

Разработка СВЧ-усилителей мощности класса А за один цикл проектирования с использованием только S-параметров

В статье описывается процедура проектирования СВЧ-усилителей мощности класса А, базирующиеся только на S-параметрах используемых транзисторов. Для разработки используются две программы: система моделирования СВЧ-схем общего назначения (Microwave Office) и специализированная программа для проектирования СВЧ линейных усилителей (MultiMatch). Использование пакета Microwave Office обусловлено наличием в нем интегрированного модуля электромагнитного анализа топологий.

МЕТОД ПРОЕКТИРОВАНИЯ ПО МОЩНОСТНЫМ ПАРАМЕТРАМ

При разработке усилителей класса А для вычисления значения оптимальной передачи и возвратных потерь по входу/выходу используются S-параметры, измеренные в рабочей точке транзистора. Если для транзистора в комбинации с S-параметрами доступны шумовые параметры, то тогда проект может быть выполнен для достижения оптимального коэффициента шума (NF, Noise Factor) и коэффициента усиления по мощности ($G_{\text{анопл}}$). Максимальная выходная мощность усилителей класса А обычно определяется как значение выходной мощности, при котором значение коэффициента передачи по мощности падает на 1 дБ относительно линейного малосигнального режима — P1dB. S-параметры сами по себе не позволяют контролировать эту выходную мощность P1dB, получаемую в каждом отдельном каскаде разрабатываемого усилителя. Поэтому, аналогично тому, как шумовые параметры транзистора используются для обеспечения шумовых характеристик усилителя, для обеспечения точки P1dB нужны какие-то мощностные параметры.

Одним из методов проектирования и анализа точки P1dB является использование нелинейных моделей транзисторов и системы моделирования нелинейных схем на основе метода гармонического баланса. Главная проблема здесь кроется в том, что нелинейные модели используемых транзисторов не всегда доступны проектировщикам. Производители транзисторов очень редко предоставляют клиентам нелинейные модели, так как оборудование и про-

граммное обеспечение для их экстракции, как правило, достаточно дороги, и лишь немногие компании могут позволить себе такую роскошь. То же самое можно сказать про метод, использующий тюнеры для получения оптимального входного и выходного импедансов или нагрузочных контуров постоянной мощности транзистора. Разумеется, все эти методы неизбежны, если усилитель работает в глубоком нелинейном режиме или требуется информация о нелинейных искажениях проходящего через усилитель сигнала.

Криппс (Cripps) в своей обычной манере использования обыкновенного здравого смысла представил в литературе [2-4] разработанный им подход оценки максимально достижимой мощности каскадов усиления, работающих в режиме с малой нелинейностью (Class A). При таком подходе транзистор аппроксимируется очень простой эквивалентной моделью, содержащей внутренний управляемый напряжением источник (генератор), а также паразитные выходные параллельно включенный конденсатор и последовательно включенную индуктивность. Слабая нелинейность игнорируется, и крутизна характеристики транзистора рассматривается как линейная выше точки отсечки и ниже точки насыщения. При всех описанных выше допущениях Криппс разработал линейное математическое выражение, связывающее нагрузочную линию и пределы тока и напряжения на генераторе с внешней нагрузкой и передаваемой в эту нагрузку мощностью. Он показал, что соотношение между внутренней нагрузочной линией и внешним импедансом может быть представлено на диаграмме Смита в виде конту-

ров с одинаковой выходной мощностью (load-pull).

Описанный подход стал очень популярным, так как был достаточно простым и позволял получить удовлетворительные результаты в большинстве практических случаев. Простая эквивалентная модель из трех элементов может быть легко получена, когда полная линейная эквивалентная схема согласуется с набором S-параметров конкретного транзистора. Тем не менее, такой подход не всегда бывает достаточным. Некоторые его ограничения связаны с тем, что он не позволяет учитывать обратную связь или потери в транзисторе. В статье [3] Криппс указывает, что можно включить представленное в статье уравнение в любой линейный симулятор, чтобы рассчитывать мощностные характеристики так, как сейчас это делается для расчета коэффициента шума. Кроме того, он показал, что, будучи слегка модифицированным, его метод может учитывать и обратные связи.

Метод Криппса является идейной основой для применения мощностных параметров в программном обеспечении компании AMPSA [1], более подробно они описаны в книге Абри [5]. Автор использовал математическую отображающую функцию для получения соотношения между "внутренним напряжением и внешним напряжением, а также внутренним выходным током". Эта инновация в весьма элегантной форме снимает все ограничения метода Криппса. Мощностные параметры учитывают обратную связь и потери, а также изменения в конфигурации транзистора. Это делает данный подход универсальным и применимым для большинства проектов усилителей, так как он позволяет получить значение точки компрес-

сии P1dB для каждого каскада многокаскадного усилителя с учетом взаимодействия с окружающими каскадами. Интересно то, что поведение мощностных параметров очень похоже на поведение шумовых параметров. Точка P1dB не зависит от импеданса источника аналогично тому, как коэффициент шума не зависит от импеданса нагрузки. Обратная связь (последовательная или параллельная) влияет на значение P1dB так же, как и на коэффициент шума. Однако мощностные параметры имеют одно существенное отличие от шумовых: они не требуют специального и дорогостоящего оборудования и тщательной процедуры калибровки и измерения. Единственная информация, которая необходима для их получения, — это наличие линейной модели транзистора, рабочая точка, границы линейности вольтамперной характеристики и наклон этих границ (если доступно). Если малосигнальная модель транзистора недоступна, она может быть получена из набора S-параметров.

