорную плоскость для калиброванного порта: локальную плавающую или общую (глобальную) плоскость заземления. Так как в нашем проекте общая плоскость «земли» отсутствует, мы выберем локальную плавающую «землю».

На рис. 3 показаны результаты расчета параметра S11 для данного диполя. Полученное

значение коэффициента отражения на резонансной частоте соответствует импедансу 7,43 Ом, что на 1,6 Ом отличается от правильного ответа. Какая часть из этих 1,6 Ом определяется положением стенок коробки? Отодвинем стенки коробки от антенны так, чтобы размеры коробки составили 320 см по боковой стороне. Верхнюю и нижнюю стенки оставим на прежнем удалении от диполя. Результат также показан на рис. 3. Теперь входной импеданс составляет 71,65 Ом, и резонанс получился на 5 МГц выше. Разница в 0,2 Ом и сдвиг резонанса определяется боковыми стенками. Таким образом, только малая доля полученной ранее ошибки в 1,6 Ом может быть объяснена нынешним положением стенок коробки.

Для оставшихся 1,4 Ом был проведен ряд экспериментов, в ходе которых боковые стенки перемещались еще дальше, верхняя и нижняя крышки сдвигались дальше от антенны, а также снижалась ширина образующего диполь микрополоска. Наиболее заметным изменением стало уменьшение ширины микрополоска до 0,1 см, что привело к росту ошибки и снизило входной импеданс на 0,4 Ом. Далее при ширине полоска, равной 0,1 см, и был изменен зазор входного порта с 0,2 см (наиболее реальный размер схемы запитки) до 0 см (один бесконечно малый зазор), что сделало значение входного импеданса равным 73,5 Ом, то есть на 0,4 Ом выше ожидаемого значения. Дальнейший анализ сходимости метода с изменением ширины полоска должен ликвидировать оставшуюся часть ошибки.

Заметьте, нигде выше мы не утверждали, что полученный результат является «хорошим». Это заключение может быть сделано только конкретным инженером, работающим над задачей с конкретными специфическими требованиями. Как объективные исследователи, мы можем только оценить ошибку так, чтобы человек, формирующий набор требований, мог сделать соответствующие выводы. Без знания этих требований невозможно утверждать, что «хорошо», а что «плохо».

Другой источник ошибок, который мы исследовали, это ошибки интерполяции. По умолчанию механизм интерполяции требует данных анализа всего в четырех частотных точках, по которым потом форми-

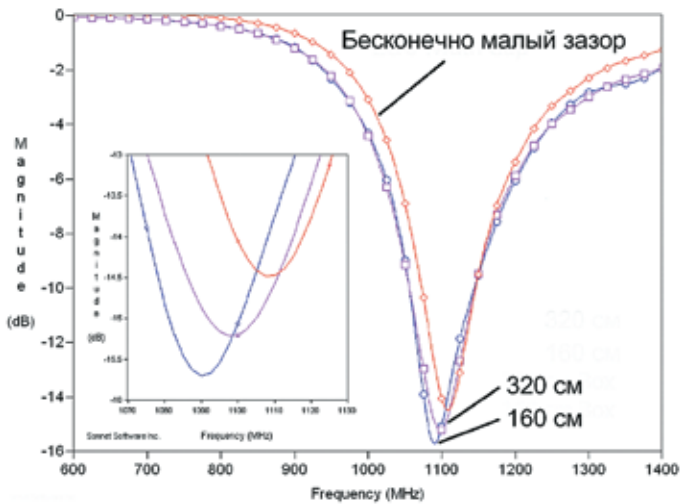


Рис. 3. Результаты расчета параметра S11 для полуволнового диполя

руются характеристики в диапазоне частот 600–1400 МГц. Однако полученный результат демонстрировал ошибку интерполяции порядка 2 Ом на резонансной частоте. Изменением настроек интерполяции, а именно введением дополнительных частотных маркеров избыточной дискретизации, нам удалось добиться ошибки интерполяции не более 0,03 Ом. Оценка ошибки выполнялась сравнением с результатами параллельного расчета для конкретной частотной точки. На наш взгляд, эта ошибка вполне достаточна для большинства практических задач. В своих дальнейших экспериментах мы использовали аналогичные настройки избыточной дискретизации.

