

**Санкт-Петербургский политехнический университет
Петра Великого
Институт физики, нанотехнологий и телекоммуникаций**

На правах рукописи

Леонтьев Евгений Владимирович

**Моделирование и разработка интегральных СВЧ усилителей мощности
с повышенным КПД для сигналов с высоким пик-фактором**

11.06.01 – «Электроника, радиотехника и системы связи»

Код и наименование

11.06.01_01 – «Радиотехника, в том числе системы и устройства телевидения»

Код и наименование

НАУЧНЫЙ ДОКЛАД

об основных результатах научно-квалификационной работы (диссертации)

Автор работы: Леонтьев Е. В.
Научный руководитель: профессор,
Доктор технических наук Коротков А. С.

Санкт Петербург – 2019

Научно-квалификационная работа выполнена в ВШПФиКТ Института физики, нанотехнологий и телекоммуникаций федерального государственного автономного образовательного учреждения высшего образования «Санкт-Петербургский политехнический университет Петра Великого»

Директор ВШПФиКТ: – *Величко Елена Николаевна* –
к. т. н., доцент

Научный руководитель: – *Коротков Александр
Станиславович* – д. т. н.,
профессор

Рецензент: – *Мельников Анатолий
Алексеевич*–
кандидат технических наук
Ведущий научный сотрудник,
ООО «СТЦ»

С научным докладом можно ознакомиться в библиотеке ФГАОУ ВО «Санкт-Петербургский политехнический университет Петра Великого» и на сайте Электронной библиотеки СПбПУ по адресу: <http://elib.spbstu.ru>

СОДЕРЖАНИЕ

Введение	3
Актуальность диссертации	4
Значение пик-фактора и требования к линейности сигнала в действующих стандартах связи	4
Обзор методик эффективного усиления сигнала с пик-фактором.....	5
LINC-архитектура	5
Усилитель Догерти.....	7
Усилитель с отслеживанием огибающей.....	7
Методика внесений RF предискажений.....	8
Выбор объекта научного исследования.....	9
Усилитель Догерти.....	10
Полупроводниковые технологии для УМ.....	10
Современное представление о проектировании УМ.....	11
Методика проектирования усилителя Догерти.....	12
Широкополосный усилитель Догерти	15
Синтез усилителя Догерти.....	18
Анализ температурного режима усилителя Догерти	18
Синтез выходной согласующей цепи усилителя Догерти	19
Результаты измерений.....	21
Заключение.....	22
Список литературы:.....	22

Введение

Актуальность диссертации

Работа телекоммуникационных систем, радиолокационных станций, систем навигации или радиочастотной идентификации, требует излучения сигнала различной амплитуды. Усилителем мощности (УМ) называют элемент, стоящий последний в каскаде усиления передатчика. Именно он формирует требуемую амплитуду сигнала, подаваемую на антенну. УМ является главным потребителем энергии от источника питания во многих приложениях, поэтому институты многих стран изучают способы увеличения КПД усилителей мощности, не ухудшая при этом его линейные свойства.

В эпоху широкого использования портативных устройств развитие беспроводной связи требует увеличения пропускной способности и спектральной эффективности канала связи при сохранении или уменьшении потребляемой энергии от аккумулятора. Улучшение спектральной эффективности, достигается использованием сложных видов манипуляций, что отражается на пик-факторе (PAR) передаваемого сигнала. Передача сигнала с высоким пик-фактором приводит к необходимости развития схемотехники и методик синтеза УМ, обеспечивающих высокий КПД системы, как при пиковом уровне сигнала, так и при его средней мощности. Актуальна реализация усилителей с различной выходной мощностью, рабочим диапазоном частот, размещенных, как на стороне клиента (смартфон, компьютер или IoT), так и на стороне сервера (базовые станции, точки доступа и т. п.).

Использование сигналов с высокой спектральной эффективностью в современных телекоммуникационных системах, определяет также более жесткие требования к линейности сигнала. Для получения высокого КПД усилитель мощности работает вблизи компрессии коэффициента усиления, когда проявляются его нелинейные свойства, поэтому на данный момент актуально исследование способов линеаризации УМ, позволяющих совместно с эффективным усилением сигнала получить малые нелинейные искажения.

Значение пик-фактора и требования к линейности сигнала в действующих стандартах связи

К широко используемым беспроводным технологиям можно отнести: W-CDMA, LTE, Wi-Fi, WiMAX, DVB, DRM и т. д. Большинство из них для увеличения помехоустойчивости приема используют ортогональное частотное уплотнение. Пик-фактор OFDM-сигналов определяется интерференцией поднесущих и может быть уменьшен на несколько децибел при использовании алгоритмов: частично передаваемой последовательности (PTS), выборочного отображения (SLM), резервирования поднесущих (RT) и т.д. [1], но его значение продолжает оставаться большим (10 dB и более). Такая величина пик-фактора актуальна и для перспективных стандартов таких как: мобильная связь 5-го поколения (5G), IEEE 802.11ay [2] и другие.

Нелинейные искажения УМ являются причиной появления продуктов интермодуляции у многотонального сигнала. Данный нелинейный эффект приводит к увеличению амплитуды вектора ошибки (EVM), как самого сигнала, так и сигналов в соседних каналах. Также интермодуляция вызывает появление паразитного излучения на частотах кратных несущей ($2f_c$, $3f_c$, ..., Kf_c , где f_c – частота несущего колебания, K - целое число). Если кратные частоты часто лежат за пределами рабочих частот передатчика и могут быть подавлены, к примеру, фильтром, то продукты интермодуляции 3-го порядка лежат вблизи сигнала и приводят к появлению излучения в соседних каналах работы

системы. Для оценки паразитного излучения применяется характеристика ACLR, которая показывает отношение мощности излучения на центральной частоте в соседнем канале к мощности на центральной частоте полезного сигнала. Действующие стандарты связи имеют следующие требования к ACLR:

Таблица 1.1. ACLR типовых телекоммуникационных стандартов

Стандарт	ACLR ₁ , dBc	ACLR ₂ , dBc	Ссылка на источник
W-CDMA	-45	-50	[3]
LTE	-50	-60	[4]
IEEE 802.11ac	-36	-48	[4]
IEEE 802.16e	-30	-44	[5]
DVB-T2	-42	-64	[6]

где ACLR₁ (adjustable channel) отношение мощности в соседнем канале, сдвинутом от центральной частоты сигнала на одну полосу занимаемых каналом частот, а ACLR₂ (alternative channel) показывает отношение мощности в канале, который сдвинут от полезного сигнала на две полосы занимаемых каналом частот (Рис.1).