ИСПОЛЬЗУЕМОЕ ПРОГРАММНОЕ ОБЕСПЕЧЕНИЕ

Расчет мощностных параметров может быть реализован в любой системе моделирования линейных схем, но в настоящее время он доступен только в программе MultiMatch Amplifier Design Wizard. Программа MultiMatch является специализированной, предназначенной для разработки усилителей и генераторов. Она комбинирует возможности системы линейного моделирования схем в частотной области с функциями итерационного синтеза пассивных цепей. В процессе работы программы могут быть получены два типа пассивных цепей. Первый тип представляет цепи модифицируемого транзистора — модифицирующие цепи, как они определены в программе MultiMatch. Модифицирующие цепи обычно содержат резисторы, представляющие собой или нагрузку, либо параллельную или последовательную обратную связь, или и то, и другое одновременно. Другой тип синтезируемых цепей представляет собой реактивные цепи согласования без потерь. В исходный набор данных, необходимых для синтеза пассивных цепей, входят: коэффициент передачи, возвратные потери, коэффициент стабильности, коэффициент шума, точка компрессии P1dB, стартовая частота генератора, диапазон перестройки частоты и так да-

лее. То есть конечной целью проектирования являются именно усилитель или генератор, а не просто пассивная цепь.

Программа MultiMatch дает возможность эффективно разрабатывать линейные СВЧ-усилители мощности, но для получения качественного результата с первого раза, как показано в литературе [6], особое внимание следует уделить неоднородности цепей согласования СВЧ-транзисторов. Это может быть достигнуто благодаря использованию программы MultiMatch в связке с программным пакетом, включающим модуль электромагнитного моделирования топологических структур. Так же, как и в статье [7], для проектирования усилителя был выбран пакет Microwave Office, так как он представляет собой достаточно мощную систему моделирования, имеющую дружелюбный пользовательский интерфейс и поддерживающую прикладной интерфейс API, дающий возможность взаимодействия с другими программными средствами. В случае с программой MultiMatch был реализован следующий способ взаимодействия: в процессе экспорта создавался специальный скрипт-файл, в процессе выполнения которого в среде Microwave Office выполнялось преобразование файла схемы MultiMatch в файл схемы Microwave Office.

ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

В описываемом ниже примере требовалось разработать 5-Вт усили-

тель мощности класса А диапазона 2,1...2,2 ГГц с коэффициентом передачи 10...11 дБ, который будет использоваться в качестве плеча балансного усилителя на 10 Вт. В усилителе использован транзистор Mitsubishi MGF909A, имеющий точку компрессии P1dB минимум 37 дБм в рабочей точке 10 В и 1,3 А, для которого имелся набор S-параметров в данной рабочей точке, но не имелось никакой нелинейной модели или нагрузочных данных.

ПРОЦЕДУРА ПРОЕКТИРОВАНИЯ

Процесс проектирования начинается в программе MultiMatch. Задается диапазон рабочих частот проекта 2,075...2,225 ГГц с шагом 25 МГц, параметры подложки и другие необходимые данные, после чего выполняется команда начала модифицирования транзистора (рис. 1).

Первым делом при проектировании усилителя для обеспечения требуемой точки компрессии P1dB является подгонка линейной модели транзистора под его S-параметры. На рис. 2 изображено предназначенное для этих целей диалоговое окно. Измеренные S-параметры и параметры, ассоциированные с линейной моделью после такой подгонки, показаны на рис. 3. Обратите внимание на рис. 2 на средства оптимизации и возможности отображения вспомогательных характеристик. В этом же окне задается рабочая точка по постоянному току и границы вольтамперной

