

Указание по применению

Моделирование методом согласования нагрузки (load-pull) в среде AWR Design Software для разработки широкополосных высокоэффективных усилителей мощности

Обзор

Разработка усилителей мощности (УМ) для современных и будущих беспроводных систем требует наличия точных моделей компонентов и инструментов моделирования. Изготовители высокопроизводительных мощных транзисторов потратили много времени на исследования, измерения и тестирования ради того, чтобы получить точные, масштабируемые модели. В большинстве случаев, эта работа ведется в сотрудничестве с основными разработчиками программного обеспечения САПР, которые должны обеспечивать пользователей продвинутыми функциями анализа и синтеза для поддержки современных методологий проектирования. В результате появляется серьезный набор инструментов, позволяющий разработчикам УМ оптимизировать входные и выходные согласующие цепи для получения корректных кривых напряжения и тока для желаемого класса работы.

Моделирование методом согласования нагрузки (load-pull) является одним из наиболее ценных инструментов проектирования высокоэффективных импульсных УМ. Для этих режимов работы (классы E, F, инверсный F и другие) класс работы определяется поведением входной и выходной согласующих цепей на частотах гармоник. Разработчик УМ должен одновременно обеспечить наиболее эффективное согласование импеданса на основной гармонике и правильно нагрузить остальные при помощи коротких замыканий или обрывов цепи. Возможность использовать load-pull моделирование для определения характеристического импеданса устройства на частотах гармоник значительно ускоряет и упрощает процесс проектирования.

Данное указание по применению исследует проектирование усилителей мощности с применением load-pull скриптов, доступных в AWR Design Environment™ Microwave Office. Используя в качестве примера нитрид-галлиевый транзистор с высокой подвижностью электронов (HEMT) CGH40010F производства Cree в схеме усилителя мощности класса F на частоте 2000 МГц, данный обзор демонстрирует, как КПД суммирования мощности может быть увеличен благодаря оптимизации согласования источника и нагрузки на частоте основной, а также второй ($2f_0$) и третьей ($3f_0$) гармоники.

Согласование нагрузки на основной и остальных гармониках при помощи мастера согласования Microwave Office

Идеальный усилитель мощности класса F обеспечивает прямоугольную эпюру напряжения между стоком и истоком при соответствующей полу-синусоидальной кривой тока (рисунок 1). Хорошо известно, что идеальные меандры содержат бесконечное число нечетных гармоник. На практике, однако, только малая часть гармоник может уложиться в рабочую полосу пропускания самого усилителя и внешней схемы. Разработчики редко рассматривают более пяти гармоник, обычно ограничивая строгий расчёт тремя гармониками. В приближении прямоугольного сигнала на основе пяти гармоник, максимальный КПД суммирования мощности усилителя класса F оказывается порядка 90%. Пример, рассмотренный в данном обзоре, использует вторую и третью гармоники.

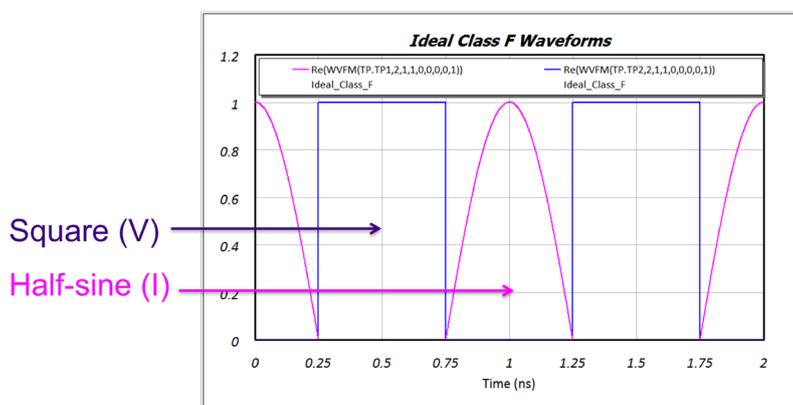


Рисунок 1: Кривая напряжения между стоком и истоком у идеального усилителя класса F – меандр, кривая тока – половина синуса.

Мастер согласования нагрузки Microwave Office предоставляет пользователям автоматизированный процесс, который намного проще, чем ручные методы проектирования электрических цепей. Рисунок 2 отображает базовую конфигурацию: тюнер источника на входе (слева) и тюнер нагрузки на выходе (справа) с Т-образными инжекторами питания, встроенными в эти тюнеры. CGH40010F GaN-HEMT – бескорпусный кристалл, поэтому, чтобы показать влияние дополнительных паразитных компонентов на моделируемые сигналы, были использованы проводные соединения.

