

Проектирование ВЧ-схем на микросхемах HMC414MS8G с использованием дешевых материалов для печатных плат

В данной статье подробно рассмотрены прикладные проблемы при проектировании схем с использованием монолитных СВЧ интегральных схем (ММИС) усилителей мощности, даны подробные рекомендации по расчету и проектированию схем согласования с возможностью перехода к дешевым материалам печатных плат, приводятся примеры с результатами моделирования и экспериментальными данными.

Перевод: Наджим ХАМЗИН
penta7@rambler.ru

Описание микросхемы

Монолитная СВЧ интегральная схема (ММИС) усилителя мощности HMC414MS8G представляет собой биполярный гетеротранзистор (Heterojunction Bipolar Transistor, HBT), выполненный по технологии GaAs InGaP, который работает в диапазоне рабочих частот 2,2–2,8 ГГц. Усилитель упакован в дешевый 8-контактный корпус для поверхностного монтажа с экспонированной основой, обеспечивающей эффективную работу с СВЧ-сигналом и оптимизацию теплового режима. При минимальном количестве навесных компонентов усилитель имеет 20 дБ коэффициента усиления, +30 дБм мощности насыщения с показателем эффективности PAE, равным 32% (при напряжении питания +5,0 В). Усилитель также может работать с напряжением питания 3,6 В. Управляющий вход V_{pd} может использоваться для полного подавления мощности на выходе микросхемы усилителя или регулировки уровня выходной СВЧ-мощности.

Прикладные проблемы при проектировании

Оценочная плата компании Hittite позволяет продемонстрировать все возможности микросхемы усилителя мощности HMC414MS8G, которая выполнена на высокочастотном материале RO4350 фирмы Rogers. Этот высокочастотный материал специально разработан для проектирования и изготовления высокочастотных схем и обладает устойчивыми характеристиками в широком диапазоне параметров окружающей среды. Плата (рис. 1) имеет один слой меди толщиной 10 мил. Схема ВЧ-входа и выхода состоит из 50-омной компланарной линии передачи с отверстия-

ми, выполненными вдоль линии передачи для обеспечения связи по ВЧ с нижним слоем металлизации платы.

Хотя рассматриваемая нами конструкция превосходно работает в СВЧ-диапазоне несущих частот, она, возможно, окажется непрактичной для многих приложений из-за ограничений по стоимости и степени интеграции дискретных компонентов. Поэтому такие материалы плат, как FR4, BT и GETEK, используются намного чаще благодаря низкой цене и возможности изготовления из этих материалов многослойных плат. Кроме того, компланарные линии передачи требуют наличия переходных отверстий для обеспечения «земли» вдоль линии распространения сигнала. Во многих многослойных платах эти отверстия заняли бы полезную площадь, которую лучше использовать для установки дискретных компонентов. Чтобы исследовать более подробно перечисленные проблемы и задачи, в компании Hittite была спроектирована однослойная оценочная плата на основе материала FR4. В качестве линии передачи СВЧ-сигнала была выбрана микрополосковая линия. Несмотря на то, что в данном проекте не используется многослойная

топология, данная процедура разработки может быть использована при проектировании других схем и на других материалах плат. В данной статье мы обсудим методологию разработки топологии СВЧ-схем.

Схема оценочной платы

Как уже было отмечено, в оценочной плате HMC414MS8G на входе и выходе использована компланарная линия передачи. Различие между компланарной и полосковой линиями передачи заключается в распределении электрического поля (рис. 2). Линии напряженности электрического поля в компланарной линии связи заключены главным образом между сигнальным проводником и верхним слоем «земли», хотя часть поля распределяется на нижний слой «земли». В полосковой линии поле сконцентрировано между линией передачи и нижним слоем «земли». При этом присутствует рассеяние поля. Именно это распределение поля формирует полное сопротивление линии передачи. Так как большая часть поля в компланарной линии сконцентрирована в промежутке между полосками на верхней стороне платы, то ширина промежутка определяет полное сопротивление линии передачи. Это позволяет устанавливать ширину полоски линии передачи широкой или узкой в зависимости от требований приложения. В мик-

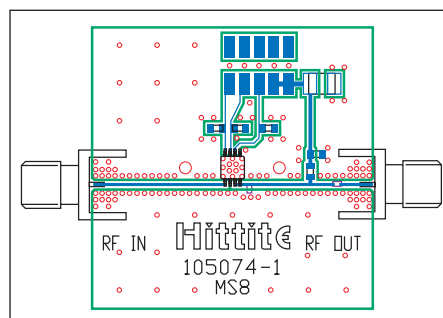


Рис. 1. Оценочная плата HMC414MS8G

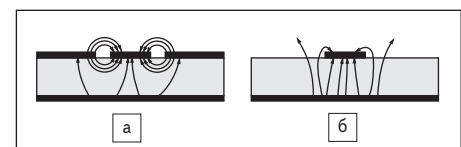


Рис. 2. а) Компланарная линия передачи; б) микрополосковая линия передачи

рополосковой линии дело обстоит иначе. В данном случае ширина полоски линии передачи продиктована диэлектрической константой и высотой подложки.