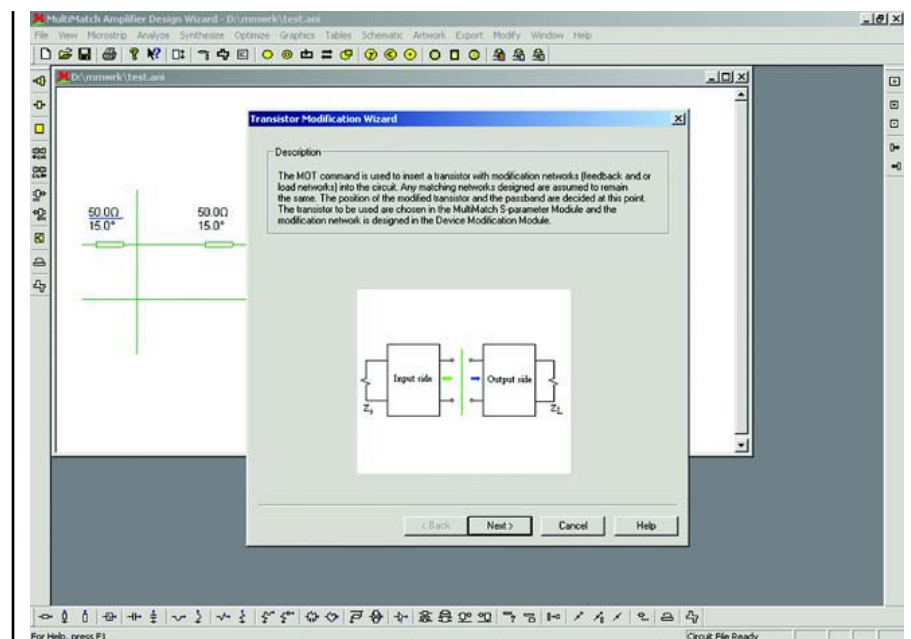


Рисунок 1 Начальное окно процедуры модифицирования транзистора

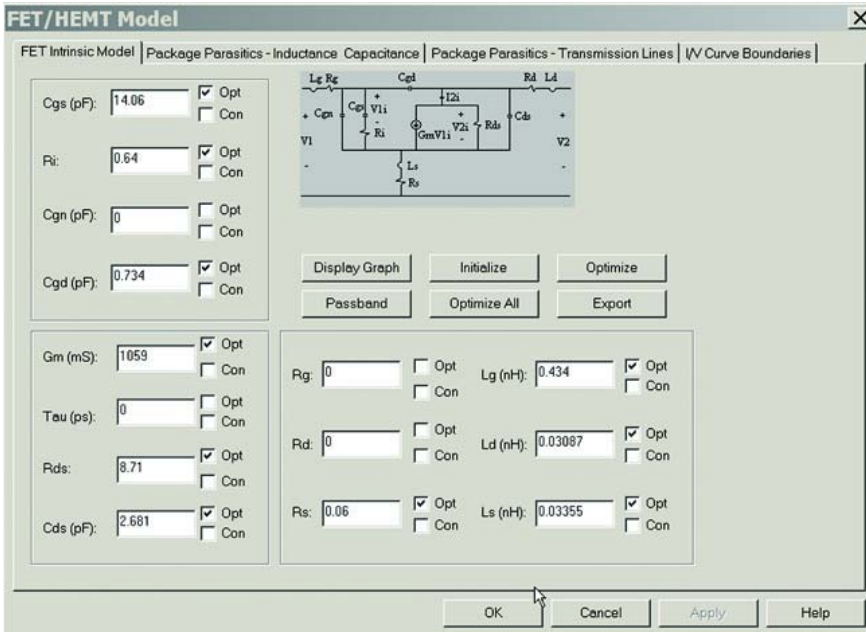


Рисунок 2 Средства подгонки модели транзистора

характеристики. После того, как выполнена подгонка модели и заданы границы нагрузочной кривой, программа MultiMatch может рассчитать мощностные параметры и оценить значение P1dB.

Следующим шагом является общая оценка возможностей транзистора. Анализ показывает, что наилучшее значение точки компрессии P1dB по выходу может достигать 38 дБм и при согласовании выхода для достижения этого максимального значения передача может

составить 13 дБ. Зависимости коэффициента устойчивости от частоты показывают, что транзистор безусловно устойчив в диапазоне частот выше 1,8 ГГц и становится менее устойчивым по мере снижения частоты. На этом этапе можно заставить программу MultiMatch синтезировать модифицирующие цепи по входу, состоящие из резисторов, которые дополнительно стабилизируют транзистор, выровняли зависимость коэффициента передачи от частоты и выполняли предварительное согласо-

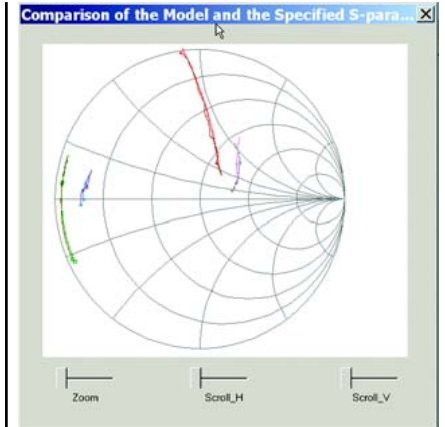


Рисунок 3 Диаграмма Смита, показывающая результат подгонки модели

вание транзистора. В некоторых случаях, когда транзистор имеет слишком малый входной импеданс, подобная цепь может оказаться трудно реализуемой физически из дискретных компонентов для поверхностного монтажа. Поэтому было решено сначала выполнить синтез выходных и входных цепей согласования, а уже затем на вход усилителя добавить цепь, обеспечивающую требуемый коэффициент устойчивости на низких частотах.