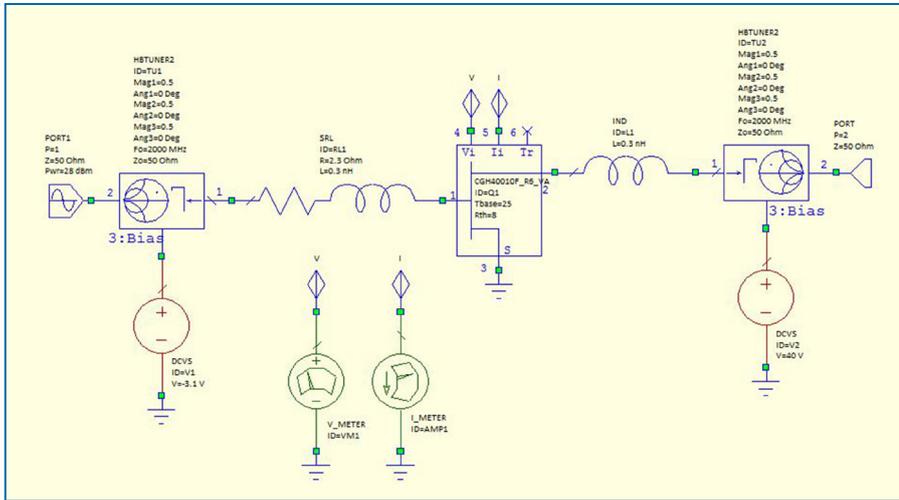


Рисунок 2: Мастер согласования, встроенный в Microwave Office, позволяет проводить моделирование вместо затратных и трудоёмких промышленных измерений.

Первый шаг – симуляция согласования источника по коэффициенту усиления мощности и КПД суммирования мощности на основной частоте; при этом выход транзистора напрямую подключен к нагрузке 50 Ом. Затем, нагрузки второй и третьей гармоник могут быть загружены в Мастер согласования нагрузки, при этом тюнеры должны быть настроены либо на произвольные значения, либо на условия короткого замыкания или обрыва, требуемые для класса F. Далее будет показано, что из-за наличия паразитных компонентов транзисторов, образовавшиеся схемы будут требовать дополнительной подстройки для достижения желаемых результатов кривых тока и напряжения сток-исток. Это будет сделано при помощи Мастера согласования нагрузки, который максимально повысит мощность, усиление и КПД.

После согласования источника на основной частоте при 50-Омной нагрузке, следующим шагом является изменение схемы для согласования нагрузки на основной гармонике. Опять же, целью здесь является повышение коэффициента усиления и КПД суммирования мощности, используя оптимальный входной импеданс для каждой рабочей частоты, определяемый при согласовании источника. Наконец, согласование источника и нагрузки на второй и третьей гармонике будет выполнено при помощи Мастера для дальнейшей оптимизации коэффициента усиления и КПД суммирования мощности, обеспечивающих наилучшую производительность усилителя.

Разумеется, при включении нагрузок второй и третьей гармоник их полные сопротивления вряд ли окажут серьезное влияние на импеданс основной гармоники. Следовательно, необходимо будет провести ещё хотя бы пару циклов согласования нагрузки, чтобы достичь оптимального режима.

Первое согласование источника на основной частоте показано на рисунке 3. Точка оптимального импеданса автоматически вычисляется по всем точкам схождения. Однако, следует помнить, что выход устройства нагружен на 50 Ом, поэтому, несмотря на хорошее усиление (15.3 дБ) в оптимальной точке (фиолетовый цвет), на деле коэффициент усиления уменьшается относительно этой точки (синий цвет).

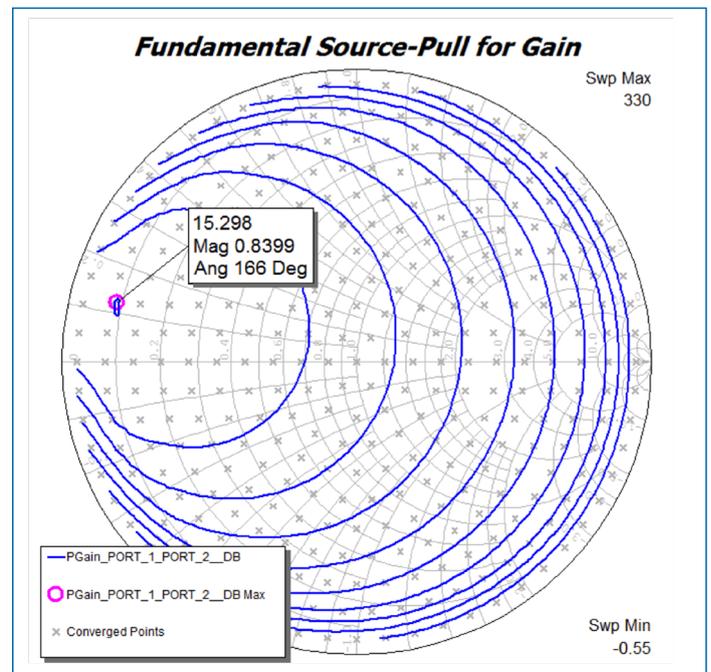


Рисунок 3: Согласование источника по коэффициенту усиления на основной частоте.

Рисунок 4 отображает результаты выходной мощности, которые достаточно близки к ранее полученным результатам по коэффициенту усиления, хотя выход устройства и нагружен на 50 Ом. В некоторой степени, это связано с тем, что внутренняя нагрузочная линия устройства не так далека от 50 Ом, что можно будет увидеть после согласования нагрузки на основной частоте.