Чтобы продемонстрировать упомянутые различия, провели расчет ширины полоски, полного сопротивления компланарной и микрополосковой линий с использованием программы синтеза линии передачи TLINE от Eagleware Corporation. Материал платы — FR4 высотой 62 мил и $\epsilon_r = 5,4$. Для полного сопротивления линии 50 Ом компланарная линия передачи может быть реализована с величиной зазора 6 мил и линией передачи 21 мил или шириной зазора 9 мил и линией передачи 33 мил. Для 50-омной микрополосковой линии на том же самом материале FR4 требуется 113 мил ширины линии передачи. Эта ширина чрезмерна и представляет проблему в большинстве топологий при проектировании линии связи с микросхемой усилителя. Уменьшение ширины полоски с 113 до 35 мил (более удобная для работы ширина при проектировании) увеличивает полное сопротивление с 50 до 82 Ом. Это увеличенное полное сопротивление повлияет на работу усилителя и рассогласует всю систему. В случае необходимости использования микрополосковой линии придется уменьшить высоту платы из материала FR4 либо ввести внешнюю схему для преобразования полного сопротивления полосковой системы к прежнему сопротивлению 50 Ом. В данном приложении для трансформации полного сопротивления используются простые НЧ согласующие цепи.

Сквозные отверстия в печатной плате (PCB) используются для обеспечения заземления по постоянному току и СВЧ-сигналу. В то время как идеальное отверстие представляет собой совершенное заземление, реальное физическое отверстие содержит паразитную индуктивность, сопротивление и емкость на «землю» (рис. 3).

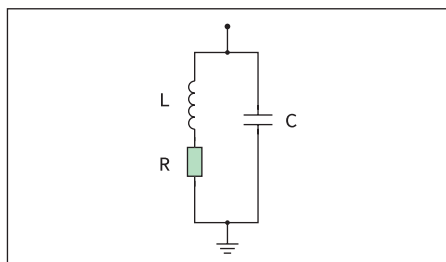


Рис. 3. Модель реального отверстия

Паразитная емкость — плоскостепенная емкость между контактными площадками, приблизительно определяется уравнением:

$$C = \frac{A \times \epsilon_r \times \epsilon_0}{D} \left(\frac{F}{m} \right), \quad (1)$$

где A — площадь верхней контактной площадкой; ϵ_0 — диэлектрическая проницаемость в вакууме ($8,85 \times 10^{-12}$ Ф/м); ϵ_r — отно-

сительная диэлектрическая проницаемость; D — расстояние между верхней и нижней контактными площадками.

Эта емкость относительно мала ($<0,05$ пФ) и в соответствии с рабочей частотой не будет доминировать в реактивном сопротивлении отверстия. Однако паразитная индуктивность и сопротивление могут играть существенную роль в приложениях с большими уровнями мощности. Следующее уравнение может быть использовано для оценки индуктивности отверстия [1]:

$$L_{via} = \frac{\mu_0}{2\pi} \times \left[h \times \ln \left(\frac{h + \sqrt{r^2 + h^2}}{r} \right) + \frac{3}{2} \times (r - \sqrt{r^2 + h^2}) \right], \quad (2)$$

где r — радиус отверстия; h — высота подложки. Из уравнения (2) может быть замечено, что при увеличении высоты подложки индуктивность отверстия также увеличивается. Используя вышеприведенное уравнение, вычислим индуктивность для платы FR4 высотой 62 мил и платы Rogers 4350 высотой 10 мил. Расчетная величина индуктивности для Rogers 4350 приблизительно составляет 0,016 нГн, а индуктивность для FR4 — 0,43 нГн. Кроме того, сопротивление для отверстия в плате FR4 выше, так как сопротивление по постоянному току непосредственно связано с длиной. Величина сопротивления по постоянному току вычислена с помощью уравнения:

$$R = h / (\sigma \times A),$$

где h — длина отверстия, A — площадь поперечного сечения; σ — удельная проводимость металла.

Чрезмерное воздействие паразитных элементов для платы FR4 нужно компенсировать за счет топологии. Полная индуктивность и сопротивление могут быть уменьшены при использовании большого числа отверстий в непосредственной близости ко всем компонентам.

