УДК 621.382.026:004.94

АВТОМАТИЗИРОВАННОЕ ПРОЕКТИРОВАНИЕ МАЛОШУМЯЩИХ УСИЛИТЕЛЕЙ X-ДИАПАЗОНА НА AlGaN/GaN ПОЛЕВЫХ ТРАНЗИСТОРАХ

А. М. Зубков

АО «НПП «Пульсар», 105187, г. Москва, Окружной проезд, д. 27

Описаны преимущества широкозонных гетероструктур AlGaN/GaN перед широко применяемыми структурами AlGaAs/GaAs для мощных и малошумящих СВЧ усилителей. Рассмотрены принципы автоматизированного проектирования (САПР) СВЧ ИС и приборов. Приведены методика и результаты САПР малошумящего усилителя X-диапазона частот.

Ключевые слова: широкозонные гетероструктуры AlGaN/GaN, малошумящие СВЧ усилители, методика САПР малошумящего усилителя

Сведения об авторах: Александр Михайлович Зубков, к.т.н., amzubkov@pulsarnpp.ru

.....

COMPUTER AIDED DESIGN (CAD) OF THE AlGaN/GaN FET X-BAND LOW-NOISE AMPLIFIERS

A.M. Zubkov

S&PE Pulsar JSC, 105187, Moscow, Okruzhnoy pr., 27

Advantages of the wideband AlGaN/GaN over AlGaAs/GaAs heterostructures for microwave power and low-noise amplifiers are described. The principles of computer aided design (CAD) of microwave integrated circuits and devices are given. Methodology and the results of CAD of the low-noise X-band amplifier are presented.

Keywords: wide-bandgap AlGaN/GaN, microwave low-noise amplifier, methodology of low-noise amplifier CAD

Authors: Aleksandr Mikhailovich Zubkov, Ph.D., amzubkov@pulsarnpp.ru

В последние годы лавинообразно нарастает количество публикаций, посвящённых полевым транзисторам с барьером Шоттки на гетероструктурах AlGaN/GaN (AlGaN/GaN HEMT). Это связано с уникальными свойствами данных гетероструктур. Широкая запрещённая зона (3.4 эВ у GaN и 6.2 эВ у AlN [1]) обеспечивает высокое пробивное напряжение (80-100 В у AlGaN/GaN HEMT по сравнению с 20 В у AlGaAs/GaAs HEMT с такой же топологией [2]). Более резкая зависимость ширины запрещённой зоны от состава в системе $\text{Al}_x\text{Ga}_{(1-x)}\text{N}$ (~ 2.8х эВ по сравнению с ~ 0.73х эВ в системе $\text{Al}_x\text{Ga}_{(1-x)}\text{As}$) и наличие пьезоэлектрического диполя на границе AlGaN и GaN обеспечивают образование более глубокой потенциальной ямы для электронов в гетеропереходе AlGaN/GaN, чем в системе AlGaAs/GaAs. При $x = 0.25$ глубина потенциальной ямы

в гетеропереходе AlGaAs/GaAs примерно равна 0.19 эВ, а в гетеропереходе AlGaN/GaN ~ 0.85 эВ. Это приводит к двум весьма полезным эффектам. Во-первых, в канале AlGaN/GaN HEMT может быть получена очень высокая плотность электронного газа (более $1 \cdot 10^{13} \text{ см}^{-2}$ по сравнению с $1 \cdot 10^{12} \text{ см}^{-2}$ в AlGaAs/GaAs HEMT). Во-вторых, из-за более выраженного квантования энергетических уровней электронов в глубокой потенциальной яме подвижность электронов (μ) оказывается не слишком малой (если в чистом GaN она не превышает нескольких сотен $\text{см}^2/\text{Вс}$, то в гетеропереходе AlGaN/GaN она более $1000 \text{ см}^2/\text{Вс}$; в AlGaAs/GaAs HEMT $\mu \sim 5000 \text{ см}^2/\text{Вс}$), при этом скорость электронов в сильных электрических полях оказывается весьма высокой [1] (пиковая скорость ~ $3 \cdot 10^7 \text{ см/с}$, а скорость насыщения ~ $1.5 \cdot 10^7 \text{ см/с}$, то есть выше, чем в AlGaAs/GaAs HEMT). Все это