### Пример параметризованного диполя

В этом примере мы изменили структуру с висящим в воздухе диполем и добавили к ней тонкий диэлектрический слой толщиной 0,05 см и с диэлектрической проницаемостью  $\epsilon_{rel} = 3$ . В качестве возможного приложения предполагаем RFID с рабочей частотой 900 МГц. На рис. 2 показан параметр Length,

задающий длину диполя, который мы будем изменять в пределах от 10 до 17 см с шагом 0,2 см.

Результаты расчета коэффициента отражения для всех длин диполя показаны на рис. 4. Обратите внимание, что минимальное значение параметра S11 есть функция от длины диполя. Почему это происходит? По одной из гипотез — из-за влияния боковых стенок коробки. Однако предыдущий пример говорит нам, что удаление стенок дает нам изменение всего 0,2 Ом на резонансной частоте. Вариации минимума коэффициента отражения, показанные на рис. 4, составляют 6 Ом (от 59,7 до 65,7 Ом). Как наличие стенок могло привести к такому большому значению?

Давайте разовьем нашу гипотезу. Возможно, тонкий диэлектрический слой не только снижает частоту резонанса входного импеданса, но и участвует в формировании поверхностной волны, приводящей боковые стенки во взаимодействие с диполем. Мы можем легко проверить эту гипотезу моделированием. Удвоим боковые размеры коробки и посмотрим, что получилось (рис. 5).

Осцилляции зависимости минимума коэффициента отражения стали чаще, а их амплитуда снизилась, что четко подтверждает нашу гипотезу.

**Примечание.** Позднее к данной статье был добавлен комментарий, сделанный доктором Хироаки Когури (Hiroaki Kogure), относительно природы возникновения осцилляций минимума частотной зависимости S11 из-за поверхностной волны. Дальнейшие эксперименты показали, что аналогичные осцилляции возникают и тогда, когда поддерживающий диполь диэлектрический слой имеет небольшие ограниченные размеры и не достигает стенок коробки. В этом случае не приходится говорить о какой-либо поверхностной волне. Тем не менее разнесение стенок и в этом случае устраняло эффект.

До настоящего момента мы трактовали наличие стенок как источник погрешности. Однако в ряде случаев это не так. Иногда боковые стенки взаимодействуют с антенной и работают как углубленный объемный резонатор, используемый в монтируемых антеннах. В ряде других случаев пространство на некотором удалении от антенны вообще невозможно контролировать. Имея результаты, показанные на рис. 4 и 5, мы можем анализировать эффекты присутствия вблизи антенны различных посторонних объектов. Разумеется, если нужна полная информация о взаимодействии со специфическим посторонним объектом, потребуется полное трехмерное EM-моделирование.

Описанный пример демонстрирует нам слабость неэкранированных EM-методов, в которых подложка простирается бесконечно далеко. Любая поверхностная волна никогда не будет отражена. Соответствующая слабость экранированных методов заключается в том, что 100% любой поверхностной волны отразится от стенок коробки. Типичная ситуация лежит между двумя этими крайними случаями. Таким образом, анализ с использованием обоих методов позволяет решить проблему.