Проектирование выходной согласующей схемы при известной нагрузке

Как правило, согласующие схемы для усилителей мощности разрабатываются с использованием данных о нагрузке, измеренных у определенного усилителя или прибора. Однако во многих случаях эти данные невозможно или затруднительно получить из-за отсутствия соответствующего оборудования или времени. Компания Nittite производит настройку выходных согласующих схем своих усилителей мощности для получения максимальной выходной мощности и эффективности. При использовании известного полного сопротивления нагрузки появляется

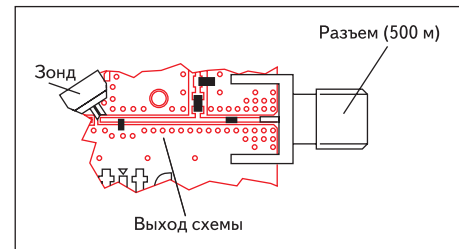


Рис. 4. Измерение параметров выходной нагрузки оценочной платы HMC414MS8G

возможность проектирования эквивалентной согласующей схемы с применением различных топологий схем или материалов плат. На рис. 4 показана выходная часть нагрузки оценочной платы HMC414MS8G. К выходному разъему присоединена нагрузка 50 Ом, а сама микросхема удалена для обеспечения возможности исследования выходной согласующей схемы с помощью зонда. При размещении зонда как можно ближе к выходному контакту микросхемы и слою «земли» (рис. 4) мы получим оптимальное, насколько это возможно, измерение параметров с помощью зонда.

Зонд калиброван для однопортового измерения с использованием предоставленного изготовителем стандарта калибровки. Измерение выходной нагрузки показано на рис. 5.

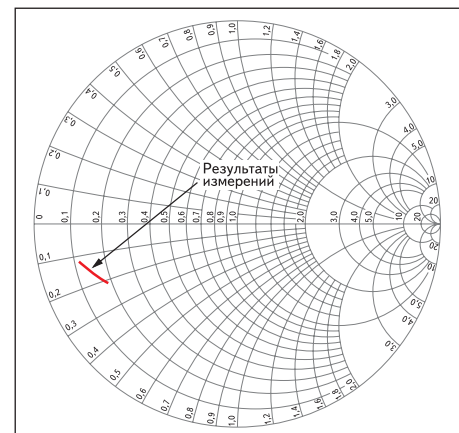


Рис. 5. Измеренная величина выходной нагрузки оценочной платы HMC414MS8G

В таблице 1 представлено полное сопротивление нагрузки в трех частотных точках. Обратите внимание, что сопротивление меньше 10 Ом. Это типичное оптимальное согласование нагрузки для усилителей мощности.

Таблица 1. Измеренное полное выходное сопротивление нагрузки оценочной платы HMC414MS8G

Частота (Гц)	Реактивное сопротивление (действительная часть, Ом)	Реактивное сопротивление (мнимая часть, Ом)
2,2	9,3	-10,6
2,4	8,0	-8,9
2,8	5,6	-5,8

В зависимости от типа выходного устройства оптимальное согласование нагрузки составляет примерно 5–20 Ом.

Оценочная плата HMC414MS8G на материале FR4

Материал платы FR4 широко используется в промышленности и во многих потребительских товарах из-за его дешевизны и возможности изготовления многослойных плат. Материал FR4 производится многими компаниями. Из-за этого имеется значительное расхождение в электрических свойствах вследствие различий в производственных процессах компаний. Кроме того, с целью снижения затрат в производственном процессе отсутствуют жесткие требования и допуски, приводящие к различиям в потерях и диэлектрических свойствах. Эти различия особо заметны выше 3 ГГц. По этой причине FR4 редко используется выше этой частоты. Выполняя разработку проекта с использованием материала FR4, необходимо знать, где он изготовлен, и его электрические свойства. Если изготовитель материала платы неизвестен, то предпочтительнее выбрать известного производителя материала FR4. Это решение позволит избежать в будущем трудностей во время настройки и испытаний. Для рассматриваемой конструкции платы были запрошены и получены все необходимые спецификации материала платы. Основные параметры материала перечислены в таблице 2.

Таблица 2. Технические требования к материалам платы FR4

Параметр	Номинал	Единица измерения
Высота (h)	62	мил
Диэлектрическая проницаемость (ϵ_r)	5,4	—
Тангенс потерь (δ)	0,035	—
Толщина меди (T)	1,4	мил

Разработка выходной согласующей схемы

Используя данные, полученные в результате измерений зондом выходной нагрузки оценочной платы HMC414MS8G, следует разработать согласующую схему для платы FR4. Первоначально будет разработана идеальная согласующая схема для грубой оценки необходимой индуктивности и емкости. Из рис. 5 можно видеть, что схема фильтра верхних частот будет способна согласовать выходное сопротивление 50 Ом с требуемым полным сопротивлением нагрузки. Начиная с 50 Ом, шунтирующий конденсатор будет вращаться по линии постоянной проводимости, пересекаясь линией постоянного сопротивления выходной нагрузки. В данном случае необходимо использовать последовательную индуктивность для смещения линии постоянного сопротивления. Чтобы упростить данный процесс разработки, используется соот-