приводит к тому, что по усилению мощности на СВЧ AlGaIn/GaN HEMT практически не уступают AlGaAs/GaAs HEMT с аналогичной топологией, а размах тока и напряжения на выходе транзистора могут быть существенно выше, чем у AlGaAs/GaAs HEMT, то есть по отдаваемой мощности ~ 3-8 Вт/мм ширины затвора AlGaIn/GaN HEMT практически на порядок превосходят AlGaAs/GaAs HEMT. Последнее также объясняется и тем, что для мощных транзисторов AlGaIn/GaN структуры выращивают на карбиде кремния – материале с существенно более высокой теплопроводностью, чем арсенид галлия: коэффициент теплопроводности у карбида кремния ~ 4.9 Вт/см·К, а у арсенида галлия ~ 0.54 Вт/см·К.

Применение в AlGaIn/GaN HEMT широкозонных полупроводников (ширина запрещённой зоны у карбида кремния ~ 2.9 эВ немного меньше, чем у нитрида галлия, и примерно в два раза больше, чем у арсенида галлия) даёт основание ожидать, что эти транзисторы смогут работать до высоких температур. Правда, следует отметить, что не всё здесь определяется шириной запрещённой зоны полупроводников: важна термостабильность применяемых в транзисторах затворных и контактных систем металл–полупроводник [3]. Кроме того, на температурную зависимость параметров AlGaIn/GaN HEMT должен влиять выброс электронов из потенциальной ямы, расположенной у границы AlGaIn и GaN, в буферный слой GaN.

Итак, AlGaIn/GaN HEMT представляют несомненный интерес как мощные СВЧ приборы. Но AlGaIn/GaN структуры весьма перспективны и для малошумящих транзисторов [4-7]. Все факторы, позволяющие получать высокий коэффициент усиления, работают и при реализации низкого коэффициента шума на СВЧ. Поэтому AlGaIn/GaN HEMT по шумам не сильно уступают AlGaAs/GaAs HEMT, но при этом заметно превосходят их по устойчивости к электрическим перегрузкам и позволят реализовать существенно более широкий динамический диапазон малошумящих усилителей на этих транзисторах, чем на AlGaAs/GaAs HEMT. Необходимо также отметить, что в приёмных трактах радиолокационных систем, использующих AlGaAs/GaAs HEMT, приходится применять диодную защиту входа ма-

лошумящего усилителя от СВЧ перегрузок. В 10-ГГц диапазоне, например, это приводит к увеличению эффективного коэффициента шума приёмного тракта примерно на 1 дБ. AlGaIn/GaN HEMT смогут работать без такой защиты.

Все сказанное выше свидетельствует о перспективности работ по созданию малошумящих усилителей на AlGaIn/GaN HEMT.

Проектирование усилителей проводилось с помощью ЭВМ по методикам автоматизированного проектирования СВЧ приборов и интегральных схем, описанным в работе [8].

Структура САПР СВЧ приборов ИС-Блок-схема САПР показана на рис. 1.

Как видно из рисунка, работа в САПР предполагает ряд эвристических этапов, касающихся выбора структуры активной области СВЧ прибора (активного элемента – АЭ), выбора типа топологии АЭ и ИС, типа схемы, предварительной формулировки требований к активным элементам. Эти этапы выполняются на основе изучения предыдущего опыта разработок и предварительных оценочных расчётов, в том числе аналитических. Программное обеспечение САПР включает несколько видов программ.

Прежде всего, это программы моделирования работы активных областей полупроводниковых приборов. Для каждого типа СВЧ АЭ должны существовать свои программы моделирования. В зависимости от поставленной задачи они учитывают различные физические явления, существенно влияющие на работу прибора. Например, при проектировании мощных транзисторов и ИС на их основе помимо физики работы прибора в нормальных режимах необходимо учитывать явления пробоя. Адекватность результатов моделирования активных элементов во многом определяет успех проектирования. Разработка программ моделирования работы активных элементов является наиболее наукоёмкой частью создания САПР в целом.