Следующим действием был запуск команды начала синтеза выходной цепи отдельного транзисторного каскада. Программа MultiMatch Amplifier Design Wizard через последовательность диалоговых окон руководит действиями пользователя по заданию всех необходимых параметров. Диалоговое окно для задания контуров с одинаковой выходной мощностью в точке компрессии P1dB показано на рис. 4. Сами контуры показаны на рис. 5. Следующие далее диалоговые окна с подобными таблицами позволяют выбрать значение импеданса, которое требуется для обеспечения точки компрессии P1dB. Сле-

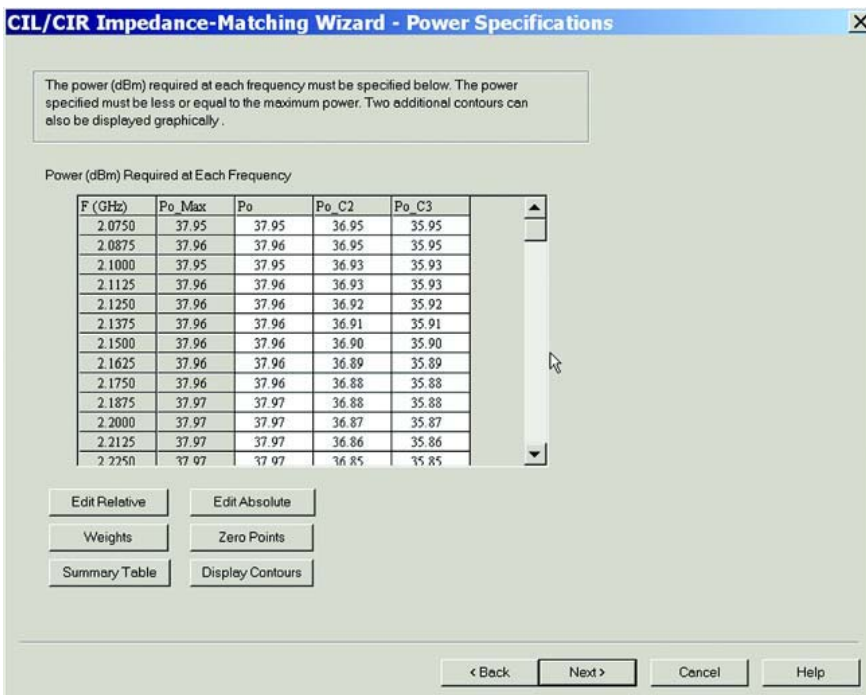


Рисунок 4 Окно задания контуров с одинаковой выходной мощностью

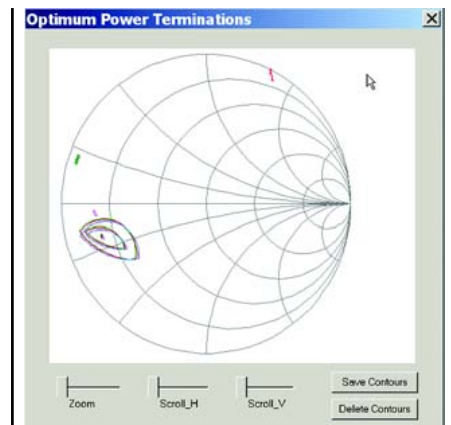


Рисунок 5 Вид контуров на диаграмме Смита

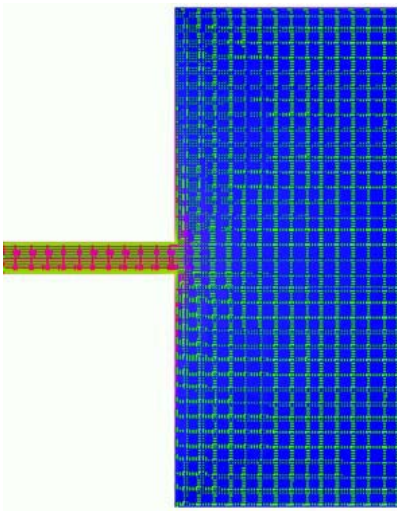


Рисунок 6 Скачок ширины микрополосковой линии со смоделированным распределением тока

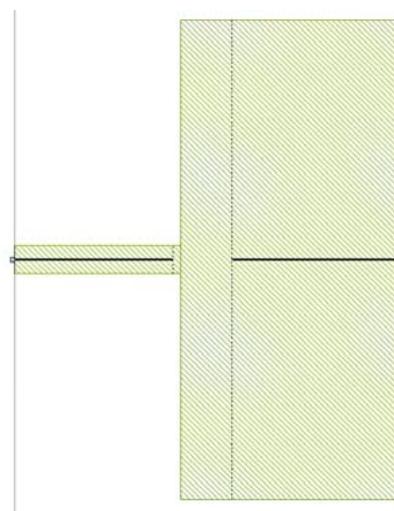


Рисунок 7 Сдвиг опорных плоскостей на моделируемой EM-структуре



Рисунок 8 Смоделированные модели скачка ширины микрополоска добавлены в схему усилителя

казана анализируемая структура и рассчитанное распределение токов в ней. Распределение токов наглядно показывает области структуры, где неоднородность проявляется максимально, что позднее было учтено для сдвига опорных плоскостей для экстракции ее S-параметров (рис. 7).