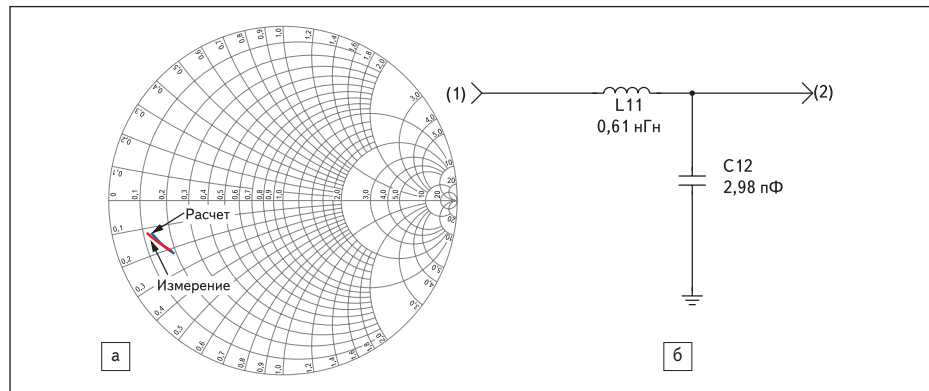


Рис. 6. а) Сравнение экспериментальных и расчетных данных по величине нагрузки; б) согласующая схема

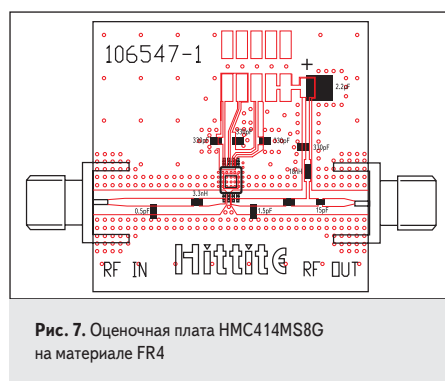


Рис. 7. Оценочная плата HMC414MS8G на материале FR4

ветствующая программа синтеза схемы для согласования на одной частоте из таблицы 1 (программа Match от Eagleware Corporation). Предварительный синтез привел к результату, который имеет более высокое значение индуктивности, чем требуется. Уменьшение последовательной индуктивности привело к результату, показанному на рис. 6.

С использованием топологии идеальной согласующей схемы разработан окончательный вариант согласующей схемы для предварительной оценки материала FR4. Чертеж всей платы с входной согласующей схемой на материале FR4 показан на рис. 7.

В идеальном случае ВЧ-полоски на входе и выходе усилителя имеют сопротивление 50 Ом. Однако на практике линия с сопротивлением 50 Ом была бы слишком широкой (113 мил). Для рассматриваемого проекта более удобная для проектирования ширина линии составляет 35 мил, и она имеет полное сопротивление 87 Ом. Превышение сопротивления линии используется как добавочная индуктивность к выходной согласующей схеме. После настройки значение шунтирующего конденсатора уменьшено до 1,5 пФ. Для организации смещения по постоянному току добавлены последовательный разделительный конденсатор емкостью 15 пФ и дроссель на 18 нГн. Конденсаторы, используемые в согласующей схеме, имеют высокую добротность Q и являются СВЧ керамическими конденсаторами. Для минимизации потерь необходимо обеспечить минимальное эквивалентное последовательное сопро-

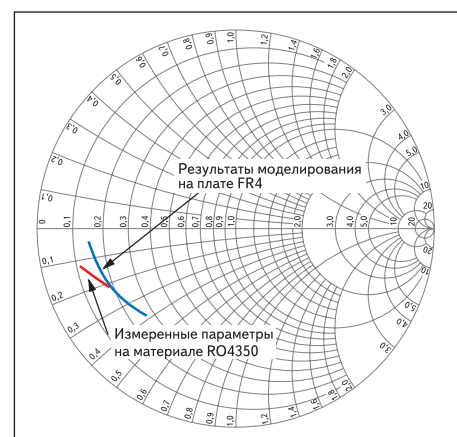


Рис. 8. Измеренные и смоделированные параметры выходной нагрузки

тивление (ESR) конденсаторов. Для конденсаторов всегда нужно обеспечивать работу в диапазоне рабочих частот ниже частоты последовательного резонанса. Выше последовательного резонанса реактивное сопротивление становится индуктивным. Кроме того, должен быть вычислен параллельный резонанс для исключения ухудшения характеристик в полосе рабочих частот. Вышеупомянутое согласование по выходу моделировалось с использованием программного обеспечения имитационного моделирования Eagleware Genesys V8. В файле моделирования используются таблицы с S-параметрами от производителей конденсаторов и дросселей для повышения точности модели. Затем результаты моделирования сравнивались с экспериментальными данными измерения выходной нагрузки оценочной платы. Как показано на рис. 8, результаты моделирования достаточно хорошо отражают экспериментальные данные по нагрузке.