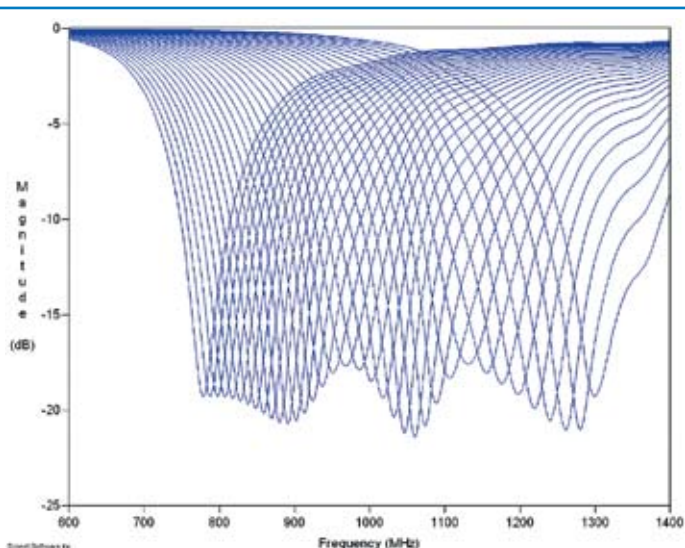


Рис. 4. Вариации минимума коэффициента отражения

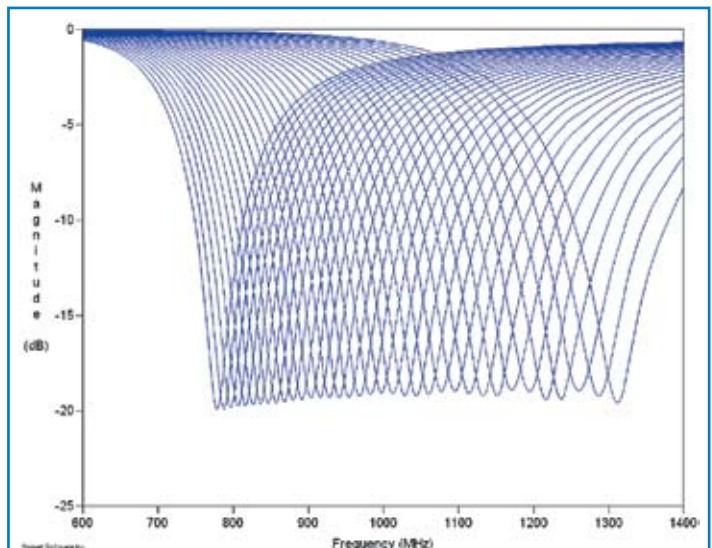
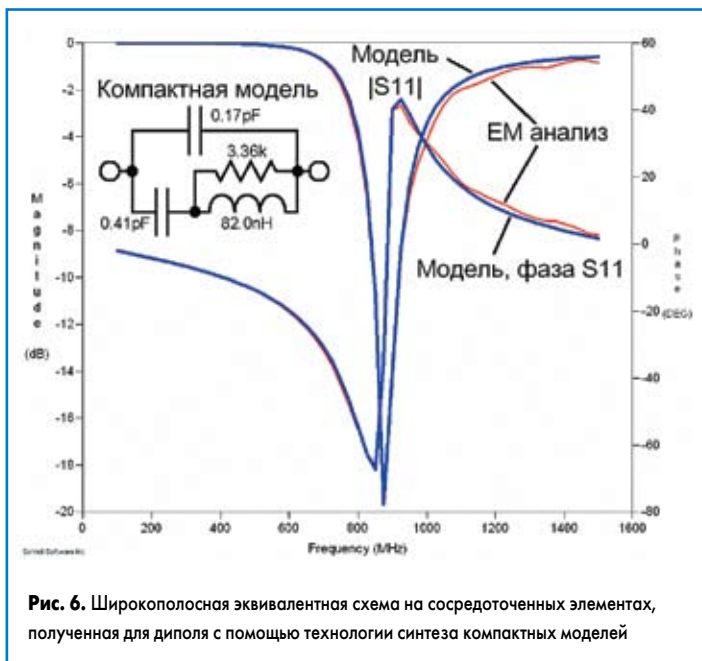


Рис. 5. Зависимость уровня минимума S11 от длины диполя при увеличении размеров коробки до 320 см



### Синтез компактной модели диполя

Исследования автора в течение нескольких последних лет были направлены на синтез компактных моделей, использующих данные ЭМ-анализа [8]. Технология требует наличия входных данных в виде точных данных ЭМ-анализа. Она не требует знания геометрии моделируемого компонента или предположений о его сосредоточенной модели. Тем не менее такой подход крайне чувствителен к даже самым малым ошибкам нефизической природы во входных данных. Таким образом, для метода не подходят измеренные данные или любые другие данные, полученные иначе, чем через строго калиброванный экранированный анализ.

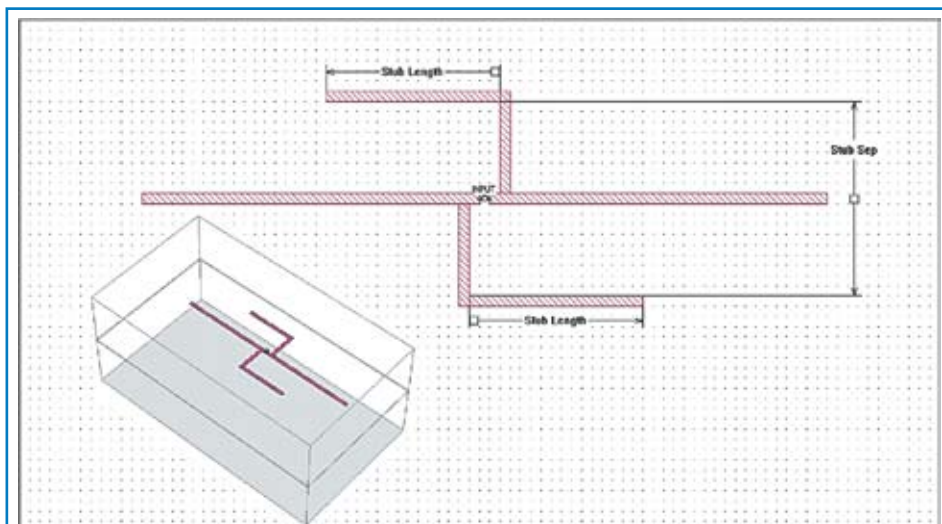
Основным приложением здесь является моделирование СВЧ-схем. Так как в результате применения этого метода получается компактная модель сосредоточенного элемента, метод не очень подходит для анализа антенн. Однако, судя по рис. 6, простая широкополосная модель доступна и для диполя. Сосредоточенная модель получена для опи-