Полученные S-параметры скачка ширины были импортированы в программу MultiMatch (рис. 8), и синтез выходной цепи согласования, обеспечивающей максимальное значение точки компрессии P1dB, был продолжен. Результат синтеза показан на рис. 9 в виде схемы и на рис. 10 в виде топологии.

Высокоомный четвертьволновый (в центральной точке анализируемого частотного диапазона) параллельно включенный шлейф, соединенный с землей через конденсатор, не является частью синтезированной схемы, так как он был добавлен вручную для обеспечения подвода питания к транзистору.

Синтез входной цепи согласования для обеспечения максимальной передачи выполнялся аналогичным образом. Стабилизирующая цепь, добавленная непосредственно на вход усилителя, содержит резистор и шлейф, который замыкается на землю по высокой частоте через конденсатор. Она тоже работает как цепь смещения. Топология всего усилительного каскада показана на рис. 11.

Подробное описание процесса синтеза цепей согласования здесь опущено, но оно хорошо представлено в статье [7]. Результаты моделирования полученной схемы показывают, что каскад имеет точку компрессии P1dB не ниже 37,5 дБм во всем диапазоне частот. Частотные зависимости коэффициента передачи и возвратных потерь по входу и выходу устройства показаны на рис. 12. Он был получен в программе Microwave Office, куда для простоты обработки в виде S-параметров были импортированы данные, рассчитанные в программе MultiMatch.

Несмотря на то, что мы уже учли самую большую неоднородность схемы, в ней еще присутствует несколько элементов, не имеющих описания простой моделью и требующих дополнительно-



Рисунок 9 Синтезированная схема выходной цепи согласования транзистора

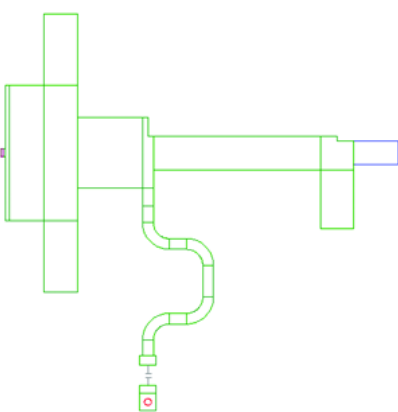


Рисунок 10 Топология полученной цепи согласования

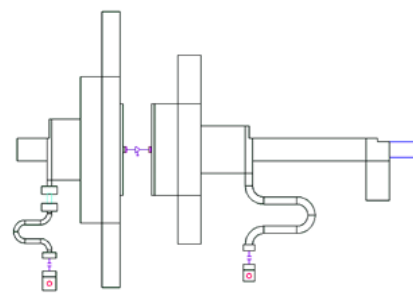


Рисунок 11 Синтезированная топология усилительного каскада

грамме. Именно на этом этапе проектирования разработчику следует начать беспокоиться об эффектах, связанных с наличием неоднородностей в микрополосковых линиях синтезируемой цепи. Несколько первых запусков процедуры синтеза призваны оценить неоднородности, которые могут принести максимальные проблемы, а также возможные пути устранения этих проблем. Вполне очевидно, что самая большая неоднородность возникает в точке соединения выходного вывода транзистора шириной 0,6 мм и первой линии цепи согласования, имеющей малый импеданс (13,4 Ом, ширина 10 мм), поэтому было принято решение оценить частотные характеристики такого скачка ширины с помощью модуля EM-моделирования пакета Microwave Office. На рис. 6 по-

дует помнить, что при перемещении по контуру выходная мощность остается постоянной, но другие параметры схемы будут варьироваться.

В нашем случае программа MultiMatch была настроена таким образом, чтобы выбрать импеданс, в котором обеспечивается максимальное значение точки компрессии P1dB. Как только значение нагрузки определено, программа MultiMatch переключается в режим синтеза и выходной цепи согласования. Процедура синтеза выполняется в интерактивном режиме, поэтому от разработчика для быстрого получения хорошего результата потребуются некоторый навык работы в данной про-

