

Труды XXX научной конференции по радиофизике

**СЕКЦИЯ
«ЭЛЕКТРОНИКА»**

Председатель – С.В. Оболенский, секретарь – Е.В. Волкова
Нижегородский государственный университет им. Н.И. Лобачевского.

НЕСТАЦИОНАРНЫЙ ТЕМПЕРАТУРНЫЙ РЕЖИМ КАНАЛА НЕМТ-ТРАНЗИСТОРА

А.Д. Анисимова, С.В. Оболенский

ННГУ им. Н.И. Лобачевского

Введение

В работе рассматривается нестационарный температурный режим канала НЕМТ-транзистора (GaAs), работающего в составе импульсного СВЧ-устройства. В таких режимах рассеиваемая мощность изменяется во времени, поэтому температура канала не всегда может быть описана только стационарным приближением по средней мощности. Цель работы — оценить изменение температуры канала во времени и показать, как накопление перегрева от импульса к импульсу влияет на электрические параметры транзистора [1].

Учёт RF-модуляции

Сначала оценим, может ли температура канала следовать быстрым RF-колебаниям. Это важно, потому что электрическая мощность меняется на частоте порядка ГГц, а тепловой отклик структуры значительно медленнее. Мгновенная рассеиваемая мощность определяется выражением

$$P(t) = U(t)I(t), \quad (1)$$

где $U(t)$ — напряжение на транзисторе, $I(t)$ — ток. Дополнительно в полевом транзисторе с барьером Шоттки эффективная длина проводящего канала может изменяться из-за модуляции области пространственного заряда под затвором. Для оценки ширины области пространственного заряда используется выражение [1, 3]

$$W = \sqrt{\frac{2\varepsilon(U_{\text{встр}} + U_{\text{обр}})}{qN}}, \quad (2)$$

где ε — диэлектрическая проницаемость GaAs, $U_{\text{обр}}$ — приложенное обратное напряжение, $U_{\text{встр}}$ — встроенное напряжение барьера, N — концентрация доноров. При изменении напряжения меняется ширина ОПЗ, а значит и эффективная область проводимости канала. На рисунке 1 приведена экспериментальная ВАХ, для четырехсекционного транзистора, полученная в ходе испытаний СВЧ-усилителя [4], используемая для оценки изменения мгновенной мощности вдоль нагрузочной линии.

По нагрузочной линии видно, что мгновенная мощность в RF-режиме может заметно отличаться от средней мощности за период. Сама температура канала не обязана следовать этим быстрым колебаниям. Для гармонического нагрева характерная глубина проникновения температурной волны определяется выражением [1, 2]

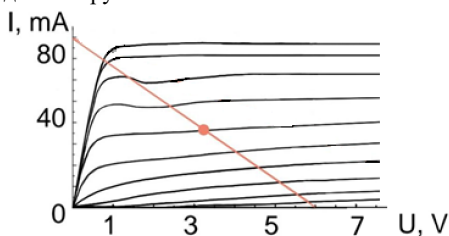


Рис. 1

$$\delta = \sqrt{\frac{2\alpha}{\omega}}, \alpha = \frac{k}{\rho c}, \omega = 2\pi f, \quad (3)$$

где α — температуропроводность материала, k — теплопроводность, ρ — плотность, c — удельная теплоемкость, ω — круговая частота. На частоте порядка 10 ГГц температурная волна проникает только в малую приповерхностную область, а тепловая подсистема работает как низкочастотный фильтр.

Для оценки подавления гармонической составляющей мощности удобно использовать тепловую RC-модель. Коэффициент подавления температурной модуляции равен

$$K = \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega\tau)^2}} \quad (4)$$

а относительная амплитуда температурных колебаний может быть записана как

$$\frac{\Delta T}{\Delta T_{cp}} \approx \frac{\Delta P}{P_{cp}} \cdot K. \quad (5)$$

Даже при заметной модуляции тепловыделения тепловая инерция структуры при $f = 10$ ГГц приводит к сильному подавлению высокочастотной составляющей. Поэтому температура канала в основном определяется средней мощностью за RF-период. Это позволяет далее рассматривать не RF-период, а более медленную импульсную огибающую, где длительности импульсов и пауз имеют микросекундный масштаб.

Тепловой баланс в импульсном режиме

В импульсном режиме мощность тепловыделения изменяется во времени: во время импульса транзистор рассеивает мощность P_{on} , а в паузе мощность резко уменьшается и для оценки может быть принята близкой к нулю. Температура не изменяется скачком, поскольку активная область имеет конечную тепловую емкость, а тепло отводится в окружающий объем структуры.

Для описания температурной динамики используется уравнение теплового баланса [1]

$$C_{th} \frac{dT}{dt} + \frac{T - T_0}{R_{th}} = P(t), \quad (6)$$

где T — температура канала, T_0 — температура теплоотвода, R_{th} — тепловое сопротивление, C_{th} — тепловая ёмкость активной области. Введя перегрев $\Delta T = T - T_0$ и обозначив $\tau_{th} = C_{th} \cdot R_{th}$, получаем:

$$\frac{d \Delta T}{dt} + \frac{\Delta T}{\tau_{th}} = \frac{P(t)}{C_{th}}. \quad (7)$$

Это уравнение показывает физический смысл нестационарного нагрева. Если длительность импульса или паузы сравнима с τ_{th} , то канал не успевает полностью нагреться или полностью остыть.

Расчёт температуры в пачке импульсов

Рассмотрим импульсный режим, в котором мощность во время импульса постоянна и равна P_{on} , а в паузе близка к нулю. Стационарный перегрев равен

$$\Delta T_{ст} = R_{th} \cdot P_{on}. \quad (8)$$

При постоянной мощности решение уравнения теплового баланса имеет вид

$$\Delta T^+ = \Delta T_{\text{ст}} + (\Delta T^- - \Delta T_{\text{ст}}) e^{-\frac{\tau_p}{\tau_{th}}}, \quad (9)$$

где ΔT^- — перегрев в начале импульса, ΔT^+ — перегрев в конце импульса, τ_p — длительность импульса. Во время паузы канал только охлаждается. Перегрев перед следующим импульсом определяется выражением

$$\Delta T_{n+1}^- = \Delta T_n^+ \cdot e^{-\frac{\tau_p}{\tau_{th}}}. \quad (10)$$

Если τ_p мала, то значительная часть перегрева сохраняется. Для n -го импульса рекуррентная форма расчета записывается как

$$\Delta T_n^+ = \Delta T_{\text{ст}} + (\Delta T_n^- - \Delta T_{\text{ст}}) e^{-\frac{\tau_p}{\tau_{th}}} \quad (11)$$

Учёт теплоотвода

Приведённый расчёт описывает температуру в центре канала и не учитывает пространственное распространение тепла. В реальной структуре тепло отводится из активной области в окружающий объём [2], поэтому температурный отклик не может изменяться скачкообразно. Для учёта конечной скорости теплопереноса введено дополнительное уравнение теплового отклика

$$\frac{dT_2}{dt} = \frac{T_1 - T_2}{\tau}, \quad (12)$$

где T_1 — температура канала, T_2 — температура окружающей области, τ — характерное время теплопереноса. Это представление позволяет учитывать растекание тепла в структуре.