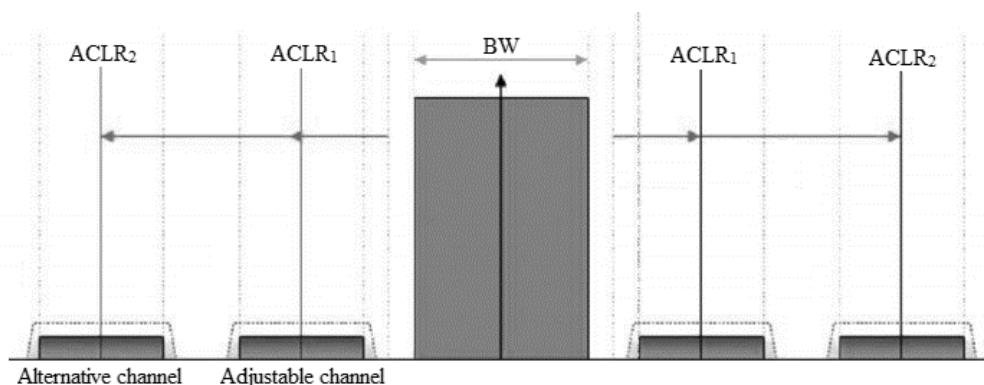


Рис.1 – ACLR сигнала

К стандартам мобильной связи (W-CDMA, LTE) предъявляются самые жесткие требования по линейности УМ. Для данных задач актуально проектирование УМ эффективно усиливающих сигнал с пик-фактором 10dB и обеспечивающих $ACLR > -50$ dBc.

Обзор методик эффективного усиления сигнала с пик-фактором

УМ максимально эффективно усиливает мощность вблизи компрессии коэффициента усиления. Средняя мощность сигнала находится от точки максимальной эффективности на величину пик-фактора сигнала и усиливается с меньшей эффективностью. Так если максимальная эффективность УМ класса АВ может быть, к примеру, 50% то эффективность при средней мощности может падать до 10% и более. Далее рассмотрим способы увеличения эффективности УМ при средней мощности сигнала.

LINC-архитектура

В 1935 году Н. Chireix предложил преобразовать сигнал с амплитудной модуляцией (используемый в телевещании) в сигнал частота которого будет изменяться по закону огибающей. Полученный частотно-модулированный сигнал имеет главное преимущество

ни сколько в том, что не имеет пик-фактора, а в том, что в каждый момент времени определяется только одной гармонической составляющей. В результате прохождения такого сигнала через нелинейную передаточную функцию усилителя не возникает продуктов интермодуляции. Таким образом, архитектура Chirex позволяет избежать компромисса между линейностью и КПД и использовать высокоэффективные УМ, к примеру, усилитель класса F. Данную идею D.C. Cox в 1974 году предложил использовать в передатчиках беспроводной связи, архитектура которых получили название LINC [7]. Он показал, что данную концепцию можно применять как для амплитудно-, так и для фазомодулированного сигнала, что дало толчок к интенсивному изучению LINC-архитектуры передатчиков.

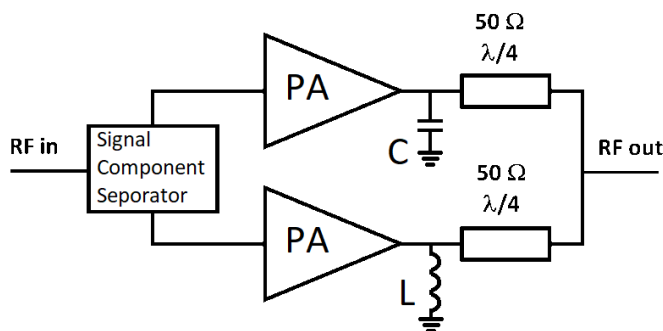


Рис.2 – LINC-архитектура

Разработка линейных усилителей на нелинейных компонентах актуальна во многих приложениях, однако широкое применение на практике затруднено сложностью решения некоторых задач [8]:

- 1) Точность АМ-РМ преобразования
- 2) Проблема идентичности трактов УМ
- 3) Задача эффективного комбинирования усиленных составляющих

Для увеличения точности преобразования исходного сигнала в частотно-модулированный наиболее предпочтительно совершать его в цифровой части передатчика, что в свою очередь увеличивает требования к: частоте дискретизации ЦАП, параметрам смесителей, фильтров и других элементов передатчика.

Проблема сохранения баланса амплитуд и фаз между трактами УМ еще по мнению D. C. Cox являлась одной из ключевых проблем LINC. Данная архитектура требует автоматической коррекции несоответствия УМ и других компонентов входящих в каждое плечо системы.

H. Chireix в своих работах предложил два схемотехнических решения для корректного сложения и восстановления огибающей входного сигнала (развязанный и не развязанный мост) [8]. Только в идеальном случае можно сложить сигнал без потерь и с полным восстановлением огибающей. В реальном случае сигнал складывается с затуханием и с разбалансом фаз и амплитуд, в результате чего ухудшается КПД и появляются искажения. Ухудшение эффективности и линейности LINC становится более заметна с ростом рабочего диапазона частот, так как увеличивается влияние разброса параметров компонентов и паразитных эффектов в схемах мостов [9].

Таким образом, LINC-архитектура является структурой, которая требует сложной реализации для перспективных частотных диапазонов, включающая коррекцию

характеристик плеч в цифровой области передатчика, а также строгий учет паразитных параметров УМ и схемы выходного моста. Жесткие требования к компонентам системы отражаются на стоимости архитектуры. Удвоение числа многих элементов тракта для каждого плеча увеличивает ее размеры, а задействование блоков ЦОС и элементов цифровой коррекции трактов LINC приводит к уменьшению энергоэффективности системы при создании усилителей малой и средней мощности.

Усилитель Догерти

W. B. Doherty в 1936г. разработал схемотехническое решение (Рис.3), состоящее из главного усилителя (в зарубежной литературе - Main PA или Carrier PA), который эффективно усиливает сигнал при его средней мощности, и вспомогательного УМ (Aux. PA или Peaking PA), который работает в классе С и начинает усиливать сигнал после насыщения Carrier PA.