На рисунке 5 изображено согласование источника КПД суммирования мощности. Опять же, оптимальная точка соответствует импедансу, очень близкому к максимуму усиления и мощности, что сильно упрощает задачу согласования. Заметим, что даже если цепь нагружена на 50 Ом, КПД суммирования мощности уже превышает 60 процентов.

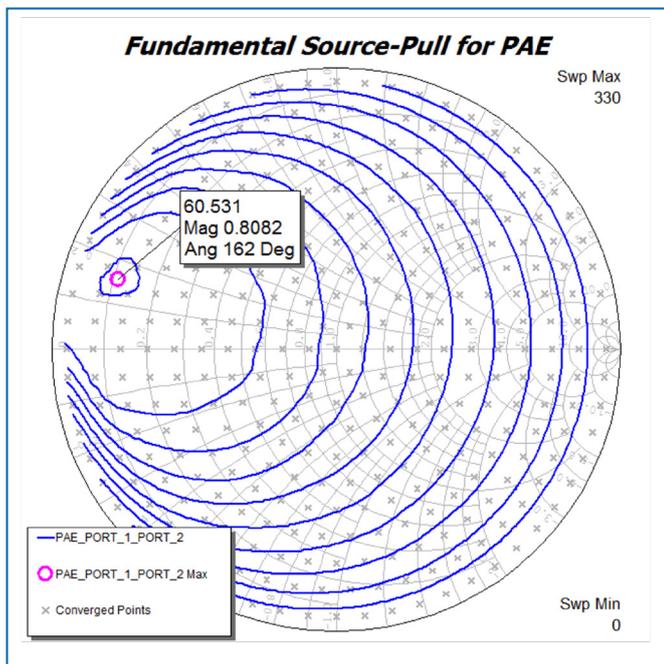


Рисунок 5: Импеданс максимального КПД суммирования мощности приближен к таковому для усиления и мощности, что значительно упрощает задачу согласования.

Следующий шаг – согласование нагрузки для максимального усиления (рисунок 6) при импедансе согласования источника, соответствующему лучшему КПД суммирования мощности. Теперь можно увидеть, что оптимальный импеданс коэффициента усиления, в данном случае, со стороны нагрузки не так сильно отличается от 50 Ом – примерный коэффициент стоячей волны по напряжению (КСВН) порядка 2.

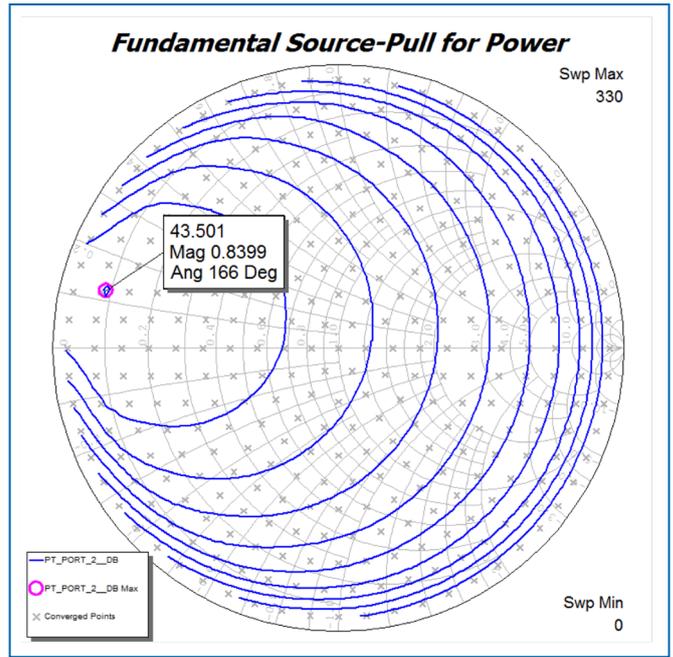


Рисунок 4: Импеданс источника, соответствующий максимальной мощности, близок к импедансу максимального усиления.

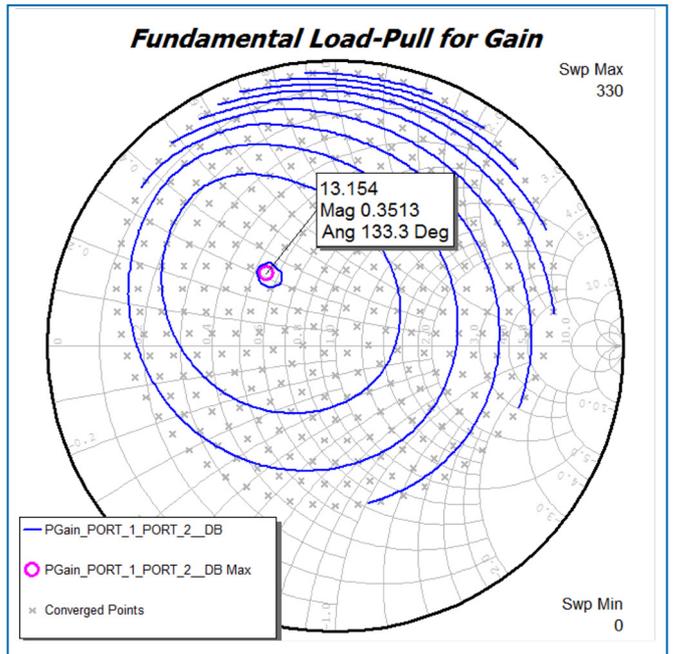


Рисунок 6: Оптимальный импеданс усиления со стороны нагрузки составляет примерно 50 Ом.