Как показал опыт, попытка некоторых фирм создать универсальные программы моделирования работы полупроводниковых приборов на самом деле приводит к тому, что эти программы дают адекватные результаты в ограниченном круге случаев. Оптимальным является тесное сотрудничество пользователей САПР и разработчиков программ моделирования.

Рис. 1

Технологическая блок-схема проектирования СВЧ ИС

Следующий вид программ САПР – это программы, обрабатывающие результаты моделирования активных элементов и выдающие параметры моделей, содержащихся в библиотеке моделей программ анализа и оптимизации приборов и ИС.

Программы анализа и оптимизации решают схемотехнические задачи, то есть уравнения электрических цепей в частотной или временной области. Эти программы должны содержать в своем составе модели основных пассивных элементов, входящих в топологию проектируемого прибора. Например, для ИС, строящихся на микрополосках, помимо моделей микрополосковых линий должны быть модели различного типа

неоднородностей (скачков ширины микрополосков, различных соединений и разветвлений и т.д.), модели связанных линий и другие. Для эффективной работы программ оптимизации, по определённому алгоритму выполняющих многократный анализ схем при варьировании изменяемых параметров, эти модели должны быть достаточно экономичными и просчитываться с высокой скоростью. К сожалению, в большинстве случаев экономичность моделей достигается за счёт их точности. Причём, чем выше диапазон частот, тем ниже точность моделей. Кроме того, уравнения цепи, строящиеся на основе уравнений Кирхгофа, не учитывают взаимного электромагнитного влияния различных

участков интегральной схемы и элементов её конструкции.

Поэтому на финишном этапе применения САПР необходимо использовать программы трёхмерного электромагнитного моделирования работы пассивных частей ИС на основе решения системы уравнений Максвелла для сложных областей прибора. Результатом работы программы являются характеристики рассматриваемой области как параметры многополюсника, например, S-параметры. Полученная матрица параметров многополюсника является моделью для программы анализа СВЧ ИС. В зависимости от сложности конструкции прибора расчёт по программе электромагнитного моделирования может длиться от нескольких десятков секунд до нескольких десятков минут для каждой частотной точки. В этих условиях проведение на этом этапе проектирования оптимизации всей системы практически оказывается малоэффективным, а зачастую невозможным. Поэтому корректировка топологии элементов ИС и всей ИС по результатам анализа проводится эвристически. В большинстве случаев для получения результатов, удовлетворяющих требованиям технического задания, оказывается достаточным использование двух – пяти итераций в зависимости от сложности задачи и опыта разработчика.

Особняком стоит показанная на рис. 1 часть САПР, обеспечивающая тепловые расчёты приборов. Тепловые расчёты не-

обходимо проводить при определении конструкции корпусов мощных СВЧ транзисторов и ИС на их основе и при оценке их надёжности в реальных условиях эксплуатации. По программам, входящим в эту часть САПР, производят тепловые расчёты всей конструкции как для статического, так и для импульсного режима работы. При этом используются данные о рассеиваемой мощности, выделяемой активными областями приборов, полученные по результатам проектирования в САПР, показанной на рис. 1, и по результатам измерений параметров спроектированных и изготовленных приборов. При проектировании корпуса или держателя ИС используются также электромагнитное моделирование в заданном диапазоне частот и анализ работы собранной в корпус ИС.

Модель малошумящего AlGaIn/GaN HEMT

Эпитаксиальная структура AlGaIn/GaN HEMT, выбранная в данной работе, показана на рис. 2. Вид сверху на транзистор демонстрирует рис. 3.

В центре рис. 3 видна активная часть HEMT с двумя металлизированными отверстиями, заземляющими истоки транзистора. Транзистор имеет два включённых параллельно затвора шириной по 125 мкм и длиной 0.25 мкм.

Параметры активной области транзистора (внутреннего транзистора) находились по результатам двумерного моделирования по программе Г.З. Гарбера [9].

Рис. 2

Эпитаксиальная структура и поперечный разрез активной области AlGaIn/GaN HEMT

Эпитаксиальная структура (рис. 2) выращена на подложке изолирующего карбида кремния толщиной 100 мкм.