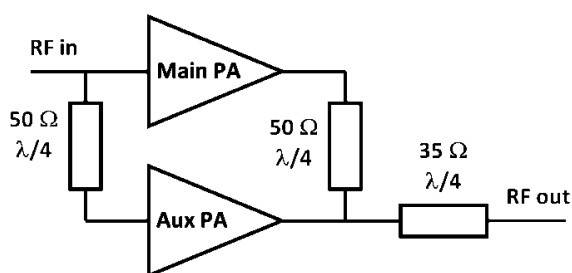


Рис.3 – Схема Догерти

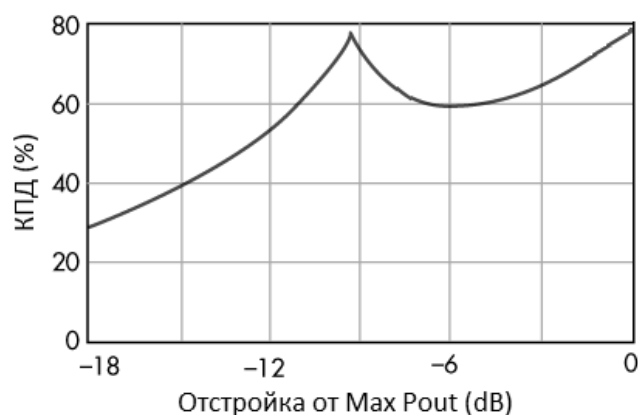


Рис.4 – Зависимость КПД от Pout

W. B. Doherty для сложения мощности предложил использовать четвертьволновый трансформатор, который осуществляет модуляцию нагрузки Main PA при изменении выходного сопротивления Aux. PA [10].

Так как главный УМ всегда работает при максимальной выходной мощности, сигнал испытывает высокие нелинейные искажения, они являются основным недостатком данной архитектуры. На сегодняшний день методики синтеза усилителя Догерти получили высокую актуальность, так как главную проблему успешно удастся решить при использовании цифровых алгоритмов внесения предсказаний.

Усилитель с отслеживанием огибающей

В усилителе класса А максимальная мощность в линейном режиме [11] может быть предсказана по формуле:

$$P_L = \left(\frac{1}{2} V_{DS}\right)^2 / R_L \quad (1)$$

где V_{DS} – напряжение сток-исток (напряжение питания), R_L – активное сопротивление нагрузки.

Максимальный КПД усилителя достигается при максимальной мощности на выходе, которая в свою очередь зависит от напряжения питания (формула 1). Предположим, что сигнал с пик-фактором в определенный момент времени имеет среднюю мощность, то

энергоэффективно уменьшить напряжение питания до того значения, когда выходная мощность будет максимальна для данного V_{DS} . А если сигнал будет иметь пиковое значение, требуется поднять V_{DS} для того, чтобы максимальная выходная мощность возросла на величину пик-фактора [12].

Данная концепция заложена в усилитель с отслеживанием огибающей (envelope tracking, ET) (Рис. 5), который состоит из детектора огибающей (envelop detector) и усилителя огибающей (Env. Amplifier), формирующего на выходе требуемый диапазон изменения V_{DS} .

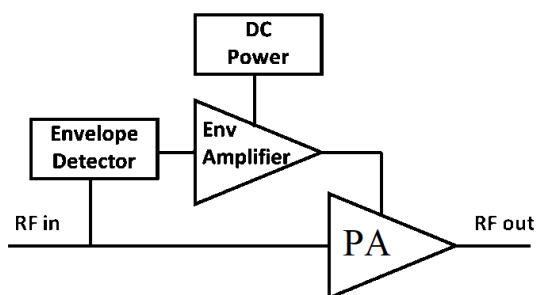


Рис.5 – Усилитель с отслеживанием огибающей

Применение ET позволяет использовать один усилитель в отличие от архитектуры Догерти и особенно LINC, что актуально для задач, где компактность системы стоит на первых местах. Однако, эффективность ET складывается из КПД усилителя мощности и усилителя огибающей, поэтому ET даст меньший КПД чем архитектура Догерти. Так же с ростом выходной мощности $P_{out\ avg.} = 20\text{Вт}$ приходится применять дискретные компоненты большого размера в усилителе огибающей, и архитектура ET становится соизмерима по размерам с архитектурой Догерти. Усилитель с отслеживанием огибающей нашел широкое применение в задачах эффективного усиления сигналов с пик-фактором малой мощности, так как в таких задачах возможно разместить систему в одном корпусе.

Методика внесения RF предискажений

Рост пропускной способности канала связи в современных и перспективных стандартах беспроводной передачи данных делает актуальным проектирование систем с полосой сигнала несколько сотен МГц, что отражается на сложности реализации алгоритмов внесения предискажений.

На сегодняшний день большая часть работ уделена развитию методики внесения цифровых предискажений (Digital Pre-Distortion, DPD), так как проста в реализации при использовании программируемой логики. Однако для применения DPD требуется использовать ЦАП, который конвертирует в аналоговую форму не только полезный, но и предискажающий сигнал. Поэтому в DPD требуется использовать ЦАП, позволяющий преобразовывать сигнал с полосой в 5 раз больше, чем полоса полезного сигнала, данное обстоятельство ужесточает требования к элементам передающего тракта, что отражается на стоимости изделия [13]. Данный недостаток DPD можно обойти путем переноса системы пред-искажений в RF область (RFPD) (Рис.6).

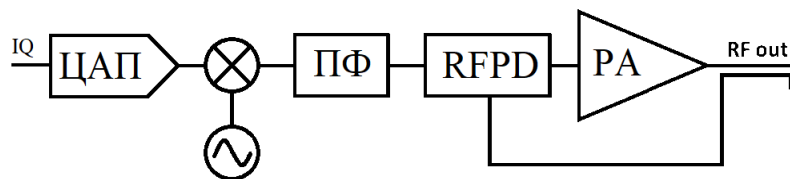


Рис.6 – RF предискажения

Применение RFPD позволит синхронизировать ЦАП и другие компоненты приемника на нормальной тактовой частоте, вследствие чего уменьшается потребляемая мощность системы. Поэтому применение RFPD, также более энергоэффективнее чем DPD [13]. Технология RFPD позволяет разместить систему в один блок в отличие от DPD, где требуются дополнительные элементы для коммутации с ПЛИС. Разработка новых методов повышения пропускной способности, точности и производительности алгоритмов RF предискажений сигнала малоизучена на данный момент, ее применение позволит уменьшить потребляемую мощность, размеры и стоимость изделия.