Результаты

В расчетах использованы параметры $R_{th} = 1500 \frac{\text{К}}{\text{Вт}}$, $\tau_{th} = 1$ мкс. Для рабочего режима принимаем $P_{on} = 0,03$ Вт, взятую из экспериментальной ВАХ (Рис. 1).

Табл.

Режим	P_{on} , Вт	τ_p , мкс	$\tau_{\text{пауза}}$, мкс	$\Delta T_{\text{ст}}$, °C	ΔT_1^+ , °C	ΔT_2^+ , °C	$\Delta \text{нак}$, °C
Рабочий	0,03	0,50	1,50	45	31	34	3
С накоплением	0,03	0,69	0,50	45	35	43	8
Повышенной мощности	0,1	1,00	0,20	150	63	100	37

Увеличение мощности повышает общий уровень перегрева, а уменьшение паузы между импульсами усиливает именно накопление температуры от импульса к импульсу. Следовательно, максимальное различие импульсов проявляется при выполнении условий

$$\tau_p \sim \tau_{th}, \quad \tau_p \lesssim \tau_{th}. \quad (13)$$

В этом случае тепло, выделившееся в предыдущем импульсе, не успевает полностью отводиться в подложку и окружающие области структуры до начала следующего импульса.

На рисунке 2 приведены зависимости температуры канала от времени для трёх режимов работы.

Заключение

Расчёт показал, что RF-модуляция мощности практически сглаживается тепловой инерцией структуры, поэтому температура канала определяется в основном мощностью, усреднённой по RF-периоду. Главный нестационарный эффект проявляется в импульсном режиме: при коротких паузах канал не успевает полностью остыть, и происходит накопление перегрева.

Рост температуры приводит к снижению подвижности носителей, изменению тока стока, уменьшению крутизны характеристики, коэффициента усиления и выходной мощности транзистора [1, 2]. Поэтому последующие импульсы в пачке могут отличаться от первого по амплитуде и форме. Кроме того, повышенная температура ускоряет деградационные процессы: рост токов утечки, изменение свойств контактов и снижение надёжности прибора.

При проектировании импульсных СВЧ-усилителей необходимо учитывать не только среднюю температуру канала, но и динамику нагрева внутри пачки импульсов.

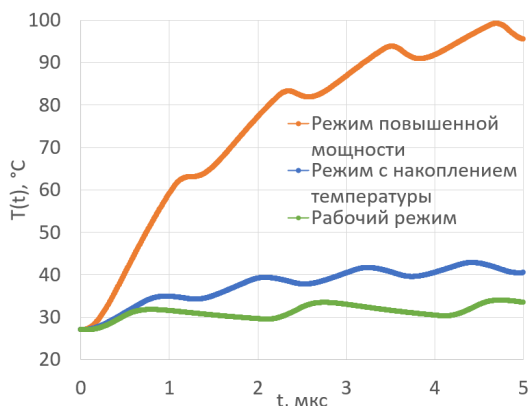


Рис. 2

- [1] Пожела Ю. Физика быстродействующих транзисторов. – Вильнюс: Мокслас, 1989, 264 с.
- [2] Шур М. Современные приборы на основе арсенида галлия. – М.: Мир, 1991, 632 с.
- [3] Полевые транзисторы на арсениде галлия. / Под ред Ди Лоренцо Д.В., Канделуола Д.Д. – М.: Радио и связь, 1988, 496 с.
- [4] Беляков В.А., Макарец И.В., Фефелов А.Г., Оболенский С.В., Васильев А.П., Кузьменков А.Г., Кулагина М.М., Малеев Н.А. Влияние технологии двойного травления под затвор на параметры НЕМТ транзисторов на подложках GaAs и InP // Физика и техника полупроводников. 2021. Т. 55, № 10. С. 890.

ВЛИЯНИЕ ТЕПЛОТОВОДА С УГЛЕРОДНЫМИ НАНОТРУБКАМИ НА ТЕМПЕРАТУРУ КАНАЛА GAN HEMT-ТРАНЗИСТОРА В ИМПУЛЬСНОМ РЕЖИМЕ

Д.С. Асяев, А.А. Дудин, С.В. Оболенский

АО «НПП «Салют»

Введение

Надежность мощных усилителей на основе нитрида галлия зависит от максимальной рабочей температуры канала транзистора МИС. Саморазогрев в канале транзистора является серьезным фактором, ограничивающим надежность приборов. Как правило, мощные транзисторы выходного каскада усилителя представляют собой секции параллельно соединенных транзисторов. Для сохранения высокого коэффициента усиления и повышения частотного диапазона транзисторы должны быть расположены как можно ближе друг к другу. Это приводит к тому, что общая площадь, занимаемая транзисторами, т.е. область, где происходит выделение тепловой мощности, уменьшается, составляя всего несколько процентов от площади кристалла. Поэтому при тепловом анализе необходимо учитывать влияние саморазогрева соседних транзисторов. При этом температура канала транзистора не должна превышать 200°C.

Цель работы – исследовать влияние теплопроводящей пасты с углеродными нанотрубками на температуру канала транзистора с помощью программной среды SolidWorks Flow Simulation.

Объект исследования

Усилитель мощности представляет собой соединение N числа МИС усилителей мощности на едином корпусе сумматора радиального типа. Каждый кристалл МИС усилителей мощности размещен в кристаллодержателе, представляющем собой волноводную камеру. В нашем случае рассматривается кристалл фирмы GETYA. Кристалл МИС выполнен на основе GaN на полужеле из карбида кремния и состоит из трех каскадов.

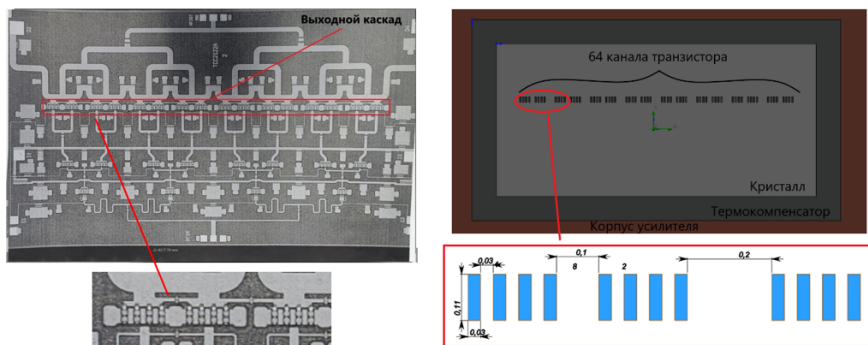


Рис. 1

Геометрические размеры кристалла 6,5х3,15х0,1 мм. Более 90% тепловыделения кристалла приходится на выходной каскад, который имеет одну секцию из 64 параллельно соединенных транзисторов с общей шириной 1920 мкм. Каналы транзистора в количестве 64 штуки имеют размер 0,03х0,11 мм каждый. Расстояние между каналами 30 мкм, расстояние между секциями 100 мкм, а между парами секций 200 мкм. Мощность тепловыделения с кристалла 40Вт, то есть в каждом канале по 0,625Вт. Фото кристалла фирмы GETYA с увеличенным фрагментом и его модель в программной среде представлены на рисунке 1.