Разработка входной согласующей схемы

Обычно вход микросхемы усилителя мощности HMC414MS8G согласован требуемым образом. Однако вход платы с усилителем немного рассогласован вследствие исполь-

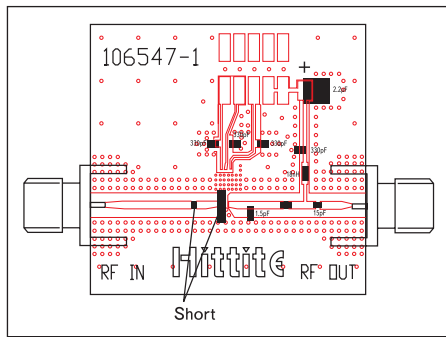


Рис. 9. Определение референсной плоскости по входу

зования линии с высоким сопротивлением. Чтобы улучшить согласование по входу, используется согласующая LC-схема.

Также как в случае с выходной согласующей схемой, синтезируется идеальная входная согласующая схема с целью установки базиса для номиналов компонентов. Входное сопротивление определено исходя из установленной выходной согласующей схемы. Чтобы сместить референсную плоскость с входа оценочной платы ко входу усилителя, к схемному анализатору присоединена линия задержки. Величина времени задержки была определена с помощью установки переключки на входе усилителя (рис. 9). Измерение было предпринято с использованием схемного анализатора HP8753D. Далее была синтезирована схема для согласования сопротивления 34,6 (j24,9) Ом с 50 Ом.

Программа синтеза схем согласования настроена на определение оптимальной согласующей схемы по входу для частотного диапазона 2,2–2,8 ГГц. Идеальная согласующая схема состоит из шунтирующего конденсатора 0,9 пФ и последовательного дросселя 3,3 нГн. На рис. 10а показано сравнение результатов со схемой согласования по входу (полученной в результате моделирования) и без согласующей схемы.

На рис. 7 показано использование схемы согласования по входу на плате FR4. Во время эксперимента было определено, что оптимальным значением емкости для шунти-

рующего конденсатора является 0,5 пФ, а не 0,9 пФ. Значение индуктивности дросселя осталось тем же самым.

Вход усилителя мощности HMC414MS8G находится на одной линии с его выходом, отделенным единственным штырьком. Если штырек должным образом не заземлен, обратная связь с выхода приведет к возбуждению усилителя. На рис. 11 показан штырек № 2, хорошо соединенный с заземляющей плоскостью, заостряющейся по направлению к штырьку. Это обеспечит необходимую изоляцию между входом и выходом для предотвращения возможного возбуждения.

Результаты измерений

В ходе тестирования платы было проведено измерение коэффициента усиления, потерь на отражение, выходной мощности насыщения, мощности на 1 децибел компрессии и КПД. Измеренные результаты показаны на рис. 12–15. Результаты сравниваются с оценочной платой HMC414MS8G.

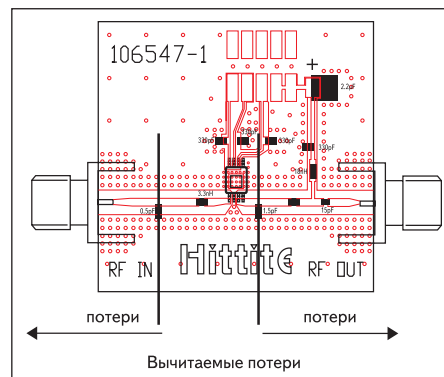


Рис. 11. Контрольные точки расчета потерь оценочной платы

Таблица 3. Рассчитанные в ходе моделирования потери платы

Частота, ГГц	Входные потери, дБ	Выходные потери, дБ	Суммарные потери, дБ
2,2	0,53	1,00	1,53
2,4	0,58	1,00	1,59
2,8	0,72	0,92	1,65

рующей платой HMC414MS8G, которая создана на высокочастотном ламинате Rogers 4350. Напряжение смещения установлено на уровне 3,6 В, ток покоя составляет приблизительно 240 мА.