Выбор объекта научного исследования

Архитектура LINC и усилитель Догерти на данный момент являются основными решениями для усиления сигнала средней и высокой мощности. Первая архитектура позволяет получить наилучшие характеристики для сигналов С-диапазона частот и ниже. Для перспективных частотных диапазонов, к примеру 5G (6, 28 ГГц), разработчикам LINC не удастся решить актуальные проблемы данной архитектуры. Также LINC архитектура, требует применения удвоенного числа компонент передающего тракта, что отражается на размерах и стоимости модуля. Поэтому для задач, где важно получить высокую мощность при малых размерах и стоимости модуля наиболее предпочтительно использовать архитектуру Догерти.

Усилитель Догерти лишен недостатка технологии Chireix. Основным минусом архитектуры Догерти является высокая нелинейность, поэтому совместно с усилителем Догерти необходимо применение алгоритмов предискажений. На данный момент широко применяемая методика цифровых предискажений, требует использования большого числа элементов, что отражается на ее размерах, поэтому актуальна разработка малогабаритных модулей, таких как RFPD.

Объектом исследования данной работы является усилитель Догерти эффективно усиливающий сигнал с $PAR > 10dB$, и технология RFPD позволяющая получить ACLR выходного сигнала меньше $-50dBc$.

Усилитель Догерти

В данной главе будут рассмотрены тенденции развития схемотехники усилителя мощности по схеме Догерти. Первая часть посвящена полупроводниковым технологиям в данной отрасли. Далее вводятся основные термины и описывается теория проектирования усилителей мощности различных классов. В последующих частях описана методика проектирования усилителей мощности по схеме Догерти с применением изложенной теоретической базы.

Полупроводниковые технологии для УМ

Передовыми технологиями изготовления усилителей мощности являются LDMOS- и GaN-технологии. Пробивное напряжение V_{BR} в LDMOS-транзисторах может превышать 120 В, что позволяет использовать высокие напряжения питания (50 В и более), а частота единичного усиления f_T достигает 15 ГГц, что делает возможным получение приемлемого коэффициента усиления, КПД и выходной мощности до С-диапазона частот. На рисунке 7 показаны КПД и выходная мощность в зависимости от частоты для LDMOS-транзистора GEN9 компании Ampleon [14].

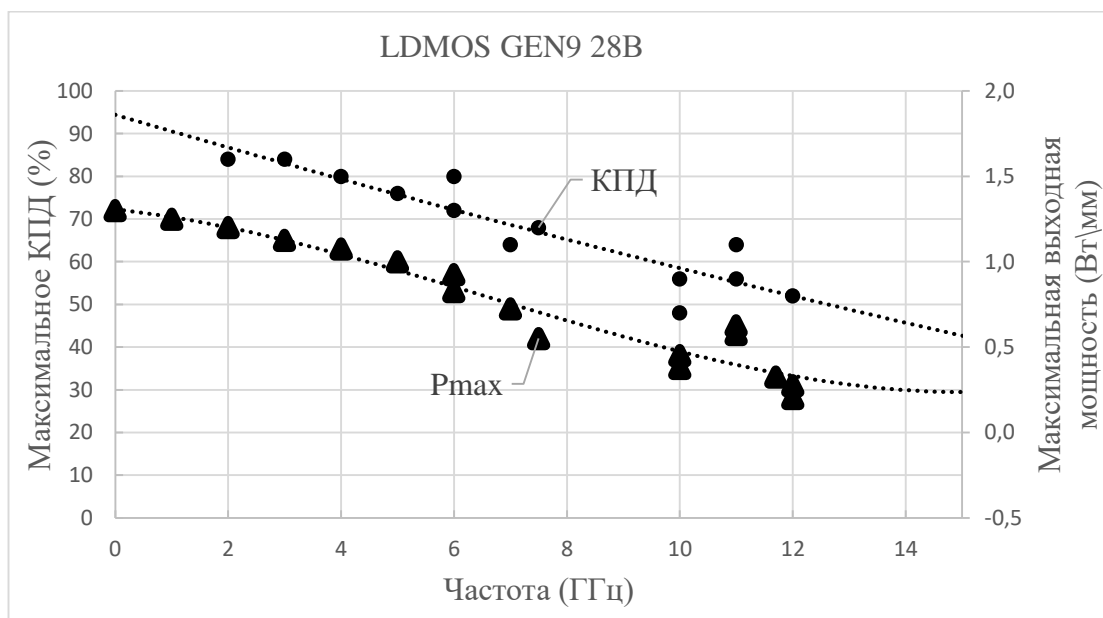


Рис. 7 – Параметры LDMOS-транзисторов компании Ampleon

Кремниевая технология сохраняет первое место по минимальной стоимости микросхем, однако для полного применения в СВЧ- и КВЧ-диапазонах кремний уступает по своим параметрам полупроводникам группы A_3B_5 (GaAs и GaN). Ширина запрещенной зоны GaN составляет 3.49 эВ, это сравнительно выше, чем у GaAs (1.42 эВ), поэтому GaN выдерживает большие электрические поля. Высокая подвижность электронов в канале и, как следствие, высокая f_T достигаются использованием гетероперехода AlGaIn/GaN. GaN-технология на данный момент является самой перспективной в данной отрасли. На рисунке 2 приведены максимальные рабочие частоты и напряжения питания линейки GaN-транзисторов компании Qorvo [15].