Рисунки 7 и 8 отображают результаты согласования нагрузки по мощности и КПД суммирования мощности. Результат мощности идентичен расчёту импеданса усиления, однако наблюдается небольшое отличие оптимального результата по КПД суммирования мощности: он увеличился с 60.5% (только согласование источника) до 72%, причём оба порта согласовывались по КПД только на основной частоте.

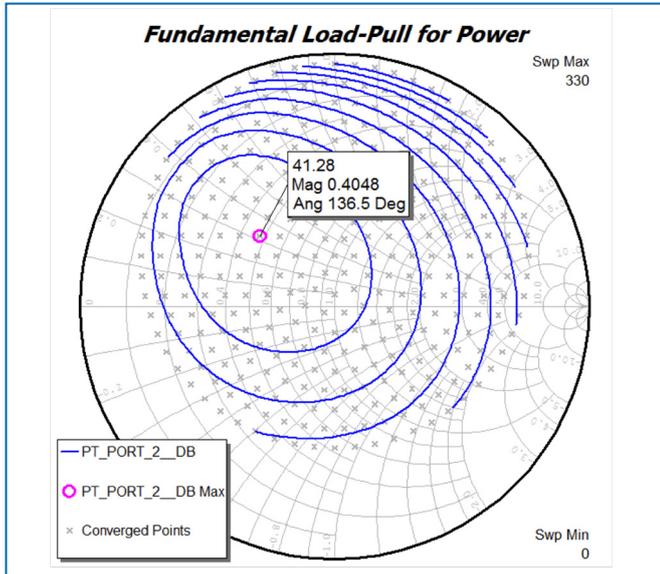


Рисунок 7: Согласование на основной частоте по мощности, аналогично импедансу по усилению на рисунке 6.

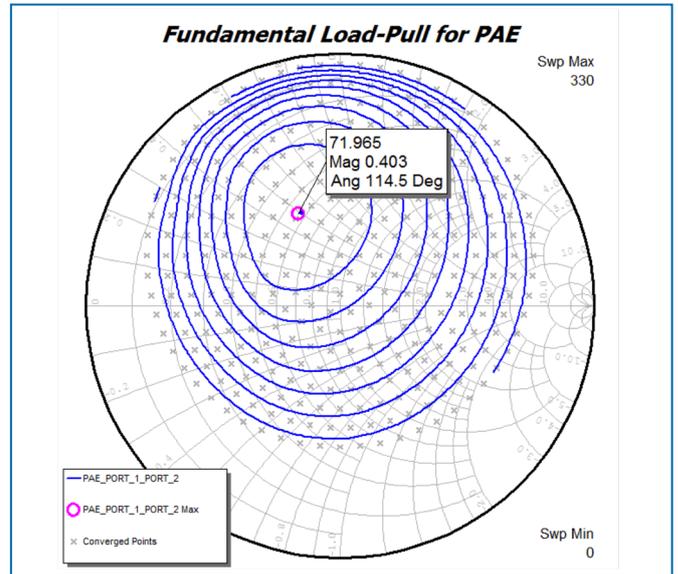


Рисунок 8: Согласование нагрузки при тюнере источника, настроенном на оптимальный КПД суммирования мощности на основе расчёта согласования источника. КПД увеличивается с 60.5% (только согласование источника) до 72% (согласование обоих портов на максимальный КПД только на основной гармонике).

При использовании Мастера согласования нагрузки существуют несколько опций для оптимизации согласования на второй и третьей гармониках. Рисунок 9 отображает результат расчёта КПД после оптимизации Мастером изначальных значений импеданса источника и нагрузки на второй гармонике. В этом случае, КПД суммирования мощности превысил 80%. Добавление расчёта по третьей гармонике (рисунок 10) оказывает меньшее влияние, увеличивая КПД на 1-2 процента.

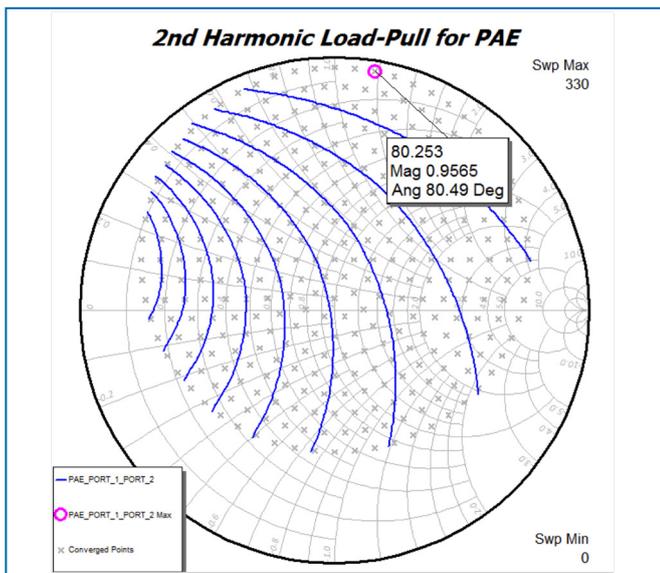


Рисунок 9: Нагрузки обоих портов настроены на максимальный КПД, который превышает 80% при правильной нагрузке второй гармонике.