В нашей задаче тепловой тракт состоит из 4-х контактных зон, каждая из которых имеет по 2 границы, соединяющие последовательные элементы тракта (рис.2). Тепловое сопротивление последовательных контактных зон и последовательных элементов тракта представляет собой сумму тепловых сопротивлений. При стационарном тепловом потоке разность температур на разных сторонах теплопроводящего слоя пропорциональна его тепловому сопротивлению [1].

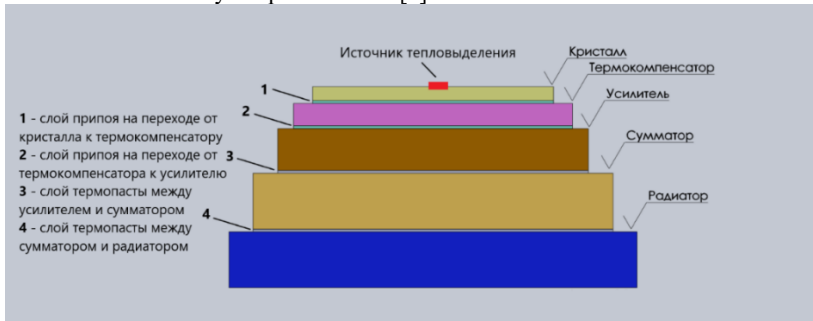


Рис. 2

Исследование тепловых режимов МИС осуществлялось путем моделирования тепловых процессов с использованием компьютерной программы SolidWorks Flow Simulation. При моделировании тепловых режимов предполагалось, что GaN на подложке из карбида кремния и смонтирован на термокомпенсатор Cu/Mo/Cu с размерами 8х4,15х0,25мм с помощью припоя 80Au20Sn, который имеет теплопроводность 57 Вт/(м·К) (слой 1 и 2). Слой 3 и 4 заполнены либо КПТ-8, либо термопастой с УНТ, либо воздухом. Необходимо сравнить эти варианты между собой и выявить наиболее оптимальный при температуре окружающей среды +60°C. Время установления стационарного режима в данном расчете равно 60 секунд. В местах нанесения пасты задается соответствующее контактное сопротивление.

Результаты

Общие результаты по всем моделированиям собраны в таблице. В ней: $T_{\text{усилителя}}$ – температура задней поверхности усилителя мощности; $T_{\text{центр}}$ – максимальная температура канала усилителя; $T_{\text{край}}$ – температура крайнего канала.

Табл.

	$T_{\text{усилителя}}, ^\circ\text{C}$	$T_{\text{центр}}, ^\circ\text{C}$	$T_{\text{край}}, ^\circ\text{C}$	$T_{\text{центр}} - T_{\text{край}}, ^\circ\text{C}$
Без пасты	120,2	206,8	184,4	22,4
КПТ-8	108,6	193,6	171,9	21,7
УНТ	101,3	184,4	163,5	20,8

Как видно из таблицы, применение пасты КПТ-8 уменьшило максимальную температуру канала транзистора на $13,2^\circ\text{C}$, а паста с углеродными нанотрубками на $22,4^\circ\text{C}$ по сравнению с моделью без пасты. Это можно объяснить плохим контактом между сопрягающимися поверхностями, так как там образуются воздушные зазоры с низкой теплопроводностью. Получается, что паста с углеродными нанотрубками на $9,2^\circ\text{C}$ эффективнее снизила температуру канала, по сравнению с КПТ-8. Это можно объяснить плохим контактом между сопрягающимися поверхностями, так как там образуются воздушные зазоры с низкой теплопроводностью [2]. Значения температур в контрольных точках и тепловая картина на поверхности каналов транзистора в случае с пастой AlN+УНТ представлены на рисунке 3.

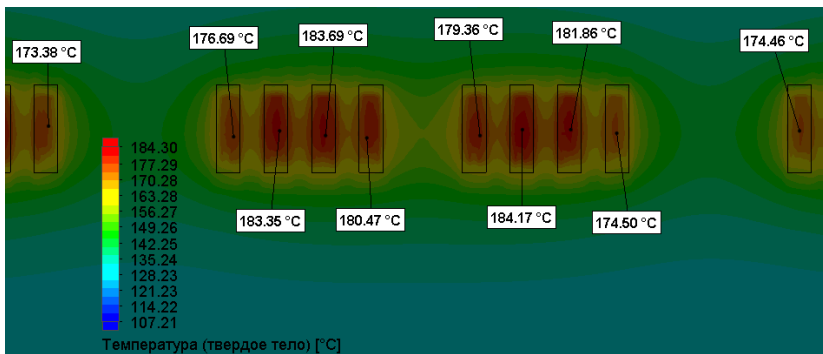


Рис. 3

Получается, что паста с УНТ внесла существенный вклад в охлаждении канала GaN-HEMT транзистора в импульсном режиме работы. Это способствует сохранению работоспособности кристалла и повышает его надежность.

Максимальная температура крайнего канала при использовании пасты с УНТ равна $163,5^\circ\text{C}$, а канала в центре каскада достигает $184,4^\circ\text{C}$. Видно, что саморазогрев соседних каналов, расположенных близко друг к другу, существенно влияет на максимальную температуру транзисторов выходного каскада. Даже располагаясь в одной секции, каналы имеют существенно разную температуру. Распределение температуры в каналах транзистора от длины кристалла для пасты с УНТ при температуре окружающей среды 60°C показано на рисунке 4.

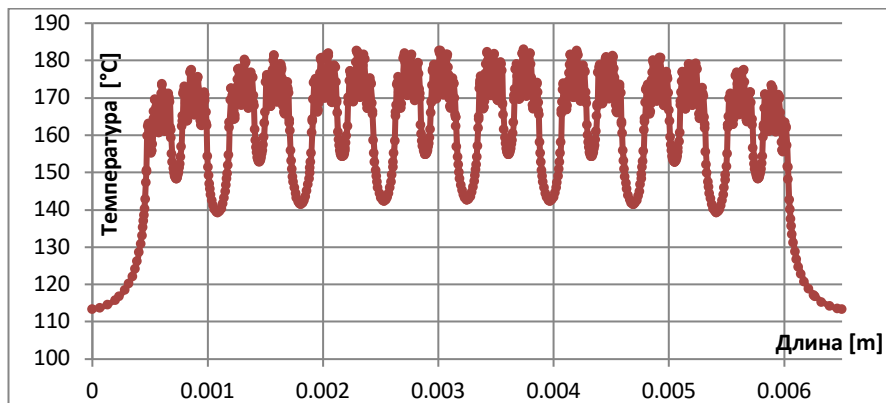


Рис. 4

Выводы

Расчеты в программе позволяют нам определить температуры на поверхности кристаллов и каналов транзистора, что невозможно сделать в эксперименте из-за особенностей конструкции. В ходе компьютерного моделирования, установлено, что применение теплопроводных паст, в особенности с углеродными нанотрубками, позволяет обеспечить наиболее быстрый и эффективный отвод тепла от канала транзистора кристалла GaN, что позволяет, в свою очередь, реализовать работу современных СВЧ модулей в экстремальных режимах работы и повышает их надежность.