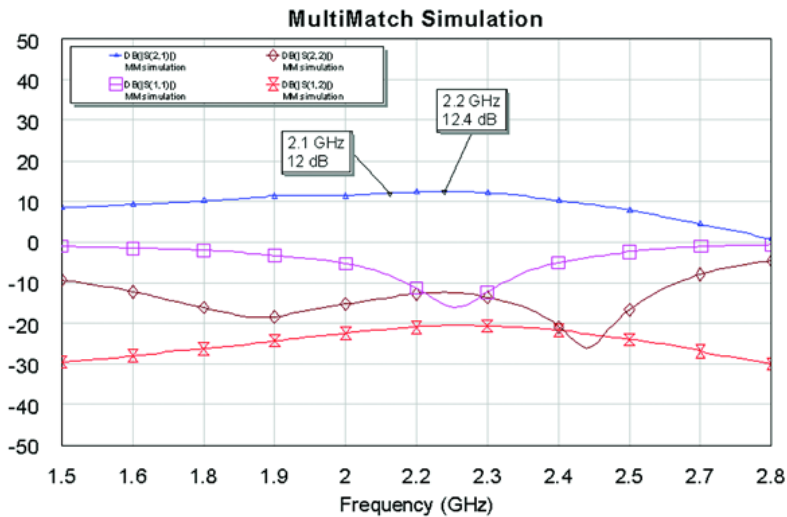


Рисунок 12 Частотные зависимости коэффициента передачи и возвратных потерь, полученные в программе MultiMatch

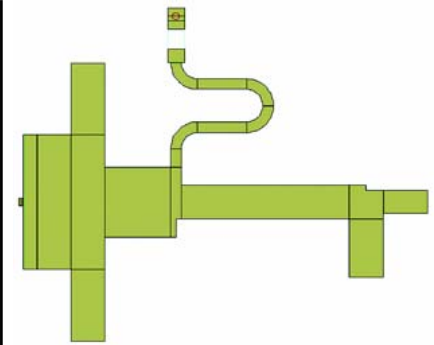


Рисунок 14 Автоматически полученная в Microwave Office топология выходной цепи согласования

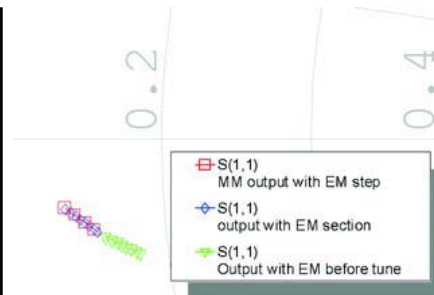


Рисунок 15 Сравнение параметров S11 выходной цепи согласования

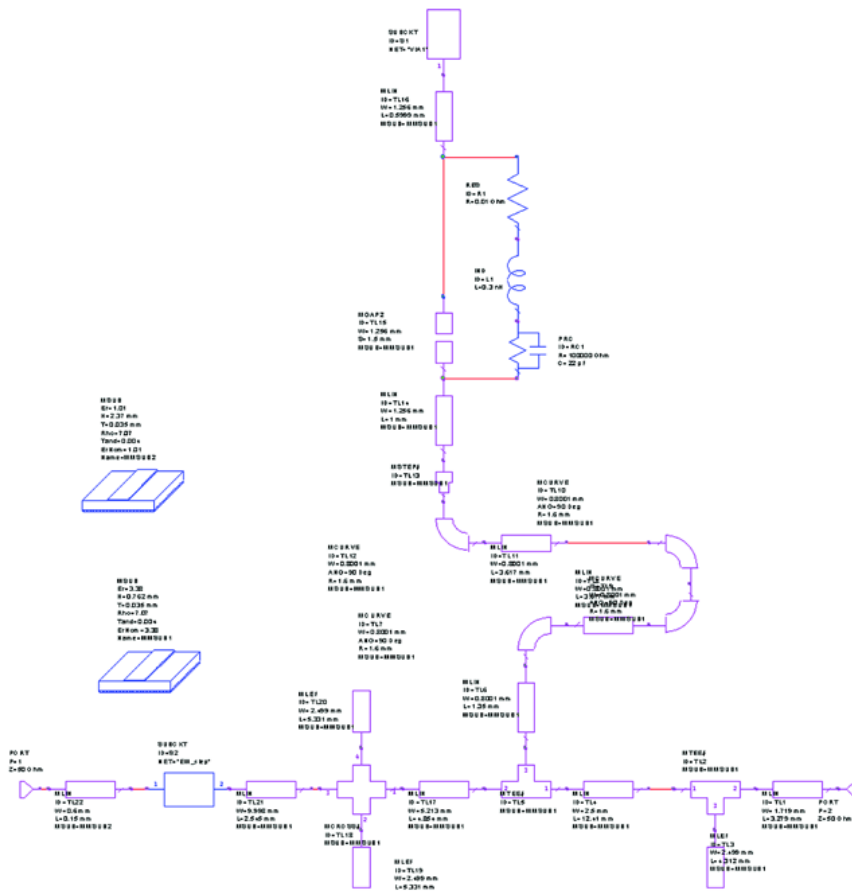


Рисунок 13 Выходная цепь согласования после передачи в пакет Microwave Office

го анализа. Чтобы учесть их влияние на характеристики усилителя, дальнейшее проектирование выполнялось в пакете Microwave Office. Чтобы оценить и исключить паразитное влияние неоднородностей, полученная выходная цепь согласования была выделена в отдельный файл, смоделирована в MultiMatch и в виде подсхемы, описанной S-параметрами, импортирована в проект Microwave

Office. Полная схема выходной цепи также была импортирована в программу Microwave Office (рис. 13). Автоматически полученная по ней топология представлена на рис. 14.