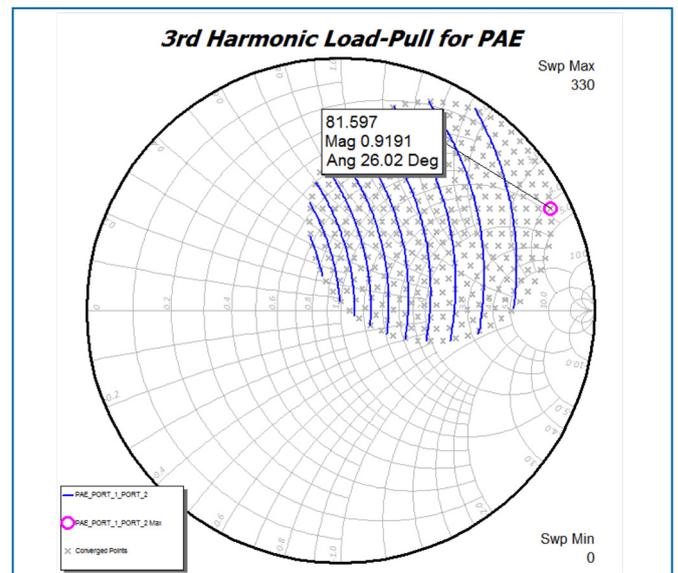


Рисунок 10: Расчет нагрузки третьей гармоники оказывает меньшее влияние на результат, увеличивая КПД всего на 1-2 процента.

Возможность выполнять оптимизацию согласования источника и нагрузки на второй и третьей гармониках может быть использована и для других параметров. Например, такой же тип оптимизации может быть применен для увеличения коэффициента усиления мощности и коэффициента выходной мощности конкретной схемы усилителя.

Применение результатов согласования

Теперь, когда оптимальные нагрузки на основной, второй и третьей гармониках рассчитаны, можно проектировать усилитель мощности. Этот пример основан на относительно узкополосной схеме с центральной частотой 2 ГГц с использованием транзистора CGH40010F. Согласующие цепи будут синтезированы таким образом, чтобы максимально близко трансформировать 50-Ом на входе и выходе в требуемый импеданс во всем частотном диапазоне. Разумеется, на практике производимые схемы будут повторять заданный импеданс, но не в точности равняться ему.

Идеальная входная цепь для УМ класса F изображена на рисунке 11, который, в данном случае, состоит из линий передачи с короткозамкнутым ответвлением с одной стороны и разомкнутым – с другой. Преобразования импеданса и нагрузки гармоник такой цепи мало отличаются от значений, установленных ранее в серии оптимизаций согласования.

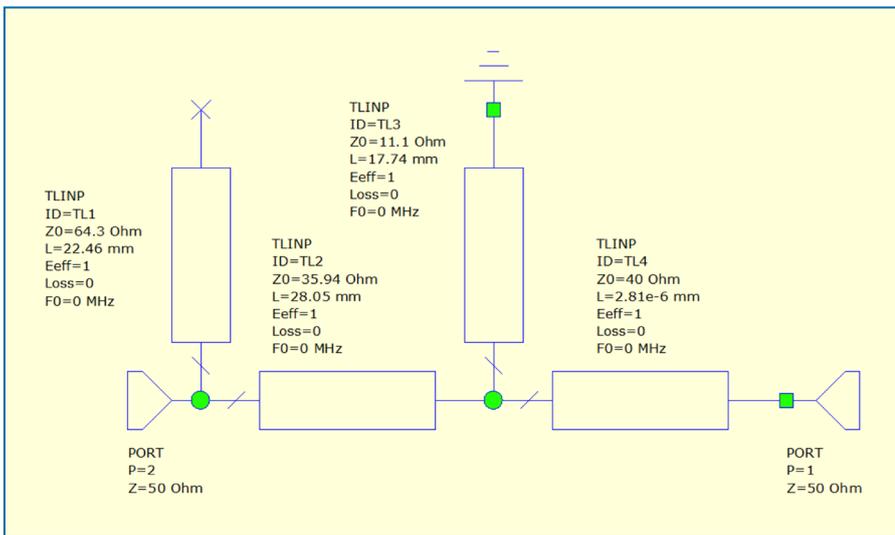


Рисунок 11: Идеальная входная цепь УМ класса F.

Параметр S11 такой входной цепи построен на рисунке 12, демонстрируя результаты при частоте 2, 4 и 6 ГГц. Если сравнить полученные значения импеданса с ранее достигнутыми результатами Мастером согласования, мы обнаружим, что они не совсем совпадают. Это связано с тем, что физическая реализация вносит ряд различий между расчетными и действительными значениями импеданса.