санного ранее диполя длиной 15 см. Похожие модели были синтезированы для ряда других диполей. Перспективы применения подобных моделей пока не исследовались.

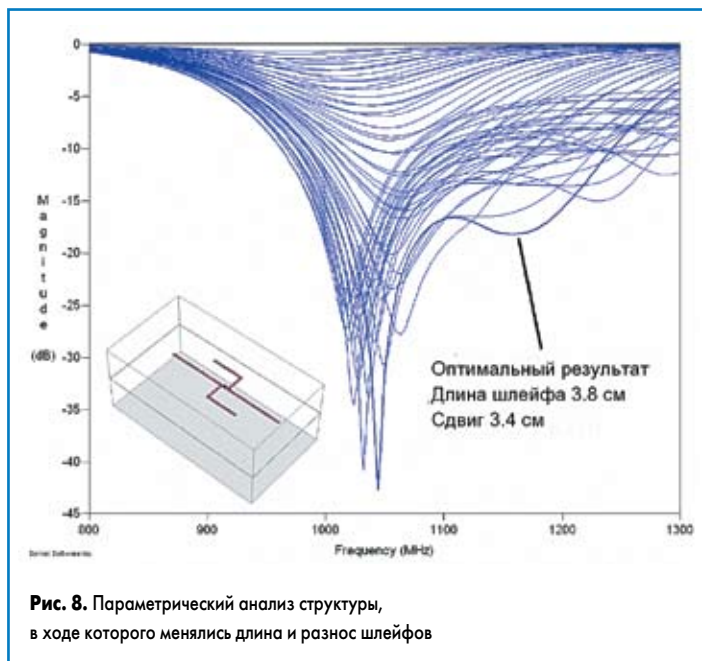
### Широкополосный диполь

Обычно мы не можем контролировать ближнюю зону RFID-приложений. Это может быть мешок с апельсинами, ящик минеральной воды или тележка из супермаркета. Все эти предметы влияют на резонансную частоту и импеданс диполя. Поэтому нам бы хотелось разработать диполь, работающий в максимально возможной полосе частот. Как правило, рабочая полоса диполя составляет всего несколько процентов от центральной частоты. Так как ЭМ-анализ диполя занимает всего несколько секунд на частотную точку, имеется возможность проделать многократный запуск анализа за сравнительно короткое время. На прорисовку геометрии, показанной на рис. 7, ушло не более часа.

Геометрия широкополосного диполя напоминает двухэлементную логопериодическую антенну



**Рис. 7.** Геометрия широкополосного диполя напоминает двухэлементную логопериодическую антенну



скую антенну. Назовем такую конструкцию квазилогической периодической антенной [9]. Но какие размеры выбрать для ее элементов? И снова, учитывая, что анализ такой антенны выполняется сравнительно быстро, воспользуемся возможностями параметрического анализа, результаты которого показаны на рис. 8. Параметрический анализ структуры, в ходе которого менялись длина и разнос шлейфов, позволил получить результат с очень широкой полосой частот.

Всего было сделано 55 запусков, каждый по 294 частотных точки, суммарное время анализа составило 24 минуты на обычном ноутбуке. Показанные на рисунке размеры шлейфов обеспечивают полосу пропускания 300 МГц при центральной частоте 1100 МГц при работе на нагрузку 50 Ом. Так как любые посторонние объекты в ближней зоне снижают резонансную частоту, требуемая частота 950 МГц находится на нижней границе полосы пропускания. Этого достаточно, чтобы данный диполь соответствовал требованиям всех аналогичных приложений, работающих в диапазоне 900 МГц по всему свету.