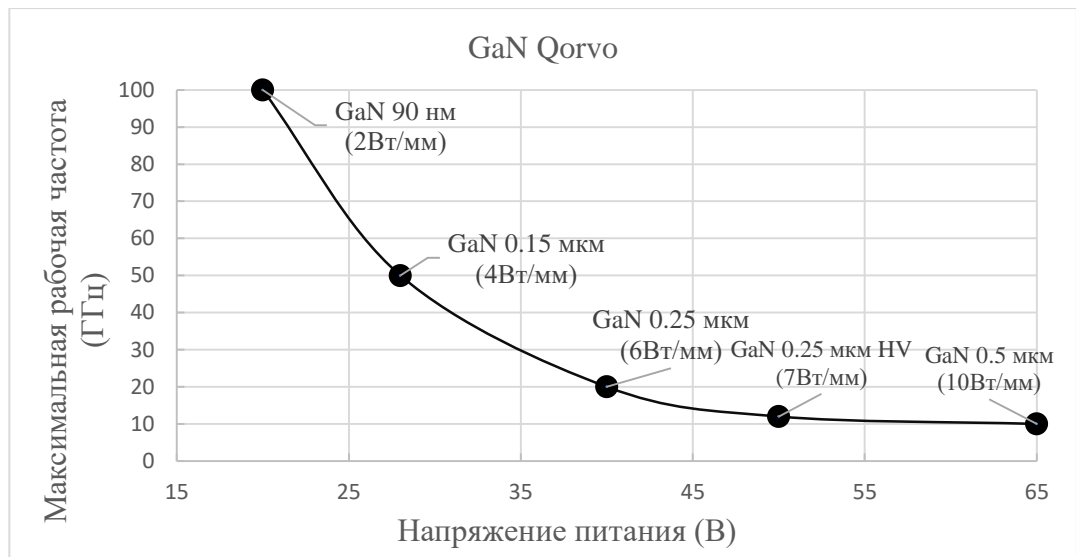


Рис. 8 – GaN-транзисторы компании Qorvo

Таким образом, LDMOS применяется в современных системах связи до 4-6 ГГц и выигрывает по стоимости. Более дорогая, но перспективная технология GaN позволяет получать высокие характеристики в миллиметровой области спектра.

Современное представление о проектировании УМ

В основе двух полупроводниковых технологий лежит полевой транзистор. Упрощенное представление полевого транзистора в режиме малого сигнала изображено на рисунке 9.

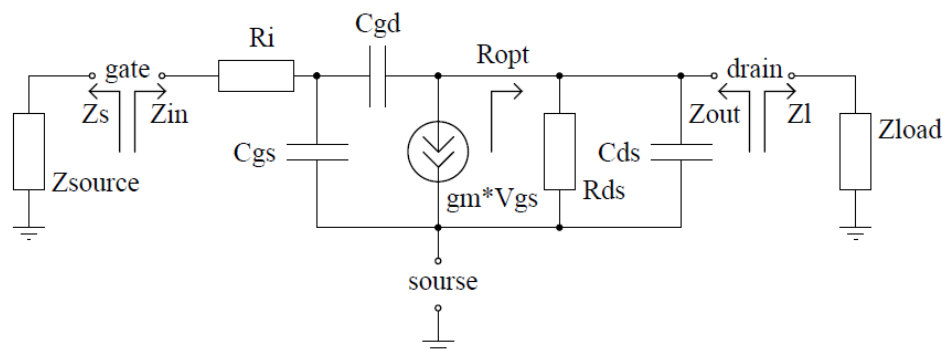


Рисунок 9 – Эквивалентная модель полевого транзистора

Для решения задачи проектирования линейного усилителя производится комплексно-сопряженное согласование по входу ($Z_s = \overline{Z_{in}}$) и выходу ($Z_l = \overline{Z_{out}}$) и расчет цепей, трансформирующих импеданс (Z_{source} и Z_{load}) в сопротивление тракта радиочастотного устройства, обычно 50 Ом. В данном подходе решается задача обеспечения минимального КСВН на входе и выходе усилителя, что отражается на высоком коэффициенте усиления.

При проектировании линейного усилителя используются S-матрица рассеяния:

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix}$$

где $a_{1,2}$ и $b_{1,2}$ – соответственно, падающие и отраженные от первого и второго портов волны.

$a_{1,2}$ и $b_{1,2}$ могут быть также представлены через амплитуды напряжений подающей ($U_{пад}$) и отраженной ($U_{отр}$) волн (при условии, что Z_{source} и Z_{load} равны 50 Ом).

$$\begin{aligned}
 a_1 &= U_{\text{пад1}}/\sqrt{Z_{in}} & b_1 &= U_{\text{отр1}}/\sqrt{Z_{in}} \\
 a_2 &= U_{\text{пад2}}/\sqrt{Z_{out}} & b_2 &= U_{\text{отр2}}/\sqrt{Z_{out}}
 \end{aligned}
 \tag{2}$$

S_{11} и S_{22} выраженные в dB являются аналогом КСВН и определяют степень отражения волны от двухполюсника. S_{21} (dB) определяет передаточную характеристику усилителя.

Для решения задачи согласования линейного усилителя требуется обеспечить наилучшее согласование с трактом 50 Ом (S_{11} и S_{22} должен быть минимальны). Типичное значение S_{11} и S_{22} должно быть меньше минус 15 dB.

Но при проектировании усилителя мощности важно получить максимальную выходную мощность и КПД, а требование к КСВН задается менее строго. В работах [16,17] показано, что для получения максимальной мощности требуется нагрузить ИТУН на сопротивление R_{opt} (Рисунок 9). Для усилителя класса А максимальная мощность достигается с использованием следующего соотношения [16]:

$$R_{opt} = \frac{V_{ds}}{1/2 I_{ds}}
 \tag{3}$$

Для УМ расчет Z_{load} строится на обеспечении нагрузки ИТУН на R_{opt} . На практике всегда существует некоторое отклонение Z_{load} от оптимального значения. Для определения, на сколько уменьшится максимальная мощность при отстройке, используется методика построения *Load-Pull* контуров, показывающая, как точно надо согласовать транзистор для обеспечения требуемой выходной мощности. Методика построения контуров применима не только для максимальной выходной мощности, но и для КПД, АСРР или коэффициента шума. Для последнего ведется поиск оптимального входного сопротивления [18].

Методика проектирования усилителя Догерти

В данном разделе будет подробно изложена методика проектирования усилителя по схеме Догерти согласно технике оптимального согласования УМ. Современные усилители реализуются по данной архитектуре с применением ряда улучшений. Далее будет рассмотрена история развития схемотехники усилителя.

В основе своей архитектуры W. V. Doherty заложил два идентичных усилителя работающих в разных классах.