Рисунок 12: Нагрузки, основанные на анализе согласования.

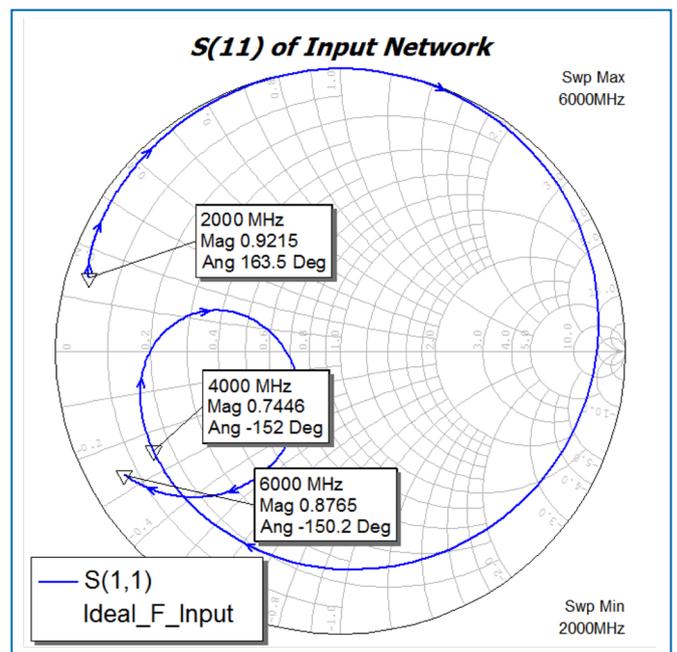


Рисунок 13 отображает идеальную выходную цепь УМ класса F. Четверть-волновая линия используется также для обеспечения смещения на стоке транзистора. К тому же, на схеме присутствует разомкнутое ответвление линии передачи, обеспечивающее обрыв цепи на второй гармонике и КЗ – на третьей.

На рисунке 14 отображены полные сопротивления входной цепи на основной, второй и третьей гармониках относительно стока транзистора. Опять же, возвращаясь к Мастеру, можно увидеть, что существуют некоторые различия между действительной цепью на основе линий передач и идеальной схемой.

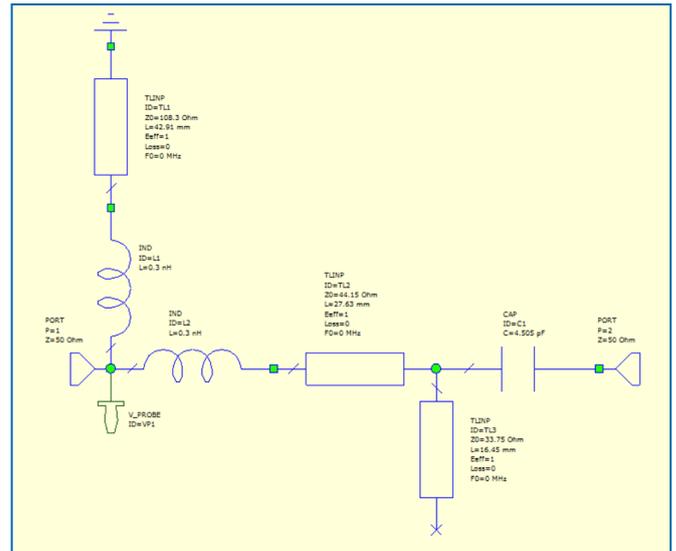
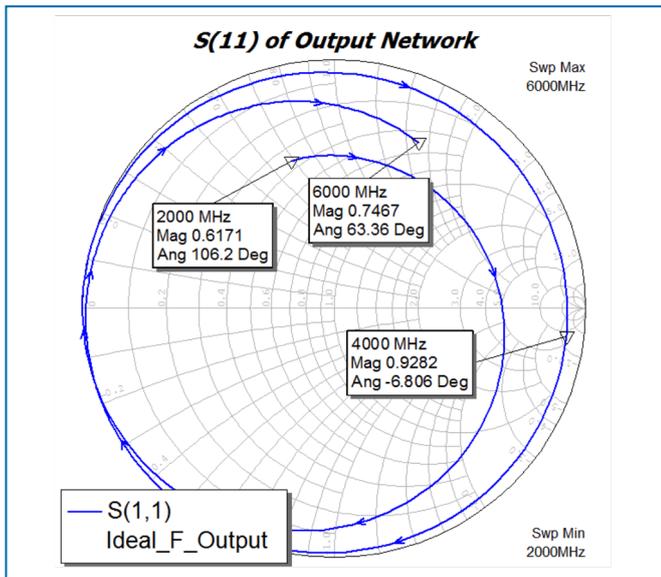


Рисунок 13: Нагрузка гармоник: обрыв на второй и КЗ на третьей.

Рисунок 14: Нагрузки, основанные на анализе согласования. Четвертьволновая шунтирующая линия передачи, также используемая для смещения стока, обладает высоким импедансом для нечётных гармоник, низким – для чётных гармоник.