Чтобы проиллюстрировать работу идеально калиброванных внутренних портов, допустим, что требуется нагрузить главный диполь SMD-индуктивностями, чтобы снизить его резонансную частоту (рис. 9). Через идеально калиброванные порты к плечам диполя может быть добавлена идеальная сосредоточенная модель индуктивности или модель из S-параметров, полученная измерением реальной чип-индуктивности. Для начального анализа мы используем идеальную катушку из теории цепей. После первичного полного ЭМ-анализа индуктивность может быть изменена, и оригинальный ЭМ-анализ можно использовать снова. Каждый новый результат получался практически мгновенно. Добавление сосредоточенного элемента в структуру, анализируемую методом моментов, не представляет собой ничего нового, но сейчас мы можем сделать это с использованием идеально калиброванных портов.

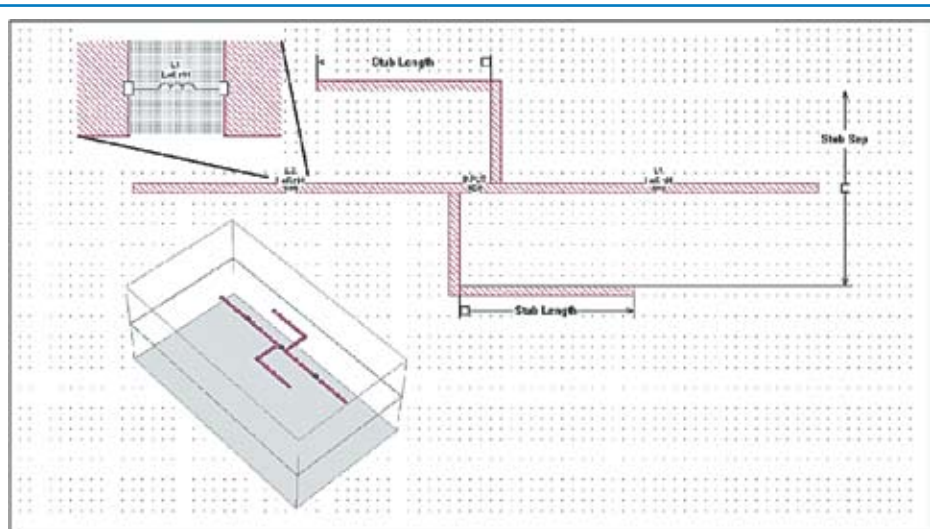


Рис. 9. Добавление в структуру схемных элементов

Это важно для приложений, где требуется высокая точность, особенно на высоких частотах.

Частотная характеристика диполя, нагруженного индуктивностями 6 нГн, показана на рис. 10. Введение в диполь индуктивностей снижает нижнюю частоту среза частотной характеристики. Обратите внимание, что показанное распределение токов учитывает наличие индуктивностей L1 и L2. Разумеется, в качестве индуктивности может быть использована сосредоточенная модель или набор S-параметров.

**Многоэлементная микрополосковая антенна**

Одной из классических антенн, которую мы используем в течение многих лет для демонстрации возможностей их анализа, является трехэлементная микрополосковая антенна [10]. Планарные антенны имеют пониженное излучение в горизонтальном направлении и излучают большей частью в вертикальном направлении, перпендикулярном плоско-

сти антенны. Это означает, что мы можем выполнить моделирование в коробке, стенки которой расположены ближе к антенне. Фактически, адекватный результат может быть получен в коробках, стенки которых отстоят от края излучающей части антенны на расстояние, равное половине длины волны. Запитка антенны выполняется в правой части среднего элемента через отверстие на обратную сторону (рис. 11).

**Заключение**

Итак, экранированный EM-анализ может быть использован для моделирования антенн. Приведено концептуальное описание метода моментов и кратко обрисованы недостатки и преимущества экранированного и неэкранированного методов. Преимуществами экранированного метода являются его численная ошибкоустойчивость и возможность точно определить источник ошибки. Для демонстрации этого были показаны модели простого и широкополосного диполя. Выявлены ошибки моделирования импеданса на уровне деся-

тых долей ома и определены их источники. Исследование выполнялось с использованием идеально калиброванных портов, которые доступны для экранированного метода анализа. Идеально калиброванные порты также были использованы для объединения моделирования схем и EM-структур в качестве портов запитки или подключения сосредоточенных элементов.