Рис. 3
Вид сверху на маломощный AlGaIn/GaN HEMT

При проектировании транзисторов применяется метод эквивалентных схем в сочетании с моделированием на ЭВМ пассивной части транзистора с конкретной топологией. Соответственно, эквивалентную схему маломощного транзистора можно представить так, как это показано на рис. 4.

Рис. 4
Эквивалентная схема маломощного HEMT

Эквивалентная схема рис. 4 выполнена в формате системы программ MICROWAVE OFFICE [10], которая использовалась для схемотехнического проектирования усилителя. Ёмкостные параметры эквивалентной схемы, связанные с наличием металлизации областей стока и истока активной области транзистора, находились с помощью электромагнитного моделирования в системе SONNET SUITE [11]. В соответствии с рис. 3 на входе и выходе транзистора имеются микрополосковые линии, выполненные на изолирующем карбиде кремния, толщиной 100 мкм. Вход и выход транзистора соединены с внешней цепью проводниками диаметром 25 мкм и длиной 300 мкм.

Усилительные свойства транзистора задаются СВЧ генератором тока стока, управляемым напряжением на затворе. Статическая крутизна транзистора в рабочей точке М рассчитана по программе [9].

Шумовые свойства транзистора учитываются шумовыми генераторами паразитных сопротивлений, рассчитываемыми в соответствии с [12], и генераторами шумовых токов стока и затвора. Дополнительные сложности возникают при описании внутренних шумовых генераторов стока и затвора I_{nd} и I_{ng} . Задача непосредственного моделирования на ЭВМ шумовых процессов в полевых транзисторах до сих пор не имеет адекватного решения. Эту задачу можно было бы решить, применяя метод Монте-Карло. Однако этот метод практически непригоден для решения инженерных задач, поскольку он требует от ЭВМ слишком больших ресурсов и занимает очень много времени, что исключает возможность оптимизации структуры и топологии транзистора. К счастью, опыт проектирования арсенид-галлиевых полевых транзисторов показал, что для инженерных целей вполне пригодна феноменологическая теория шумов полевых транзисторов, разработанная Ван-дер-Зилом [13].

Для этого её надо использовать в достаточно общем виде, который учитывает зависимость токов шумовых генераторов от параметров внутренней эквивалентной схемы транзистора. В этом случае для генераторов шумовых токов можно написать следующие выражения (для полосы частот 1 Гц):

$$\overline{I_{nd}^2} = 4 \cdot kT_0 |S| \cdot K_1,$$

$$\overline{I_{ng}^2} = 4 \cdot kT_0 (\omega^2 \cdot CGS1^2 / |S|) \cdot K_2,$$

причём генераторы шумовых токов I_{nd} и I_{ng} коррелированы с коэффициентом корреляции

$$C_{кор} = CR + j \cdot CI.$$

Здесь S' – крутизна, $CGS'Y$ – ёмкость затвор – исток активной области HEMT, k – постоянная Больцмана, T_0 – температура, а величины K_1 , K_2 , CR и CI являются подгоночными коэффициентами, которые находятся по экспериментальным данным.

Для нахождения этих коэффициентов были использованы данные работы [14], полученные для AlGaIn/GaN HEMT с длиной затвора 0.12 мкм. Проводилось моделирование измерения минимума коэффициента шума транзистора при комплексно-сопряжённом согласовании по выходу в четырёх частотных точках диапазона 4 – 20 ГГц, а совпадение измеренных и расчётных значений минимального коэффициента шума достигалось с использованием программы оптимизации при вариации искоемых подгоночных коэффициентов. Значения параметров эквивалентной схемы транзистора находились по описанной выше методике для режима минимума шума, указанного в работе [14]: ток стока $I_c = 0.15 \cdot I_{c\max}$ при напряжении на стоке $U_c = 10$ В. Здесь $I_{c\max}$ – максимальное значение тока стока при напряжении на затворе $U_g = +2$ В.

На рис. 5 показаны рассчитанные и измеренные зависимости коэффициентов шума и усиления исследованного транзистора.