- [1] Дудин А.А., Асяев Д.С., Кузьмичев А.Г., Иванов А.С., Оболенский С.В. // Труды XXVIII Международного симпозиума «Нанозфизика и нанозлектроника» в 2 т. Том 2. – Нижний Новгород: ИПФ РАН, 2024. С. 638.
- [2] Дудин А.А., Асяев Д.С., Кузьмичев А.Г., Иванов А.С., Оболенский С.В. // Труды XXVIII научной конференции по радиофизике. – Нижний Новгород: ННГУ, 2024. С. 87.

АНАЛИЗ УГРОЗ ИНФОРМАЦИОННОЙ БЕЗОПАСНОСТИ АППАРАТНО-ПРОГРАММНОГО КОМПЛЕКСА НА БАЗЕ ЛАЗЕРНОЙ УСТАНОВКИ ДЛЯ МОДЕЛИРОВАНИЯ ОДИНОЧНЫХ РАДИАЦИОННЫХ ЭФФЕКТОВ

**В.В. Бибикова¹⁾, И.Ю. Забавичев^{1, 2)}, С.В. Оболенский^{2, 1)}, Н.А. Плечков^{2, 1)},
А.А. Потехин^{1, 2)}, А.С. Пузанов^{1, 2)}**

¹⁾ Филиал РФЯЦ ВНИИЭФ «НИИИС им. Ю.Е. Седакова»

²⁾ ННГУ им. Н.И. Лобачевского

Неуклонный рост числа инцидентов, связанных с информационной безопасностью, обуславливает необходимость постоянного усиления защиты оборудования и данных от действий злоумышленников. Длительное время считалось, что физически изолированные от глобальной сети аппаратно-программные комплексы в значительной степени защищены от киберугроз. Однако деструктивные действия вируса Stuxnet показали критическую уязвимость подобного рода систем перед компьютерными вирусами, настроенными на внедрение в узкоспециализированные драйверы и повреждение дорогостоящего промышленного оборудования.

В соответствии с работой [1] угрозы информационной безопасности делятся на три категории: угрозы конфиденциальности, угрозы доступности и угрозы целостности.

Впервые задача разработки программного комплекса для хранения и первичной обработки результатов облучательных экспериментов в отечественной литературе поставлена в монографии [2]. Вместе с тем, вопрос обеспечения информационной безопасности разработанной системы в работе не рассмотрен, что ставит под угрозу данные облучательных экспериментов: их несанкционированного уничтожения (угроза целостности), модификации (угроза целостности) и кражи (угроза конфиденциальности). Кроме того, при неправильной настройке внутреннего сервера базы данных результатов испытаний возможно проведение на него DDoS-атаки (угроза доступности).

Лазерная установка (рис., табл. 1) для моделирования одиночных радиационных эффектов в изделиях микро- и нанoeлектроники представляет собой сложный аппаратно-программный комплекс, включающий в себя два твердотельных Nd:YAG источника лазерного излучения с длиной волны 1064 нм с импульсами ультракороткой длительности (25 пс и 1 нс), систему доставки и фокусировки лазерного излучения к исследуемому образцу, систему позиционирования для прецизионного перемещения объекта исследования, блок управления на базе персонального компьютера и систему функционального контроля.

Неподвижный лазерный источник выдает одиночные импульсы или их последовательность с заданной частотой следования. Система доставки излучения уменьшает энергию импульса до необходимых значений и фокусирует импульс в пятно требуемого размера. Прецизионная система позиционирования перемещает исследуемый образец по заданной траектории в пределах установленной области исследований. Таким образом, в ходе эксперимента осуществляется серия облучений одиночными сфокусированными лазерными импульсами поверхности кристалла с одновременной регистрацией ионизационной реакции на импульс.

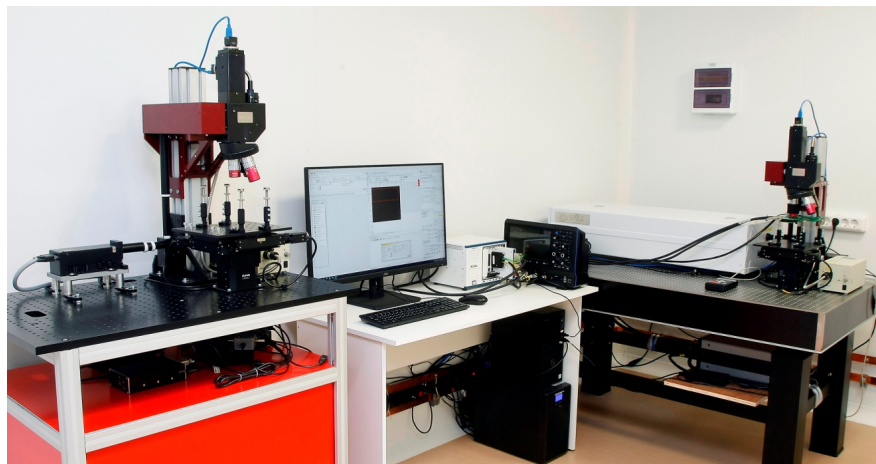


Рис.

Табл. 1

Характеристики	Значение	
Тип лазерного источника	Пикосекундный Nd ³⁺ : YAG	Наносекундный Nd ³⁺ : YAG
Максимальная энергия импульса на объекте, не менее, мкДж	9,0 ± 0,9	10 ± 1
Длительность лазерного импульса (FWHM), пс	20 – 30	1000
Длина волны излучения, нм	1064	
Минимальный размер пятна (по уровню 0,5 от максимума), не более, мкм	2,4 ± 0,36	
Нестабильность энергии импульса, не более, %	± 10	
Режим работы	Однократный или частотный до 1000 Гц	
Коэффициент ослабления энергии импульса	1 – 100000	
Блок визуального контроля	Видимый и ближний инфракрасный диапазон	
Кратность объективов микроскопа	5×, 20× и 50×	
XYZ позиционирование объекта:	Моторизованное, управляемое персональным компьютером	
Минимальный шаг X/Y/Z, нм	10/10/20	
Диапазон перемещения X/Y/Z, мм	100/100/25	
Воспроизводимость системы позиционирования, не более, мкм	2	

Задание энергетических параметров импульса излучения, подачу функциональных команд и синхронизацию работы всех модулей измерительного комплекса реализует блок управления на основе персонального компьютера.