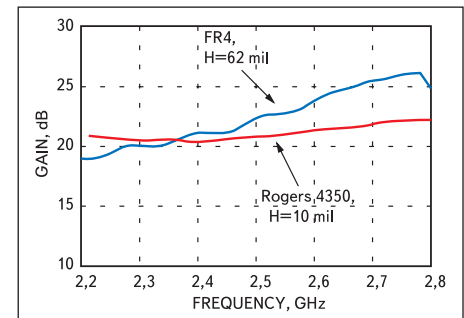


Рис. 12. Сравнение характеристик коэффициента усиления для платы FR4 и оценочной платы HMC414MS8G

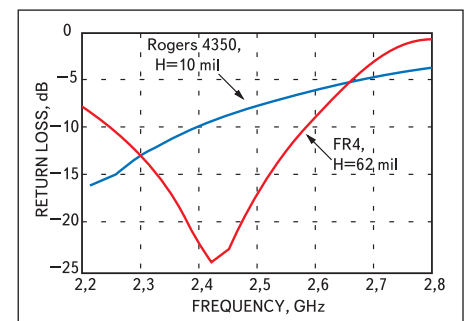


Рис. 13. Сравнение характеристики потерь на отражение для FR4 и оценочной платы HMC414MS8G

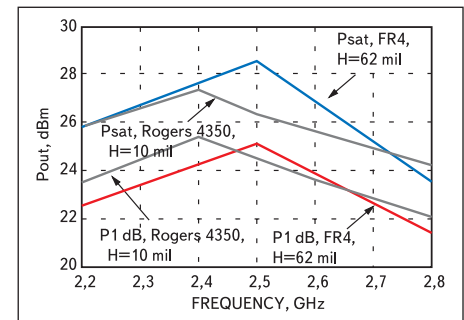


Рис. 14. Сравнение параметров P1 dB и Psat для платы FR4 и оценочной платы HMC414MS8G

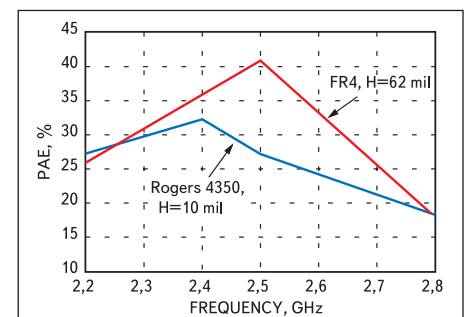


Рис. 15. Сравнение характеристики эффективности PAE для платы FR4 и оценочной платы HMC414MS8G

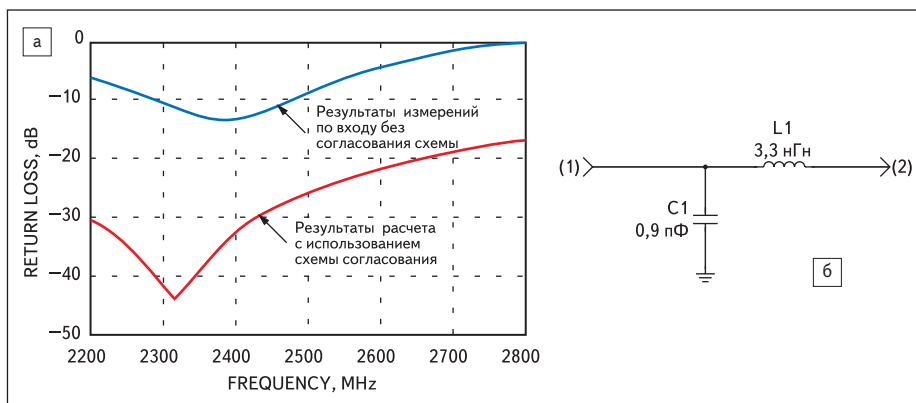


Рис. 10. а) Сравнение параметров при согласованном и несогласованном входе схемы; б) идеальная согласующая схема по входу

Таблица 4. Электрические параметры, $T_a = +25\text{ }^\circ\text{C}$, $V_{pd} = 3,6\text{ В}$

Параметры	Vdd = 3,6 В		
	Min. Спец./FR4	Тип.	Max. Спец./FR4
Частотный диапазон, ГГц	2,2–2,8		
Усиление, дБ	17/19	20	25/26
Входные потери на отражение, дБ	3/31	8	–/24
Вых. мощность при 1 дБ компрессии (P1 дБ), дБм	21/21,5	25	–/25
Вых. мощность насыщения (Psat), дБм	23/23,5	27	–/28
Ток потребления (Icc) при Vpd = 3,6 В, мА	240/240	–	–

Замечание: минимальные значения соответствуют частоте 2,7 ГГц

Для точной оценки производительности схемы потери от линии передачи до разъемов вычтены от общих измеренных значений. Эти потери вычислены с исключением потерь, вносимых согласующими схемами. На рис. 11 показаны контрольные точки, относительно которых вычислены потери.