Рис. 5
Результаты моделирования и измерений минимального коэффициента шума и соответствующего усиления для AlGaIn/GaN HEMT с длиной затвора 0,12 мкм и шириной 100 мкм; —○ и ○— измеренные значения [14]

Как видно из рисунка, получилось удовлетворительное совпадение экспериментальных и расчётных данных в довольно широком диапазоне частот не только для коэффициента шума, который подгонялся, но и для соответствующего коэффициента усиления по мощности. Это свидетельствует о достаточно высокой точности расчёта параметров эквивалентной схемы транзистора по разработанным программам.

Найденные значения коэффициентов для генераторов шумовых токов равны: $K_1 = 1.082$, $K_2 = 0.089$, $CR = 0$, $CI = 0.475$. Предполагается, что эти значения справедливы и для транзистора с длиной затвора 0.25 мкм.

Результаты проектирования усилителя

Ставилась задача спроектировать усилитель с коэффициентом усиления не менее 30 дБ при минимально возможном коэффициенте шума. В соответствии с заданным коэффициентом усиления была выбрана схема трёхкаскадного усилителя.

После оптимизации межкаскадных цепей усилителя эти цепи моделировались в системе SONNET SUITE. Окончательно схема усилителя выглядит так, как показано на рис. 6.

Согласующие платы усилителя выполняются на поликоре толщиной 0.25 мм.

Результаты проектирования усилителя сведены в таблицу.

Рис. 6

Топология спроектированного усилителя: синие прямоугольники – конденсаторы $C = 10$ пФ, розовые – $C = 100$ пФ

Таблица

Параметры спроектированного усилителя

Частота (ГГц)	IS (2,1) I (дБ)	$K_{ш}$ (дБ)	$KCBH_{вх}$	$KCBH_{вых}$
9.3	36,263	1,6223	2,8515	2,2241
9.35	35,917	1,6297	2,3015	1,9718
9.4	35,563	1,6374	2,0217	1,7488
9.45	35,194	1,6454	1,9109	1,5347
9.5	34,825	1,653	1,9132	1,3396
9.55	34,438	1,6609	1,9964	1,1658
9.6	34,049	1,6693	2,1266	1,0172
9.65	33,63	1,6777	2,2954	1,1512
9.7	33,197	1,6866	2,4867	1,3386
9.75	32,732	1,6953	2,7031	1,5599
9.8	32,223	1,7045	2,9429	1,8207

Как видно из таблицы, усилитель должен иметь коэффициент усиления 32.2 – 36.2 дБ при коэффициенте шума 1.62 – 1.7 дБ в диапазоне 9.3 – 9.8 ГГц.

Выводы

Описана методика и приведён пример проектирования маломощного усилителя на AlGaIn/GaN полевых транзисторах

с затвором Шоттки. Усилитель имеет коэффициент шума больший, чем аналогичный усилитель на GaAs структурах. Однако он не требует использования схем

защиты от просачивающейся СВЧ мощности на входе. Обычно схемы защиты вносят дополнительные потери порядка 1–1.5 дБ. Поэтому в итоге малошумящий усилитель на AlGaIn/GaN полевых транзисторах не уступает усилителям на GaAs структурах.