Система функционального контроля микросхем осуществляет задание режимов работы, контроль и управление питанием, проверку работоспособности исследуемого объекта путем выполнения тестов и формирование сигналов обратной связи для системы управления. Система функционального контроля включает в себя генераторы сигналов, программируемые источники питания, мультиметр, осциллограф и модули программируемых логических интегральных схем с аналоговым вводом/выводом и регулируемые логическими уровнями.

Важной составной частью установки является специализированное программное обеспечение, задачей которого является автоматизация эксперимента. Программное обеспечение установки реализовано в виде программного ядра, осуществляющего взаимосвязь всех частей установки и предоставляющего пользовательский интерфейс, а также программными модулями, выполняющих непосредственное взаимодействие с микросхемами и полупроводниковыми приборами.

Анализ угроз информационной безопасности аппаратно-программного комплекса на базе лазерной установки для моделирования одиночных радиационных эффектов и основные меры противодействия им приведены в табл. 2. Базовой рекомендацией является разделение аппаратно-программного комплекса на базе лазерной установки для моделирования одиночных радиационных эффектов на слабосвязанные узлы управления лазером, системы функционального контроля изделий микро- и нанoeлектроники, а также базу данных результатов испытаний. Основная сложность реализации предложенного подхода заключается в том, что аппаратно-программный комплекс на базе лазерной установки для моделирования одиночных радиационных эффектов может являться частью более сложной распределенной структуры [3-11], включающей аппаратно-программный комплекс реинжиниринга изделий микро- и нанoeлектроники (например, на базе измерителей иммитанса), программный комплекс для прогнозирования электрической реакции исследуемого объекта на радиационное воздействие и другие аппаратные и программные элементы.

Табл. 2

Угроза информационной безопасности	Меры противодействия
Уничтожение или модификация данных испытаний (угроза целостности)	Введение системы разграничения прав доступа. Регулярное резервное копирование данных испытаний на непerezаписываемые носители.
Кража данных испытаний (угроза конфиденциальности)	Максимальное ограничение числа учетных записей с правом записи данных на учетные носители информации. Аппаратный запрет записи на неучтенные носители данных. Физический контроль учетных носителей данных.

Шифрование данные испытаний (угроза доступности)	Регулярное обновление операционной системы. Применение антивирусной защиты с актуальной базой.
Внедрение вируса в блок управления (угроза доступности)	Независимый контроль параметров излучения лазера и системы позиционирования пучка.
Внедрение вируса в систему функционального контроля (угроза доступности)	Независимый контроль параметров измерительной аппаратуры.

- [1] Saltzer J.H., Schroeder M.D. // Proceedings of the IEEE. 1975. Vol. 63, no 9. P. 1278.
- [2] Бутин В.И., Зинченко В.Ф., Романенко А.А. Система радиационных испытаний изделий электронной техники. – Владимир: Владимирский государственный университет, 2003, 185 с.
- [3] Пузанов А.С., Оболенский С.В. // Микроэлектроника. 2009. Т. 38, № 1. С. 64.
- [4] Пузанов А.С., Оболенский С.В. // Микроэлектроника. 2012. Т. 41, № 4. С. 304.
- [5] Пузанов А.С., Оболенский С.В., Козлов В.А. // Физика и техника полупроводников. 2015. Т. 49, № 1. С. 71.
- [6] Пузанов А.С., Оболенский С.В., Козлов В.А., Волкова Е.В., Павельев Д.Г. // Физика и техника полупроводников. 2015. Т. 49, № 12. С. 1585.
- [7] Пузанов А.С., Оболенский С.В., Козлов В.А. // Физика и техника полупроводников. 2016. Т. 50, № 12. С. 1706.
- [8] Забавичев И.Ю., Потехин А.А., Пузанов А.С., Оболенский С.В., Козлов В.А. Дegrаdация характеристик биполярных транзисторов на основе GaAs с тонкой базой при возникновении в них нанометровых кластеров радиационных дефектов под действием нейтронного облучения // Физика и техника полупроводников. 2017. Т. 51, № 11. С.1520.
- [9] Пузанов А.С., Оболенский С.В., Козлов В.А. // Физика и техника полупроводников. 2020. Т. 54, № 8. С. 791.
- [10] Пузанов А.С., Бибикова В.В., Забавичев И.Ю., Оболенская Е.С., Тарасова Е.А., Востоков Н.В., Оболенский С.В. // Письма в журнал технической физики. 2021. Т. 47, № 6. С. 51.
- [11] Пузанов А.С., Бибикова В.В., Забавичев И.Ю., Оболенская Е.С., Потехин А.А., Тарасова Е.А., Востоков Н.В., Козлов В.А., Оболенский С.В. // Физика и техника полупроводников. 2021. Т. 55, № 9. С. 743.

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ОПРЕДЕЛЕНИЕ ОПТИМАЛЬНЫХ РЕЖИМОВ РАБОТЫ МИС УСИЛИТЕЛЯ ВЫСОКОЙ ВЫХОДНОЙ МОЩНОСТИ Ф. GETYA

А.А. Дудин, Д.С. Асяев

АО «НПП «Салют»

Объект исследования

Проведено экспериментальное исследование МИС усилителя СВЧ высокой выходной мощности GETYA1418P47 (14 – 18 ГГц) ф. GETYA (КНР), в ходе которого определен оптимальный режим работы микросхемы.

Измерения выходной мощности усилителя проводились при разной температуре окружающей среды $t_{окр}$: минус 50 °С, плюс 20 °С, плюс 60 °С.

Результаты

На рис. 1 показана зависимость КПД усилителя от напряжения на затворе (U_z) при фиксированной входной мощности $P_{вх}$ для разных напряжений на стоке (U_c) при нормальных условиях ($t_{окр}$ =плюс 20 °С).

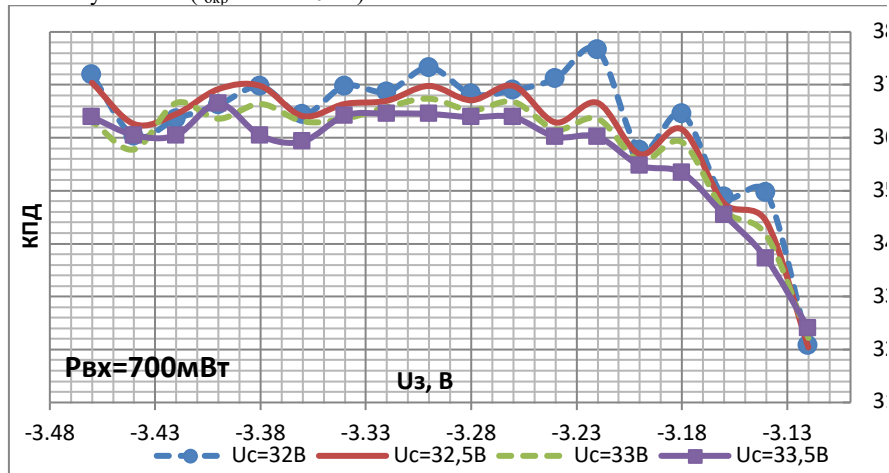


Рис. 1

Как видно из рис. 1, в нормальных условиях с уменьшением U_z происходит значительное снижение КПД усилителя. При этом наибольшее значение КПД удалось добиться при значении $U_c=32\text{ В}$.