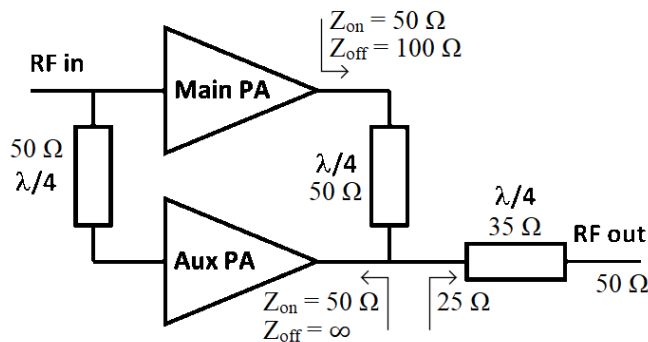


Рис. 10 – Архитектура Догерти

Изложенная им теория, построенная на модуляции нагрузки, предполагала, что ИТУН вспомогательного усилителя в режиме малой мощности будет отключен ($Z_{off} = \infty$) и, как

следствие, главный усилитель будет нагружен на сопротивление 100 Ом (Рисунок 10). Предполагается, что главный и вспомогательные усилители имеют выходную согласующую цепь, рассчитанную на оптимальное согласование 50 Ом с R_{opt} ИТУН. Поэтому при нагрузке согласующей цепи на 100 Ом ИТУН будет нагружен на $2 R_{opt}$, что приведет к уменьшению выходной мощности в 2 раза. И наоборот, если главный и вспомогательный усилитель идентичны, то максимальная мощность усилителя Догерти будет в два раза больше, чем мощность каждого усилителя отдельно. Архитектура усилителя Догерти с двумя идентичными по структуре и выходной мощностью усилителями называется симметричной, а отстройка между максимальными значениями КПД находится на расстоянии 6 dB (от $P_{max}/2$ до $2 P_{max}$).

Для увеличения отстройки более чем на 6 dB возможно применение несимметричной архитектуры Догерти, когда выходная мощность вспомогательного усилителя в 2 раза больше, чем у главного. Такое решение позволяет увеличить значение отстройки до 9dB, что подходит для эффективного усиления современных сигналов с $PAR > 10dB$. На рисунках 11 и 12 изображено сравнение симметричной и несимметричной архитектуры Догерти.

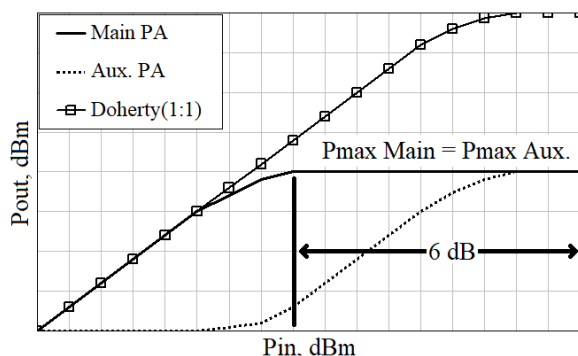


Рис. 11 – Симметричная структура (Догерти 1:1)

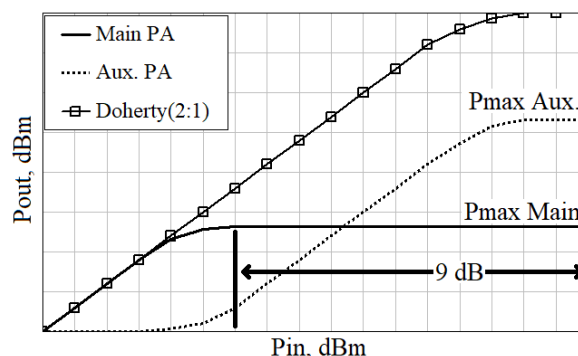


Рис. 12 – Несимметричная структура (Догерти 1:2)

Дальнейшее увеличение выходной мощности вспомогательного усилителя для 2-Way Doherty (1:2) приводит к уменьшению теоретически возможного КПД в области отстройки до значения менее 60% (Рисунок 13). Для уменьшения данного эффекта применяются архитектуры с двумя вспомогательными усилителями (3-Way Doherty), дающими еще один пик в зависимости КПД от выходной мощности [19].

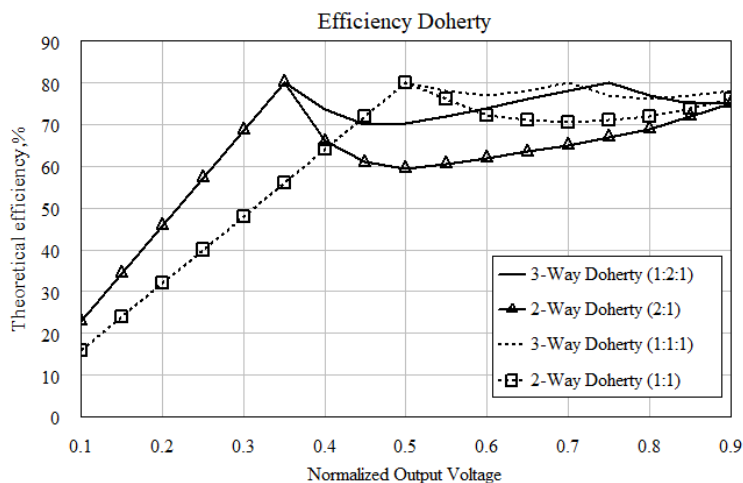


Рис. 13 – Теоретически возможное КПД различных архитектур усилителя Догерти.

Далее рассмотрим архитектуру, включая цепи согласования главного и вспомогательного усилителя.

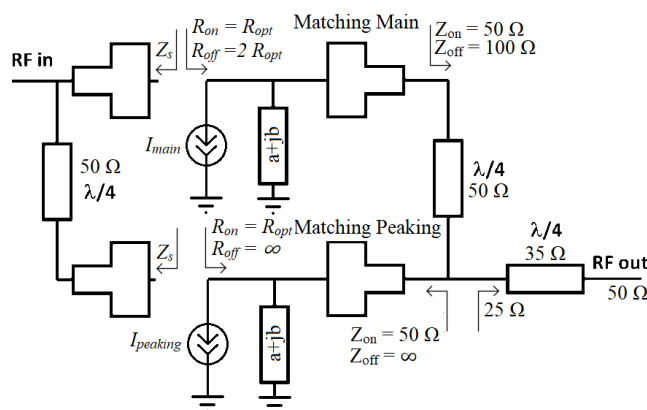


Рис. 14 – Архитектура усилителя Догерти с учетом согласующих элементов.

На рисунке 14 импеданс $a+jb$ включает в себя паразитные элементы самого транзистора (C_{ds} , R_{ds} и т. п.), также составляющие корпуса, к примеру, индуктивность разварки.