На рисунке 15 входная и выходная цепи подключены ко входу и выходу нитрид-галлиевого НЕМТ, и проведено моделирование усилителя целиком.

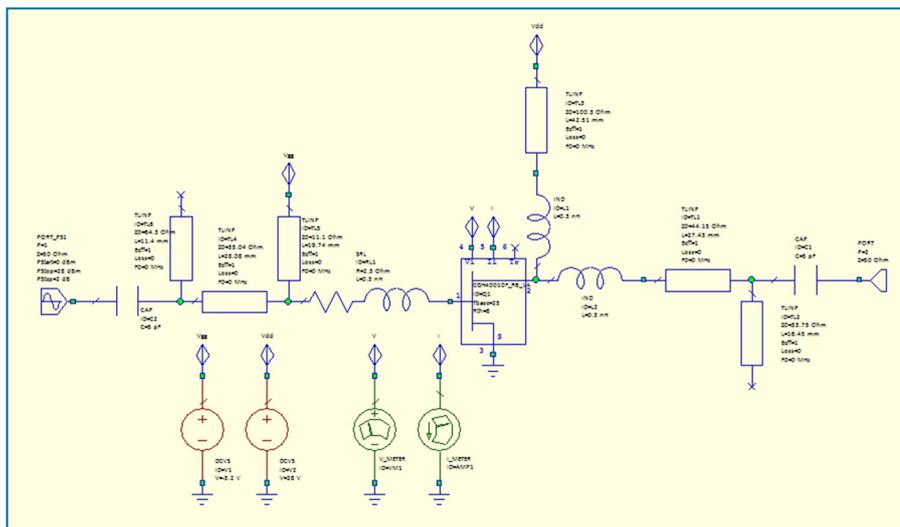


Рисунок 15: Полная схема усилителя мощности с входной и выходной цепями и смещением затвора и стока на основе GaN-HEMT CGH40010F.

На рисунке 16 изображены рассчитанные зависимости коэффициента усиления, выходной мощности и КПД суммирования мощности. Результаты говорят о том, что КПД достигает максимум 84%, что несколько превышает результат ранее предсказанный Мастером согласования.

Рисунок 17 – графики сигналов тока и напряжения на стоке транзистора. Вспомним отмеченное ранее: когда Мастер согласования Microwave Office выполняет согласование источника и нагрузки, пользователи получают некоторый опыт формирования выходных сигналов. Если сообщить Мастеру, что необходимо получить максимальный КПД суммирования мощности, то алгоритмы оптимизации Мастера постараются произвести сигналы тока и напряжения на выходе транзистора не только заданной формы, но и в целом с идеальными характеристиками и в противофазе.

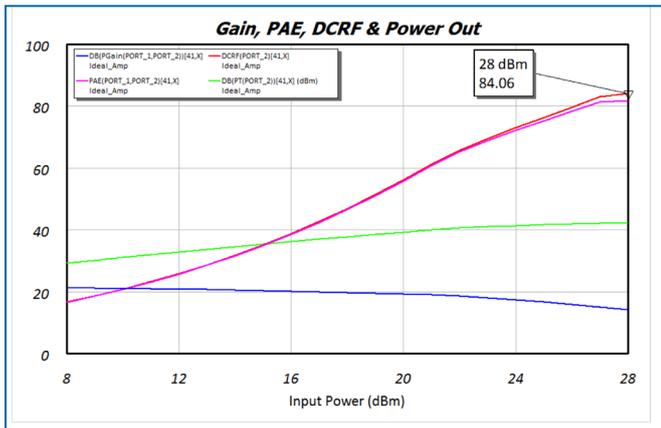


Рисунок 16: Результат моделирования коэффициента усиления, выходной мощности и КПД суммирования мощности.

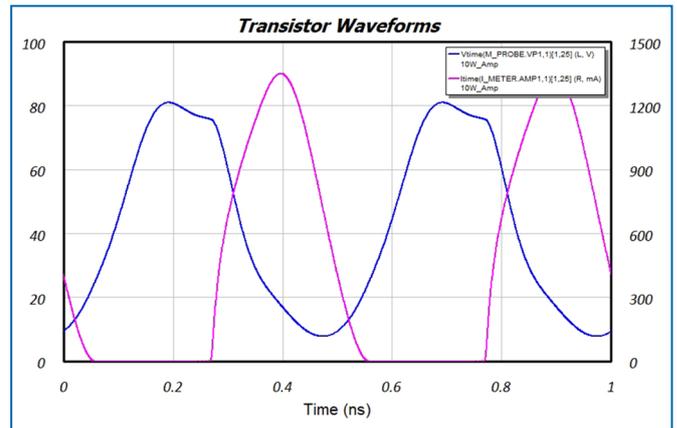


Рисунок 17: Кривые тока и напряжения.

График выходных сигналов показывает приблизительные прямоугольные сигналы напряжения, насколько это возможно при рассмотрении ограниченного числа гармоник. Полу-синусоидальный сигнал тока наиболее соответствует требуемому сигналу. Эти сигналы измеряются на кристалле, поэтому влияние паразитных компонентов между устройством и выводами не учитывается. Новые модели нитрид-галлиевых HEMT от Cree оборудованы дополнительными выводами (см. рис.15), позволяющими проводить измерения прямо на кристалле [7].