На рис. 2 представлена зависимость выходной мощности $P_{вых}$ усилителя от напряжения на затворе при фиксированной входной мощности для разных напряжений на затворе в нормальных условиях.

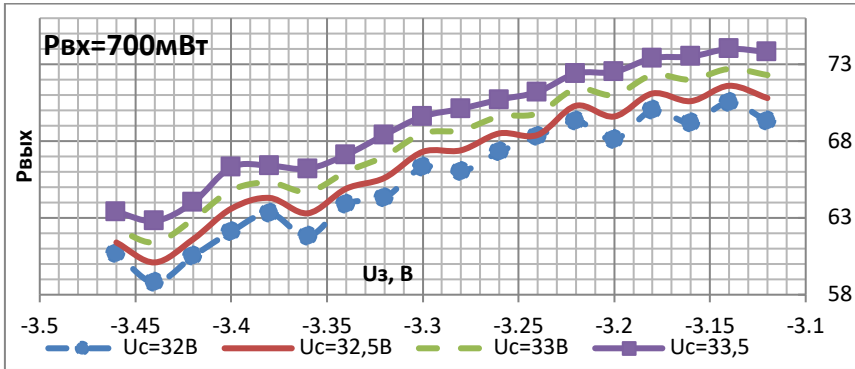


Рис. 2

Как видно из рис. 2, в нормальных условиях с уменьшением U_z происходит увеличение выходной мощности. Анализируя рис. 1 и рис. 2, необходимо отметить то, что при напряжении на стоке 32 В получено наибольшее КПД усилителя, однако значение выходной мощности микросхемы является наименьшим. Наибольшая выходная мощность достигается при напряжении стока 33,5 В, но при этом КПД микросхемы минимальное из рассмотренных вариантов. Таким образом, оптимальным режимом работы усилителя в нормальных условиях является U_c в диапазоне 32,5...33 В и U_z в диапазоне -3,25...-3,2 В.

На рис. 3 и рис. 4 представлены зависимости КПД и выходной мощности усилителя от напряжения на затворе при минус 50 °С.

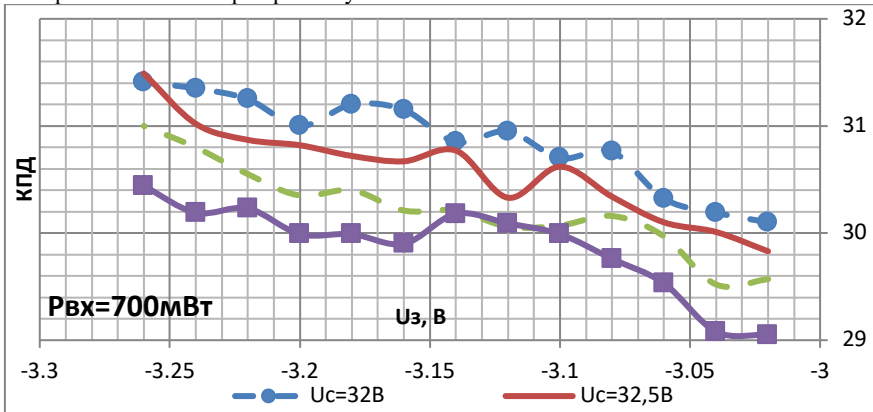


Рис. 3

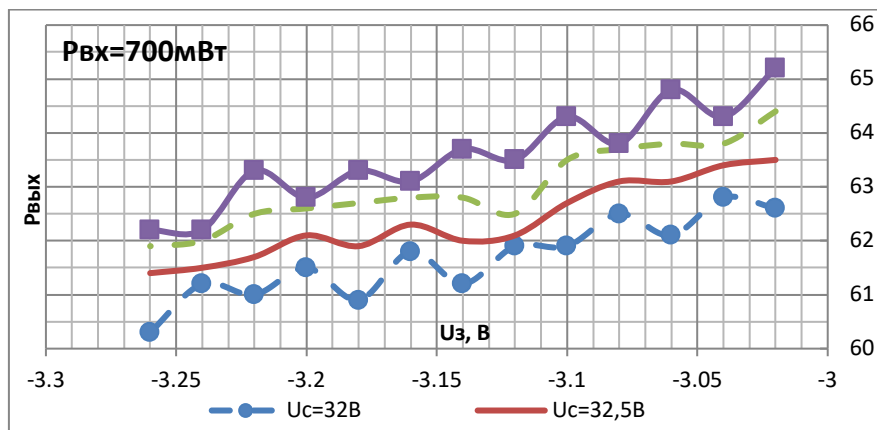


Рис. 4

Анализируя полученные данные, можно заметить, что графики на рис. 3 и рис. 4 имеют схожую зависимость, что и при нормальных условиях. При температуре минус 50°C оптимальный режим достигается при U_c в диапазоне $32,5 \dots 33 \text{ В}$ и U_z в диапазоне $-3,25 \dots -3,2 \text{ В}$, что полностью совпадает с нормальными климатическими условиями.

Далее приведены результаты измерений при повышенной температуре окружающей среды плюс 60°C . Графики КПД и выходной мощности от напряжения на затворе в данных условиях представлены на рис. 5 и рис. 6 соответственно.