Для определения потерь в разъемах используется упрощенная модель. Простая модель состоит из коаксиальной линии длиной, эквивалентной размеру разъема. Потери в линии передачи вычислены с использованием EMPOWER — программы моделирования электромагнитного поля от Eagleware Corporation. В таблице 3 приведены величины потерь. Обратите внимание, что выходные потери не увеличиваются с повышением частоты. Это происходит благодаря дросселю в цепи смещения, который имеет более высокий импеданс на высоких частотах.

В таблице 4 представлены параметры усилителя мощности HMC414MS8G согласно технической документации, представленной фирмой Hittite. При сравнении измеренных результатов с параметрами таблицы можно заключить, что разработка на плате FR4 обеспечивает или превосходит минимальные требования к параметрам.

Анализ и рассмотрение тепловых режимов

Одним из аспектов, которым часто пренебрегают при разработке усилителя, является тепловыделение. Нередко приходится сталкиваться с ситуацией, когда превосходно разработанная схема на практике выходит из строя из-за перегрева. Этим аварийным режимом можно избежать с помощью следующих простых операций. Рис. 16а демонстрирует контур микросхемы HMC414MS8G в корпусе MS8G. Под корпусом расположено несколько отверстий диаметром 15 мил. Лучше иметь дополнительные отверстия меньшего диаметра под корпусом вместо меньшего количества больших отверстий. Меньшие отверстия легче заполняются припоем (меньше пустот), обеспечивая более эффективную передачу тепла. Кроме того, тепловое сопротивление

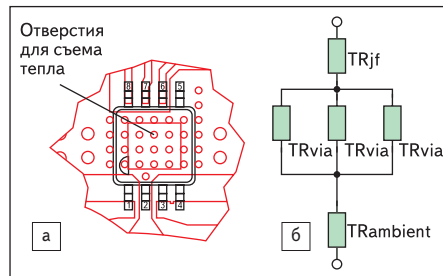


Рис. 16. а) Монтаж отверстий под основанием МИС; б) упрощенная тепловая модель

от основания МИС к нижнему слою металлизации платы обратно пропорционально числу отверстий.

Рис. 16б демонстрирует упрощенную тепловую модель компонента, установленного на плате. Он состоит главным образом из трех тепловых переходов: от кристалла к основанию МИС (TR_{jf}), от основания МИС к основанию платы (TR_{via}) и от основания платы к окружающей среде — воздуху ($TR_{ambient}$). Тепловое сопротивление между кристаллом и основанием МИС обычно предоставляется изготовителем и в случае HMC414MS8G оно равно $37\text{ }^\circ\text{C}/\text{Вт}$ при максимальной температуре основания МИС $85\text{ }^\circ\text{C}$. Величина $TR_{ambient}$ является функцией толщины меди, площади поверхности и поверхностного излучения. Определение величины $TR_{ambient}$ — сложная задача, она выходит за рамки данной статьи. Однако тепловое сопротивление отверстия приблизительно можно описать следующим уравнением:

$$TR_{via} = \frac{h}{\sigma \pi \times (R_{outer}^2 - R_{inner}^2)},$$

где h — высота отверстия (см), δ — удельная теплопроводность металла отверстия ($\text{Вт}/\text{см}\cdot\text{К}$), R_{outer} — внешний радиус отверстия (см) и R_{inner} — внутренний радиус отверстия (см). Из уравнения можно сделать два вывода: 1) более длинные отверстия имеют более высокое значение сопротивления и 2) заполненные отверстия имеют более низкое сопротивление, чем пустые. Последнее наблюдение объясняет предпочтительность заполнения отверстий припоем. И, наконец, множество отверстий уменьшает сопротивление в $1/N$ раз, где N — число отверстий. Приведем пример для демонстрации применения вышеприведенных уравнений.

Пример

Предварительно было сказано, что тепловое сопротивление МИС HMC414MS8G — $37\text{ }^\circ\text{C}/\text{Вт}$. Эта информация взята из раздела «пределенные параметры» справочных данных, предоставленных фирмой Hittite. Однако информация, поставляемая в технической документации, дается в виде абсолютных оценок. Максимальная температура кристалла для рассматриваемого ком-

понента — $150\text{ }^\circ\text{C}$ для непрерывного рассеяния мощности $1,73\text{ Вт}$ при температуре основания $85\text{ }^\circ\text{C}$. Согласно этой информации тепловое сопротивление вычисляется с использованием следующего уравнения:

$$TR_{jf} = \frac{T_{junction} - T_{flange}}{P_{dissipated}}.$$

Используя информацию, представленную в технической документации, найдем значение теплового сопротивления $37\text{ }^\circ\text{C}/\text{Вт}$. Та же самая информация может быть получена путем инверсии теплопроводности, которая дается в разделе «Пределенные параметры» технической документации. Для усилителя HMC414MS8G значение теплопроводности — $27\text{ мВт}/\text{}^\circ\text{C}$ (теплопроводность в технической документации упоминается как «de-rating factor»).