Другая особенность схемы заключается в гармоническом спектре, что можно наблюдать на выходе усилителя (рисунок 18). Это выход, а не сток усилителя. По этим данным можно увидеть, что нагрузки гармоник хорошо выполняют свои задачи, так как содержание гармоник на выходе усилителя достаточно мало.

Выходная мощность варьируется от 1 до 2 дБм в полосе 200 МГц, подтверждая тем самым, что это узкополосный дизайн, как и большинство усилителей мощности класса F. Рисунок 19 отображает зависимость КПД суммирования мощности от частоты, и можно заметить, что он превышает 80% в полосе порядка 150 МГц, но резко падает с обеих сторон, начиная с частот 1.9 и 2.05 ГГц.

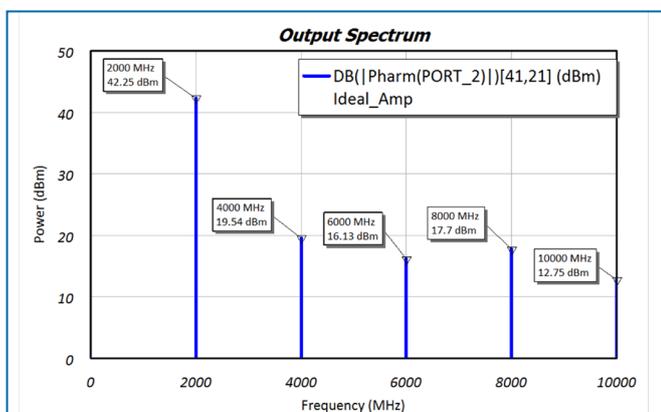


Рисунок 18: На выходе подавление гармоник в худшем случае превышает 23 дБ, что подтверждает качество расчёта их нагрузок.

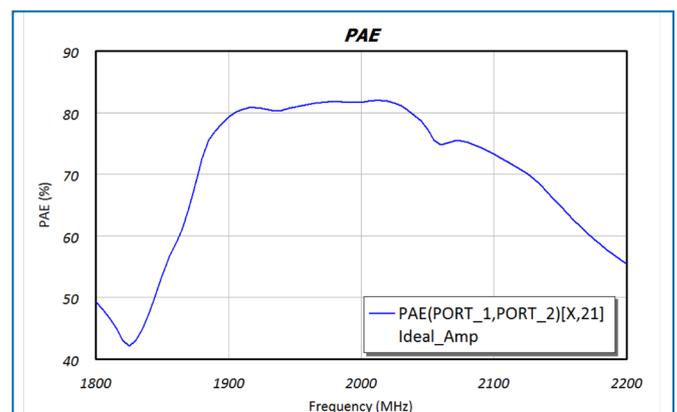


Рисунок 19: Зависимость КПД суммирования мощности от частоты. КПД остается приблизительно постоянным в полосе порядка 150 МГц, резко падая ниже 1.9 ГГц и выше 2.05 ГГц.

Заключение

Импульсные режимы работы усилителей мощности класса F и инверсного класса F становятся более и более популярными, поскольку разработчики фокусируются на увеличении КПД суммирования мощности. Это актуально для ряда применений УМ- от радаров до беспроводных сетей связи. Мастер согласования нагрузки Microwave Office и его способность следить за формами сигналов тока и напряжения помогает разработчикам обрести уверенность в качестве проектирования высокопроизводительных схем и в самом процессе разработки усилителей мощности.

Список литературы

1. P. Colantonio, F. Giannini, E. Limiti, High Efficiency RF and Microwave Solid State Power Amplifiers, John Wiley & Sons, Ltd, 2009.
2. A. Grebennikov and N.O. Sokal, "Switchmode RF Power Amplifiers", Newnes, 2007
3. V.A. Borisov and V.V. Voronovich, "Analysis of Switched-Mode Transistor Amplifier with Parallel Forming Transmission Line", Radiotekhnika Elektronika, vol. 31, pp. 1590-1597, August 1986.
4. M.K.Kazimierczuk, "A new concept of Class F Tuned Power Amplifier", Proc. 27th Midwest Circuits and Systems Symp., pp. 2007-2012, November 1997.
5. T. He, "Design of Radio Frequency Power Amplifiers for High Efficiency and High Linearity", A Thesis Presented to the Faculty of California State University, Chico, 2009. <http://csuchico-dspace.calstate.edu/xmlui/bitstream/handle/10211.4/168/10%2019%202009%20Tien%20He.pdf?sequence=1>
6. A. Grebennikov, "Load Network Design Technique for Class F and Inverse Class F PAs", High Frequency Electronics, pp. 58-76, May 2011
7. R. Pengelly, "The new Cree 6 port intrinsic GaN HEMT large signal models – aids waveform engineering of PAs and deeper understanding of PA operation", Cree RF Products, October 2013.

благодарит Рэя Пенгелли, Cree RF Products и Марка Саффиана, за оказанный вклад в написании данного указания по применению.