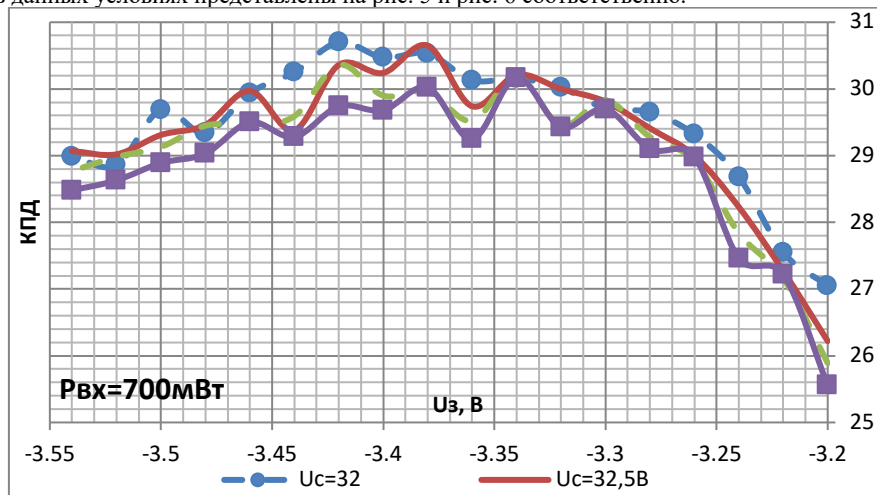


Рис. 5

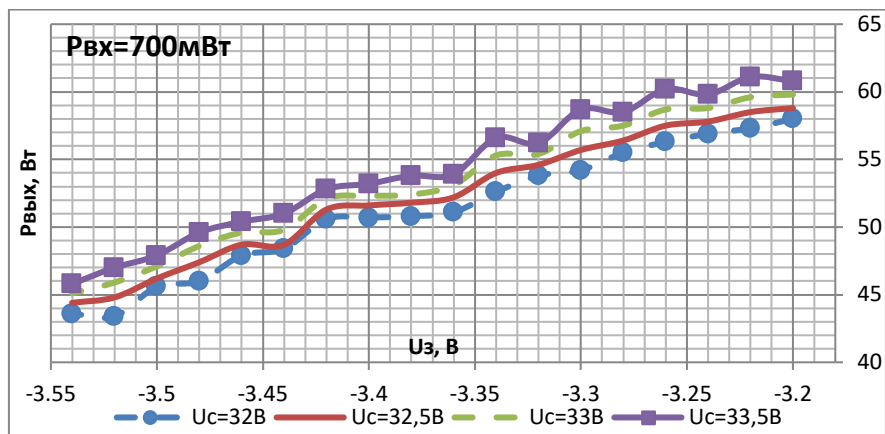


Рис. 6

Анализируя полученные графики, можно отметить, что при плюс 60 °С оптимальный режим работы усилителя достигается при U_c в диапазоне 32,5...33 В и U_z в диапазоне -3,35...-3,3 В. При этом значение выходной мощности микросхемы уменьшается более чем на 10 Вт по сравнению с измерениями в нормальных условиях.

Выводы

Проведенное исследование показало, что у микросхемы GETYA1418P47 оптимальное значение КПД не совпадает с оптимумом выходной мощности. Разумный компромисс, при котором обеспечиваются приемлемые характеристики по КПД и выходной мощности в нормальных условиях следующие: напряжение на стоке в диапазоне 32,5...33 В, напряжение на затворе в диапазоне -3,25...-3,2 В, при этом КПД микросхемы составляет 35-36%. В зависимости от предъявляемых требований имеется возможность достигнуть максимальное значение КПД микросхемы (более 37 %) при $U_c=32$ В, U_z в диапазоне -3,25...-3,2 В. Максимальное значение выходной мощности усилителя (74 Вт) достигается при $U_c=33,5$ В, U_z в диапазоне -3,14...-3,12 В.

ВЫРАЖЕНИЯ ДЛЯ ХАРАКТЕРИСТИК ПОЛЕВОГО ТРАНЗИСТОРА, ИСПОЛЬЗУЮЩИЕ СПЕЦИАЛЬНУЮ ФУНКЦИЮ ЛАМБЕРТА

А.Е. Китаев

АО «ННПО имени М.В. Фрунзе»

Введение

Как известно, большая часть используемых сейчас активных твердотельных радиотехнических элементов – это полевые транзисторы. Согласно книге [1], важной проблемой теории полевых транзисторов является «разработка модели, которая при минимальном количестве нелинейных элементов может дать хорошее совпадение с результатами измерений...». Такие нелинейные модели имеются. Приведем примеры – это модель Кертиса-Эттенберга [2], использующая функцию гиперболического тангенса и модель Шокли (см. [3], где приведен упрощенный вариант этой модели, не учитывающий контактную разность потенциалов). В модели Шокли используется степенная функция (степень $3/2$). По мнению автора (изложенном в статье [4]), подходящим «начальным элементом» для построения выражения, описывающего семейство характеристик полевого транзистора, может служить формула для тока через полупроводниковый диод с подключенным последовательно резистором. В этой формуле используется основная ветвь специальной функции Ламберта, применяемой в компьютерных системах символьной математики (см. [5]).

Методика исследования

Упомянутая во введении формула имеет следующий вид:

$$I = -I_0 + \frac{V_T}{R} W\left(I_0 \frac{R}{V_T} \exp\left(\frac{U + I_0 R}{V_T}\right)\right). \quad (1)$$

Здесь I – ток через диод, U – напряжение, приложенное к участку «диод плюс резистор», I_0 – ток насыщения полупроводникового диода, V_T – температурный потенциал, R – сопротивление последовательно подключенного резистора. $W(x)$ – специальная функция Ламберта (ее основная ветвь).

Обычно ток насыщения полупроводникового диода очень мал. Автором было подмечено, что при значительном увеличении тока насыщения наблюдается трансформация вольт-амперной характеристики участка цепи «полупроводниковый диод плюс резистор», изображенная на рисунке 1 (линиям 1, 2, 3 и 4 соответствуют токи насыщения 1.72 мкА, 1.72 мА, 1.72 А и 3.44 А, сопротивление $R=0.2$).

Нижние левые части кривых 3 и 4 уже напоминают отраженные относительно нулевой точки фрагменты характеристик полевого транзистора. Посредством замены переменных «перевернем» какую-либо из этих кривых (чтоб она соответствовала характеристике транзистора с каналом n -типа). Далее будем считать, что ток насыщения зависит от управляющего напряжения затвор-исток следующим образом:

$$I_0 = \alpha(\beta(U_{gs} + U_0))^2. \quad (2)$$

Сопротивление также будем считать зависящим от этого напряжения:

$$R = \frac{1}{\alpha\beta(U_{gs} + U_0)}. \quad (3)$$

Здесь U_{gs} – напряжение затвор-исток, а U_0 – модуль отрицательного напряжения отсечки. Величины α и β – числовые коэффициенты.

Также нужно учесть переход к режиму отсечки. Для этого введем в создаваемое нами выражение для тока стока в качестве множителя либо ступенчатую функцию Хевисайда $h(U_{gs} + U_0)$, либо ее сглаженный аналог h_0 , например

$$h_0(U_{gs} + U_0) = 0.5\text{Erf}\left(\gamma(U_{gs} + U_0)\right) + 0.5. \quad (4)$$

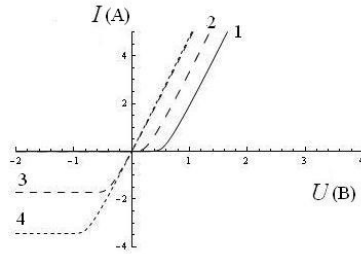


Рис. 1

Параметр γ , входящий в аргумент функции ошибок Erf, должен быть достаточно большим. В результате формула для тока стока будет выглядеть так:

$$I_d = h_0(U_{gs} + U_0) \left\{ \alpha\beta^2(U_{gs} + U_0)^2 - \right. \\ \left. - V_T \alpha\beta(U_{gs} + U_0) W\left(\frac{\beta(U_{gs} + U_0)}{V_T} \exp\left(\frac{-U_{ds} + \beta(U_{gs} + U_0)}{V_T}\right)\right) \right\}. \quad (5)$$

Это выражение получено для полевого транзистора с n -каналом. Если этот транзистор – транзистор с управляющим p - n переходом, тогда оно имеет смысл лишь при отрицательных значениях напряжения затвор-исток (хотя возможен небольшой заход и в положительную область, чтобы p - n переход оставался закрытым). Но если перейти к случаю МДП-транзистора со встроенным n -каналом, эта формула сохраняет смысл и при положительных значениях напряжения затвор-исток. Отметим – в работе [4] автором приведен аналог формулы (5) и для транзистора с p -каналом.