Часть топологии без изогнутых линий была промоделирована в модуле EM-анализа, и рассчитанные значения S11 были сравнены с полученными из программы MultiMatch. Некоторое

расхождение было компенсировано небольшим изменением размеров элементов EM-структуры в достаточно удобном редакторе топологий программы Microwave Office. На диаграмме Смита на рис. 15 красным цветом показаны результаты моделирования из программы MultiMatch, зеленым цветом — результаты моделирования EM-структуры до подстройки, а синим — после подстройки топологии. Напомним, что полученные в программе MultiMatch параметры S11 выходной цепи обеспечивают максимальную точку компрессии P1dB усилительного каскада, и поэтому результаты EM-анализа должны подстраиваться под них.

На рисунке 16 показано сравнение двух топологий выходной цепи согласования до (черным цветом) и после подстройки (зеленым цветом).

Может возникнуть разумный вопрос, зачем мы моделировали качок ширины микрополоска перед синтезом цепи согласования с помощью программы MultiMatch в самом начале работы, в то время как потом мы моделировали его в составе топологии, показанной на рис. 16. Опыт показывает, что если это не сделать, то линия значений параметров S11 до подстройки (зеленая линия на рис. 15) будет располагаться значи-

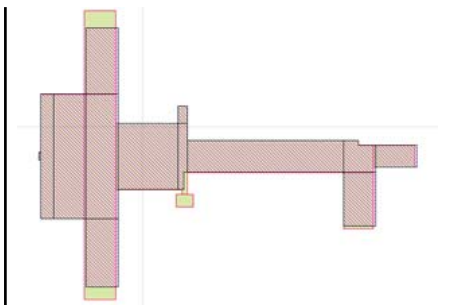


Рисунок 16 EM-структуры, моделирующие выходную цепь согласования до и после подстройки