Для корректной работы усилителя следует, что согласующая цепь вспомогательного усилителя должна преобразовывать 50 Ом в оптимальное сопротивление R_{opt} для получения максимальной выходной мощности. А при малом сигнале, когда ИТУН выключен, нагрузка на выходе согласующей цепи должна быть также бесконечно большой ($Z_{off} = \infty$). В реальной схеме при отключенном ИТУН вспомогательного усилителя продолжают вносить свое влияние реактивные составляющие как самого транзистора, так и корпуса. В интегральном исполнении усилителя Догерти реактивная составляющая выходного сопротивления определяется C_{ds} и может быть скомпенсирована параллельной индуктивностью для подачи питания. Однако для задач получения выходной мощности с усилителя Догерти несколько десятков и сотен Ватт применяются усилители в отдельном корпусе. Данное решение позволяет отвести от большой активной области транзистора высокую рассеиваемую мощность. В таком решении компенсация емкости транзистора параллельной индуктивностью невозможна, так как влияние корпуса приводит к значительному изменению выходного импеданса усилителя.

Для реализации архитектуры Догерти на усилителях в отдельном корпусе используются линии сдвига (*offset line technique*) [20]. Микрополосковая линия в данной методике имеет характеристическое сопротивление 50 Ом и не влияет на согласование, когда вспомогательный усилитель должен быть нагружен на R_{opt} . Но в режиме малого сигнала, микрополосковая линия добавляет фазовый сдвиг для получения максимального выходного сопротивления. На рисунках 15, 16 показан функционал двух методик. В точках (a_{on}) приведено комплексное сопротивление для оптимального согласования усилителя. В режиме, когда ИТУН отключен, данное сопротивление изменяет расположение на диаграмме Смита (a_{off}). На рисунке 10 видно, что согласующая схема не позволяет получить высокого сопротивления на выходе при отключенном ИТУН ($b_{off} \neq \infty$). Линия сдвига поворачивает комплексное сопротивление b_{off} на угол θ_p таким образом, чтобы сопротивление c_{off} стало максимальным.

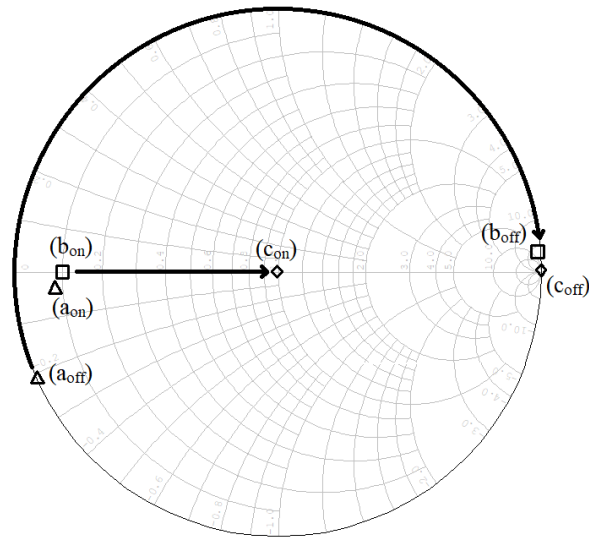
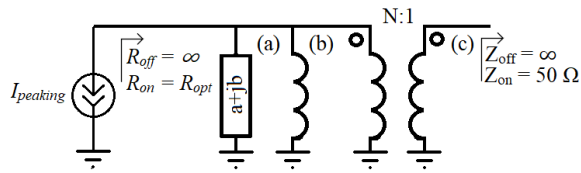


Рис. 15 – Согласование при помощи параллельной индуктивности

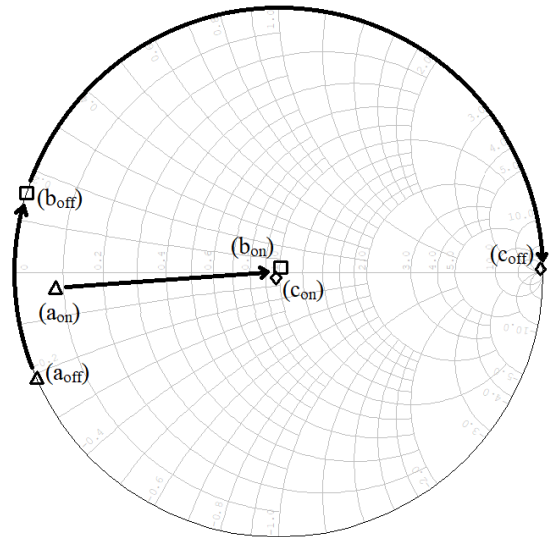
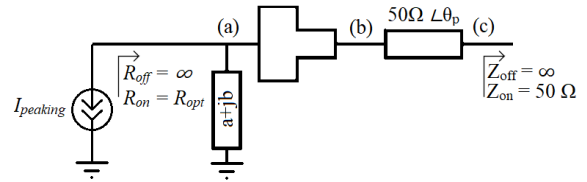


Рис. 16 – Offset line technique

Когда согласующая схема вспомогательного усилителя имеет высокую емкостную составляющую (b_{off} находится в нижней части диаграммы Смита), следует, что $\theta_p > 90^\circ$. В таких задачах широко используется инверсная архитектура Догерти, когда главный и вспомогательный усилитель меняются местами. Тогда в угол θ_p добавляет 90° $\lambda/4$ -трансформатор, что делает архитектуру более компактной. Главный усилитель в инверсной архитектуре Догерти будет напрямую соединен с выходным $\lambda/4$ -трансформатором и нагружен на 25 Ом, когда ИТУН вспомогательного усилителя выключен.

Сейчас применение несимметричной архитектура Догерти, построенной с использованием, как одного, так и нескольких вспомогательных усилителей позволяет достичь высокой эффективности в усилении сигналов с $PAR > 10$ dB. Так же, широко применяется инверсная архитектура в силу компактной формы. В настоящее время разнообразие усилителей Догерти не ограничено изложенными методиками. Наиболее известные методики проектирования усилителя изложены в работе [21]. Все разновидности архитектур Догерти не будут рассмотрены в данной работе, автор приводит только те сведения, которые полезны для понимания способов увеличения рабочей полосы частот усилителя. Далее и будет рассмотрена концепции проектирования усилителя Догерти для широкополосных применений.

Широкополосный усилитель Догерти

Современные стандарты связи, к примеру мобильная связь (W-CDMA, LTE, 5G), используют каналы передачи данных в широком диапазоне частот. Исследование и синтез широкополосной архитектуры Догерти позволит создать универсальный усилитель, охватывающий большое число каналов передачи данных. Особенно это актуально для диапазона 1.6 – 3.5 ГГц [22].