Формула (5) не учитывает пробойных явлений при больших абсолютных величинах напряжения сток-исток. Не учитывается и возможный наклон характеристик в режиме насыщения. Но такой наклон нетрудно учесть. Проведем соответствующее обобщение выражения (2). Пусть ток насыщения записывается следующим образом:

$$I_0 = \alpha \left(\beta(U_{gs} + U_0) \right)^2 (1 + \varepsilon U_{ds}). \quad (6)$$

После этого формула, обобщающая выражение (5), может быть записана так (оставим величины R и I_0 «нераскрытыми» - они расшифровываются уже записанными выше выражениями):

$$I_d = h_0(U_{gs} + U_0)\{I_0(U_{gs}, U_{ds}) - \frac{V_T}{R(U_{gs})}W(\frac{I_0(U_{gs}, U_{ds})R(U_{gs})}{V_T}\exp(\frac{-U_{ds} + I_0(U_{gs}, U_{ds})R(U_{gs})}{V_T}))\}. \quad (7)$$

Удобно перейти к новым параметрам i_0 и r_0 :

$$i_0 = \alpha\beta^2(U_0)^2, \quad r_0 = \frac{1}{\alpha\beta U_0}, \quad \alpha = \frac{1}{i_0 r_0^2}, \quad \beta = \frac{r_0 i_0}{U_0}. \quad (8)$$

Тогда ток насыщения и параметр сопротивления выражаются следующим образом (вместо (6) и (3)):

$$I_0 = i_0 \left(1 + \frac{U_{gs}}{U_0}\right)^2 (1 + \varepsilon U_{ds}), \quad R = \frac{r_0}{1 + \frac{U_{gs}}{U_0}}. \quad (9)$$

Приведем также (для сравнения) формулу, соответствующую упрощенному варианту модели Шокли с параметрами R_0 и U_0 . Причем «куски», соответствующие линейному режиму и режиму насыщения, «сшиты» с помощью пороговых функций, схожих с функцией (4) (в [3] такого совмещения «кусков» нет).

$$I_d = h_0 \left(- \left(U_{ds} - (U_0 - (-U_{gs})) \right) \right) \frac{1}{R_0} \left(U_{ds} + \frac{2}{3} \frac{(-U_{gs})^2 - ((-U_{gs}) + U_{ds})^2}{\sqrt{U_0}} \right) + \\ + h_0 \left(U_{ds} - (U_0 - (-U_{gs})) \right) \frac{1}{R_0} \left(\frac{U_0}{3} - (-U_{gs}) \right) \left(1 - \frac{2}{3} \sqrt{\frac{-U_{gs}}{U_0}} \right). \quad (10)$$

В заключение доклада приведем результаты экспериментальной проверки предложенных формул. На рисунке 2(а) приведены (сверху вниз) графики характеристик полевого транзистора КП303Е, полученные при различных значениях напряжения затвор-исток. Эти напряжения равны 0 В (наверху), -1 В, -2 В и -3 В. Точкам соответствуют экспериментальные результаты (измерения были произведены с помощью мультиметра Victor VC 9808+, при этом вывод корпуса транзистора оставался неподключенным). Сплошными линиями обозначены результаты расчетов по формуле с функцией Ламберта при следующих значениях параметров: $V_T=0.4488$, $U_0=3.44$, $\alpha=0.00814$, $\beta=0.32$, $\varepsilon=0.015$, $\gamma=50$. Прерывистыми линиями обозначены результаты расчетов по формуле, соответствующей модели Шокли при значениях параметров $R_0=110$, $U_0=3.64$, $\gamma=50$.

Из рисунка 2 (а) видно, что обе теоретические модели хорошо описывают экспериментальные данные. Но важным достоинством модели с функцией Ламберта (формула (7)) является то, что напряжение затвор-исток не обязательно должно быть отрицательным (а формула (10) при положительных значениях U_{gs} дает комплексные значения тока). Вследствие этого модель с функцией Ламберта пригодна для описания МДП-транзисторов. Пример экспериментальных результатов с положительными

значениями U_{gs} есть в статье [6]. На рисунке 2 (b) приведены (сверху вниз) графики характеристик DR-Hemt транзистора на подложке GaAs, полученные при различных значениях напряжения затвор-исток. Эти напряжения равны 0.4 В (наверху), 0 В, -0.4 В и -0.8 В. Точкам соответствуют экспериментальные результаты. Сплошными линиями обозначены результаты расчетов по формуле (7) при следующих значениях параметров: $V_T=0.085$, $U_0=1.9$, $\alpha=0.1697$, $\beta=0.3135$, $\epsilon=0$, $\gamma=50$.

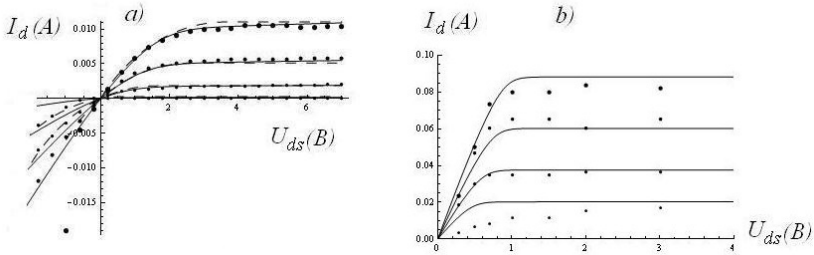


Рис. 2

- [1] Сечи Ф., Буджатти М. Мощные твердотельные СВЧ-усилители. – М: «Техносфера», 2016.
- [2] Curtice W.R., Ettenberg M. A // IEEE Trans. 1985.Vol. MTT-33, no. 12. P.1383.
- [3] Степаненко И.П. Основы теории транзисторов и транзисторных схем. – М: «Энергия», 1977.
- [4] Китаев А.Е. Получение аналитических выражений для характеристик полевых транзисторов с помощью специальной функции Ламберта // Радиотехника и электроника. 2025. Т. 70, № 11. С. 1109.
- [5] Дубинов А.Е., Дубинова И.Д., Сайков С.К. W-функция Ламберта и ее применение в математических задачах физики. – Саров: ФГУП «РФЯЦ-ВНИИЭФ», 2006.
- [6] Беляков В.А., Макарецов И.В., Фефелов А.Г., Оболенский С.В., Васильев А.П., Кузьменков А.Г., Кулагина М.М., Малеев Н.А. Влияние технологии двойного травления под затвор на параметры НЕМТ транзисторов на подложках GaAs и InP // Физика и техника полупроводников. 2021. Т. 55. Вып. 10. С. 890.

Секция «Электроника»

Заседание секции проводилось 18 мая 2026 г.
Председатель – С.В. Оболенский, секретарь – Е.В. Волкова.
Нижегородский государственный университет им. Н.И. Лобачевского.