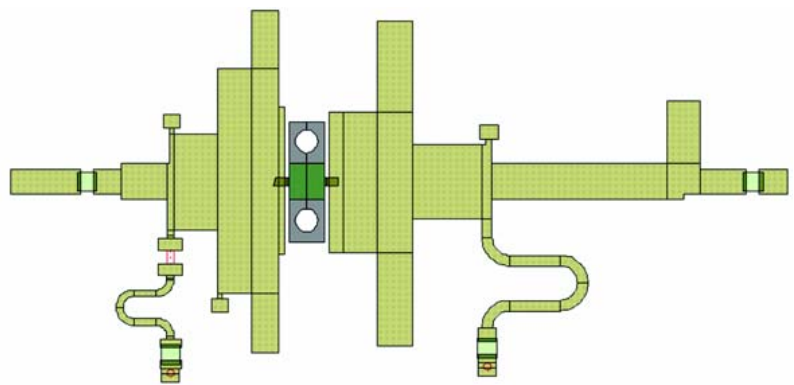


Рисунок 17 Окончательная топология СВЧ-части усилителя

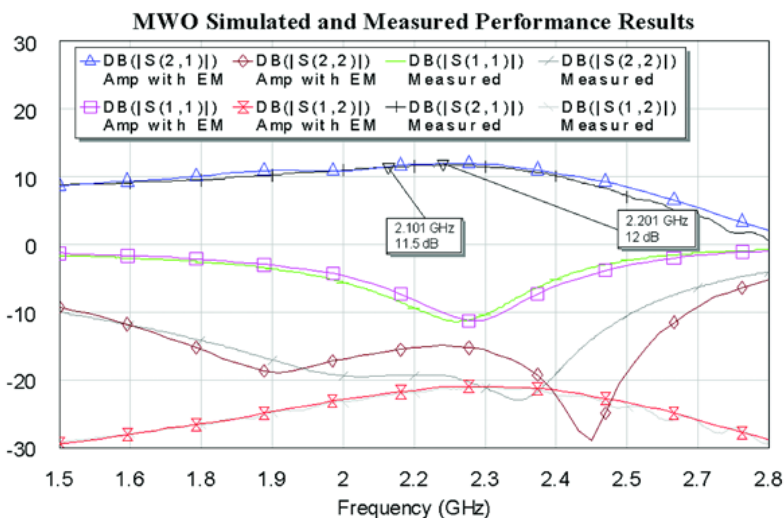


Рисунок 18 Сравнение результатов моделирования и макетирования усилителя

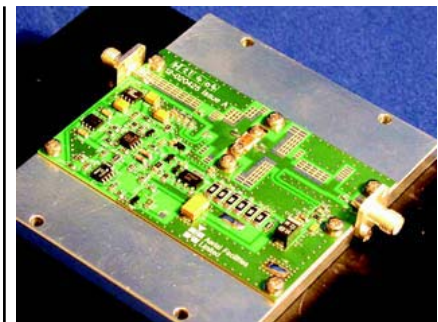


Рисунок 19 Макет усилителя

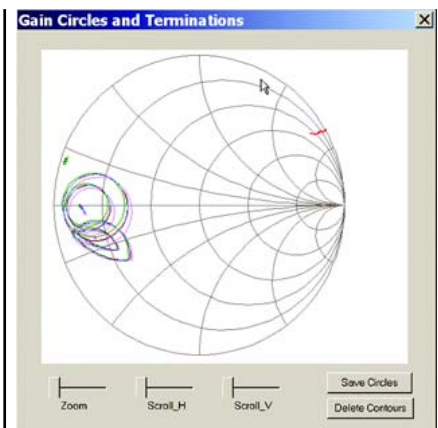


Рисунок 20 Контуры постоянной мощности и окружности постоянного усиления

тельно дальше от цели (красная линия на рис. 15). В этом случае подстройка топологии окажется более сложной и потребует значительных изменений или будет невозможной во всем диапазоне частот.

Аналогичный подход использовался для настройки входной цепи согласования по результатам EM-моделирования, но здесь главным критерием было достижение максимального коэффициента передачи усилителя, подгонка под полученные в программе MultiMatch данные. Окончательная топология усилителя показана на рис. 17. Позднее к ней были добавлены цепи питания и управления, была получена печатная плата и построен первый макет (рис. 19). На рис. 18 показано сравнение результатов моделирования и измерения полученного усилителя по усилению и согласованию по входу и выходу. Точка компрессии P1dB в диапазоне 2050...2250 МГц получилась не хуже 38 дБм.

Результаты измерений, показанные на рис. 18, были получены сразу после включения питания макета без каких-

либо дополнительных настроек. Хорошее их совпадение с результатами моделирования подтверждает правильность выбранного и описанного здесь метода, и дает возможность утверждать, что с помощью описанной выше процедуры можно получить правильную топологию СВЧ-усилителя мощности всего за один цикл проектирования.

РЕКОМЕНДАЦИИ

Обратите внимание, что частотные зависимости коэффициента передачи и возвратных потерь смещены несколько выше центра диапазона 2,1...2,2 ГГц. Это было сделано специально в процессе проектирования, так как опыт показывает, что комбинация эффектов наличия допусков на параметры компонентов, технологических допусков или вообще ошибок проектирования сдвигает конечные характеристики вниз по частоте. В нашем случае этого не случилось, но если бы и произошло, настройка усилителя в нижней части диапазона все-

гда проще и не оказывает сильного вредного влияния на общие характеристики.

Измеренные возвратные потери макета усилителя получились также достаточно хорошими. У неопытного разработчика может сложиться мнение, что если усилитель разработан исходя из критериев оптимального согласования по входу и выходу, базирясь только на S-параметрах, то он автоматически обеспечивает максимальную точку компрессии P1dB. Это заблуждение встречается очень часто, несмотря на то, что предмет был тщательно проанализирован в

статье Криппса [4]. Достаточно лишь, используя возможности программы MultiMatch по анализу мощностных параметров, одновременно отобразить на диаграмме Смита контуры с одинаковой выходной мощностью и окружности максимального усиления (рис. 20). Здесь контуры мощности нарисованы с шагом 1 дБ, а окружности усиления — с шагом 0,5 дБ. Очевидно, что точка с максимальным коэффициентом передачи лежит в стороне от точки с максимальным значением P1dB и не добирает до него как минимум 3 дБ.

Литература

1. *MultiMatch RF and Microwave Impedance-Matching Amplifier and Oscillator Synthesis Software*, Somerset West: Ampsa (Pty) Ltd. <http://www.ampsa.com>.
2. Cripps S.C. A Theory for the Prediction of GaAs Load-Pull Power Contours. *IEEE-MTT-S Int'l. Microwave Symposium Digest*, 1983. P. 221–223.
3. Cripps S.C. *GaAsFET Power Amplifier Design. Technical Notes 3.2*, Palo Alto, CA: Matcom Inc.
4. Cripps S.C. *RF Power Amplifiers for Wireless Communications*. Artech House, 1999. ISBN 0-89006-989-1.
5. Abrie, Pieter L.D. *Design of RF and Microwave Amplifiers and Oscillators*. Artech House, 2000. ISBN 0-89006-797-X.
6. Arntz B. Analyzing Abrupt Microstrip Transitions. *RFdesign*, March 2002. P. 22–32.
7. Ivan Boshnakov, Jon Divall. Tandem RF software programs streamline the design of power amplifiers. *Planet Analogue and Microwave Engineering – online feature only*, December 2002.

Перевод Ю. Потапова