Литература

1. L.Shen et al. AlGaIn/AlN/GaN High Power Microwave HEMT – IEEE Electron Device Letters, v.22, NO. 10, Oct. 2001, p.p.457-459.
2. R.H.Caverly et al. Gallium Nitride-based Microwave and RF Control Devices – Microwave Journal, February 2001, p.p.112-124.
3. M.Akita et al. High-Frequency Measurements of AlGaIn/GaN HEMTs at High Temperatures – IEEE Electron Device Letters, v.22, NO. 8, August 2001, p.p. 376-377.
4. Wu Lu et al. AlGaIn/GaN HEMTs on SiC with over 100GHz f_T and Low Microwave Noise – IEEE Transactions on Electron Devices, v.48, NO. 3, March 2001, p.p. 581-585.
5. N.X.Nguyen et al. Robust low microwave noise GaN MODFETs with 0.60 dB noise figure at 10 GHz – Electronics Letters, v.36, NO. 5, March 2000, p.p. 469-471.
6. A.T.Ping et al. Microwave noise performance of AlGaIn/GaN HEMTs – Electronics Letters, v.36, NO. 2, January 2000, p.p. 175-176.
7. I.Adesida et al. AlGaIn/GaN HFETs for Low Noise Applications – Proc. of the 6-th Int. Conf. on Solid-State and IC Technology, 2001, p.p.1163-1168.
8. Зубков А.М., Гарбер Г.З., Красильников В.Д. Автоматизированное проектирование СВЧ приборов и интегральных схем – Электронная техника. Серия 2. Полупроводниковые приборы. – 2009. – Вып. 2 (223). – С. 18-32.
9. Гарбер Г. З. Квазигидродинамическое моделирование гетероструктурных полевых транзисторов // Радиотехника и электроника. – 2003. – Т. 48. – Вып. 1. – С. 125-128.
10. AWRDE 10 Edition User Guide, фирма AWR, 2013.
11. Electromagnetic Software SONNET Suites v. 13.56, Users Guide, фирма SONNET, 2013.
12. Микроэлектронные устройства СВЧ// под ред. проф. Г.И. Веселова. – М.: Высшая школа. – 1988. – 179 с.
13. A.Van der Ziel, Thermal noise in field-effect transistors – Proc. of the IRE, v.50, August 1962, p.p. 1808-1812.
14. Wu Lu et al. AlGaIn/GaN HEMTs on SiC with over 100GHz f_T and Low Microwave Noise – IEEE Transactions on Electron Devices, v.48, NO. 3, March 2001, p.p. 581-585.

References

1. L.Shen et al. AlGaIn/AlN/GaN High Power Microwave HEMT - IEEE Electron Device Letters, v.22, NO. 10, Oct. 2001, p.p.457-459.
2. R.H.Caverly et al. Gallium Nitride-based Microwave and RF Control Devices - Microwave Journal, February 2001, p.p.112-124.
3. M.Akita et al. High-Frequency Measurements of AlGaIn/GaN HEMTs at High Temperatures - IEEE Electron Device Letters, v.22, NO. 8, August 2001, p.p. 376-377.
4. Wu Lu et al. AlGaIn/GaN HEMTs on SiC with over 100GHz f_T and Low Microwave Noise - IEEE Transactions on Electron Devices, v.48, NO. 3, March 2001, p.p. 581-585.
5. N.X.Nguyen et al. Robust low microwave noise GaN MODFETs with 0.60 dB noise figure at 10 GHz - Electronics Letters, v.36, NO. 5, March 2000, p.p. 469-471.
6. A.T.Ping et al. Microwave noise performance of AlGaIn/GaN HEMTs - Electronics Letters, v.36, NO. 2, January 2000, p.p. 175-176.
7. I.Adesida et al. AlGaIn/GaN HFETs for Low Noise Applications - Proc. of the 6-th Int. Conf. on Solid-State and IC Technology, 2001, p.p.1163-1168.
8. Zubkov A.M., Garber G.Z., Krasilnikov V.D., Computer aided design of microwave devices and integrated circuits. «Electronic Engineering. Series 2. Semiconductor Devices. Issue 2 (223). 2009. pp.18-32.
9. Garber G.Z. Quasi-hydrodynamic modeling of heterostructure field-effect transistors. Radio-engineering and electronics. 2003. Tome 48, issue 1. pp.125-128.
10. AWRDE 10 Edition User Guide, фирма AWR, 2013.
11. Electromagnetic Software SONNET Suites v. 13.56, Users Guide, фирма SONNET, 2013.
12. Microwave microelectronic devices. Student book, edited by Professor G.I. Veselov. Moscow. «High School». 1988. p.179.
13. A.Van der Ziel, Thermal noise in field-effect transistors - Proc. of the IRE, v.50, August 1962, p.p. 1808-1812.
14. Wu Lu et al. AlGaIn/GaN HEMTs on SiC with over 100GHz f_T and Low Microwave Noise - IEEE Transactions on Electron Devices, v.48, NO. 3, March 2001, p.p. 581-585.