**Литература**

1. Rautio J. C. A time-harmonic electromagnetic analysis of shielded microstrip circuits / Ph. D. dissertation. Syracuse University, Syracuse, NY, 1986.
2. Rautio J. C., Harrington R. F. An electromagnetic time-harmonic analysis of shielded microstrip circuits // IEEE Tran. Microwave Theory Tech. Vol. 35, No. 8. Aug. 1987.
3. <http://www.sonnetsoftware.com>
4. Rautio J. C. A de-embedding algorithm for electromagnetics // International Journal of Microwave & Millimeter-Wave Computer-Aided Engineering. Vol. 1, No. 3. July 1991.
5. Rautio J. C., Okhmatovski V. I. Unification of Double-Delay and SOC Electromagnetic Deembedding // IEEE Tran. Microwave Theory Tech. Vol. 53, No. 9. Sep. 2005.
6. Rautio J. C. De-embedding the effect of a local ground plane in electromagnetic analysis // IEEE Tran. Microwave Theory Tech. Vol. 53, No. 2. Feb. 2005.
7. Rautio J. C. Electromagnetic component based design of planar circuits // IEEE Microwave Magazine. Aug. 2007.
8. Rautio J. C. Synthesis of compact lumped models from electromagnetic analysis results // IEEE Tran. Microwave Theory Tech, submitted for publication.
9. Hsu H. T., Rautio J. C. Novel planar wideband omni-directional quasi log-periodic antenna // APMC 2005, Asia-Pacific Conference Proceedings. Vol. 4. 4-7 Dec. 2005.
10. Sonnet User's Guide. Included with SonnetLite download — [www.sonnetsoftware.com](http://www.sonnetsoftware.com).

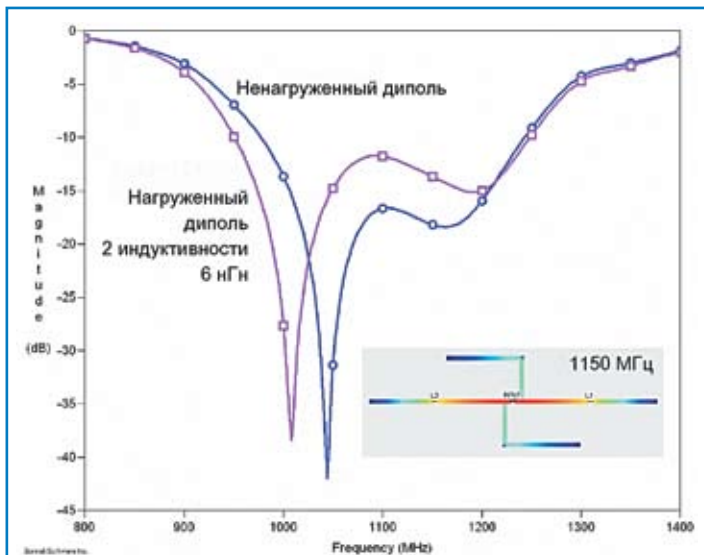


Рис. 10. Частотная характеристика диполя, нагруженного индуктивностями 6 нГн

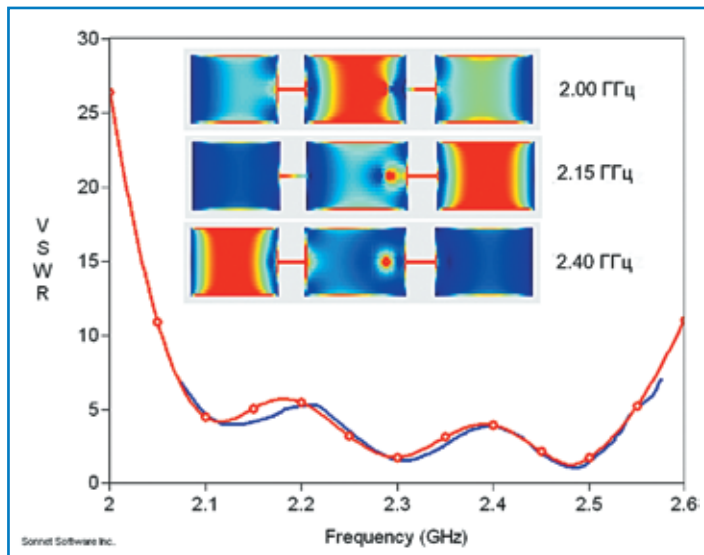


Рис. 11. Измеренная (без маркеров) и рассчитанная (с маркерами) зависимость КСВ (VSWR) трехэлементной микрополосковой антенны от частоты