С помощью уравнения для вычисления теплового сопротивления отверстия было определено тепловое сопротивление 152 Ом . Это сопротивление вычислено для отверстия высотой $0,062$ дюйма и диаметром $0,015$ дюйма, заполненного припоем. На рис. 16а показано девять отверстий, находящихся непосредственно под основанием корпуса. Эти отверстия обеспечат преимущественную теплопередачу от основания корпуса к основанию платы. Эти отверстия включены в модель. Расчет вклада в теплопередачу остальных отверстий слишком сложен и не будет включен в модель. Эти девять отверстий уменьшат тепловое сопротивление в соотношении $1/9$, и оно составит 17 Ом .

Для определения исходной температуры зонд помещен на нижней стороне платы непосредственно под основанием корпуса микросхемы. На усилитель подано смещение 5 В с входной мощностью 15 дБм . Выходная мощность — 30 дБм с током потребления 432 мА . Усилитель работает до стабилизации температуры основания платы. Измеренная температура составила $63,8\text{ }^\circ\text{C}$ при температуре окружающей среды $27\text{ }^\circ\text{C}$. Количество рассеянной мощности вычислено с использованием следующего уравнения:

$$P_{dissipated} = V_{DC} \times I_{DC} + P_{in} - P_{out}$$

Тепловая модель для усилителя HMC414MS8G, установленного на плате FR4, показана на рис. 17. Тепловое сопротивление от нижней стороны платы к окружающему воздуху было опущено, так как температура платы достигла устойчивого состояния. Модель состоит из постоянного источника тока, который представляет собой рассеиваемую мощность, и теплового сопротивления «кристалл — основание МИС» (TR_{jf}) и сопротивления «основание МИС — основание платы» (TR_{via}). Эта упрощенная тепловая модель проанализирована таким же образом, как простая электронная схема с использованием законов Ома или Кирхгофа. Например, чтобы оп-

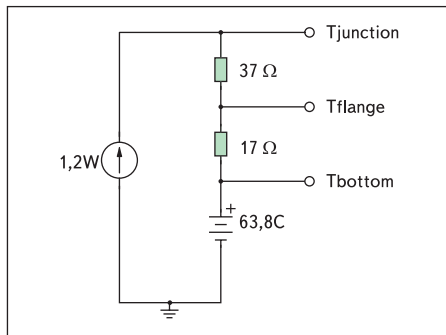


Рис. 17. Усилитель HMC414MS8G на плате FR4, упрощенная тепловая модель

ределить температуру основания МИС, используется следующее уравнение:

$$T_{flange} = TR_{via} \times P_{dissipated} + T_{bottom}$$

В данном случае температура основания МИС составляет 84,2 °С. Выполнение соответствующих вычислений в вышеприведенной схеме для температуры кристалла приведет к значению 128,6 °С. Проведенный анализ по-

казывает, что температура кристалла компонента ниже критического порога 150 °С. Однако это справедливо для случая температуры окружающей среды 27 °С. Таким образом, при более высоких температурах окружающей среды потребуется радиатор. Используя ту же самую процедуру, можно вычислить максимальную температуру окружающей среды, при которой температура кристалла превысит 150 °С. Она приблизительно равна 49 °С.

Процедура расчета и модель, использованные при анализе теплового режима платы, должны применяться только для определения предварительных условий. Анализ теплового режима — комплексная задача, связанная со многими переменными, которые влияют на результирующее значение. После выполнения предварительного анализа должен быть проведен полный анализ теплового режима для определения оптимальной конструкции платы.

Заключение

Усилитель мощности, который первоначально был поставлен и настроен на высо-

кочастотном ламинате, затем устанавливается на дешевую плату FR4 с микрополосковыми линиями передачи с высоким значением импеданса. Разработана выходная согласующая схема, представляющая собой оптимальную нагрузку для усилителя мощности с применением правил и законов разработки ВЧ-схем. Кроме того, синтезирована согласующая схема, преобразующая высокое сопротивление на входе линии передачи сигнала к сопротивлению входа усилителя. Выполнен простой анализ теплового режима, который показывает, как привести измеренные температуры в основании платы к температуре кристалла рассматриваемого компонента. Приведенные в данной статье методики могут быть применены при использовании других усилителей мощности фирмы Hittite с использованием данных по нагрузке и температуре, предоставляемых в документации. ■

Литература

1. Arbie P. Design of RF and Microwave Amplifiers and Oscillators. Norwood, MA: Artech House. 1999.