На данный момент показывалась поэтапная разработка усилителя Догерти. То есть, сначала проектируются выходные согласующие схемы главного (OMN_C) и вспомогательного (OMN_P) усилителей, затем добавляются трансформирующие цепи. При поэтапном подходе не учитывается влияние согласующих и трансформирующих цепей между собой. Например, в режиме, когда главный и вспомогательный усилители излучают максимальную выходную мощность, влияние $\lambda/4$ -трансформатора, соединяющего главный и вспомогательный усилитель, приводит к изменению $R_{opt}(\omega)$ главного усилителя. В работе [23] показано, что данное влияние может быть скомпенсировано подстройкой OMN_C . Как следствие, этап разработки OMN_C для широкополосных применений должен происходить с учетом $\lambda/4$ -трансформатора. Выходной $\lambda/4$ -трансформатор, преобразующий 25 Ом в 50 Ом, так же имеет ограниченную полосу [24], ширина которой может быть увеличена при использовании многосекционной структуры (Multisection $\lambda/4$ -transformer) (рисунок 17).

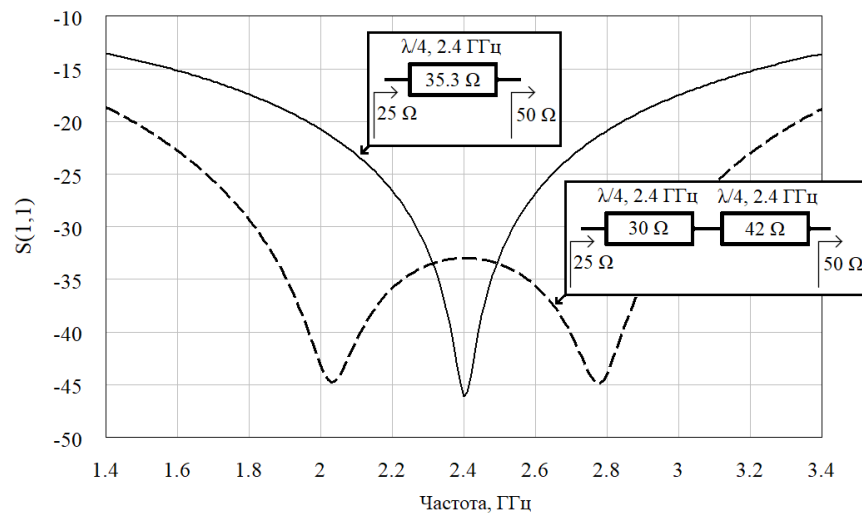


Рис. 17 – Зависимость $S(1,1)$ от частоты, для разных трансформаторов.

В режиме, когда ИТУН вспомогательного усилителя выключен, также требуется достичь высокого сопротивления c_{off} (рисунки 9, 10) во всем интервале рабочих частот. В частности, в работе [25] произведен анализ данной проблемы и показано, что при использовании параллельной индуктивности при согласовании вспомогательного усилителя (рисунок 15) выходное сопротивление c_{off} экспоненциально убывает при отстройке от частоты резонанса. Проясим и покажем решение данной проблемы на примере инверсной архитектуры Догерти (Рисунок 18).

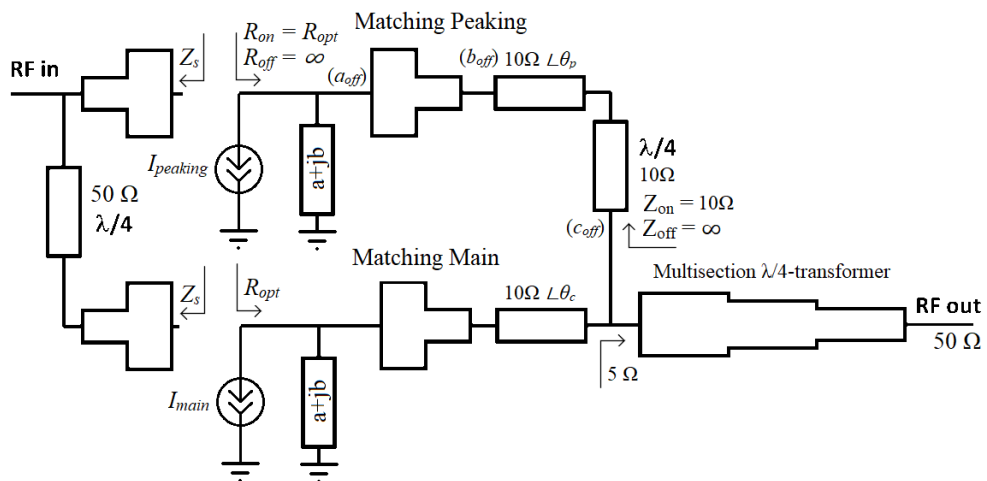


Рис. 18 – Широкополосная архитектура Догерти

Высокое сопротивление Z_{off} в точке c_{off} (рисунок 18), должно быть достаточным во всем диапазоне рабочих частот, чтобы не изменять импеданс главного усилителя. Для уменьшения требований к величине Z_{off} целесообразно подключить $\lambda/4$ -трансформатор к более низкоомной части выходной цепи главного усилителя. Данное решение изложено в работе [23] при разработке широкополосного усилитель Догерти для телевизионного вещания.

Также, на данный момент в работах [23, 27-29] предложены методики, описывающие взаимосвязь главного и вспомогательного усилителя. Данный подход позволяет анализировать всю выходную схему архитектуры Догерти как одно целое, что делает возможным применять алгоритмы оптимизации при решении изложенных выше проблем.

Архитектура Догерти	Диапазон рабочих частот	Разброс КПД при средней выходной мощности	Методика проектирования выходной цепи	Год публикации работы	Ссылка на источник
2-Way Inverted Doherty (1:1)	2.2-3 ГГц	30-50% (20%)	Real Frequency	2012	[23]
2-Way Inverted Doherty (1:1)	2.2-3.7 ГГц	45-53% (8%)	DT-SRFT	2018	[27]
2-Way Inverted Doherty (1:1)	1.6-3.5 ГГц	33-55% (22%)	Estimation Method	2018	[28]
2-Way Inverted Doherty (1:1)	1.5-2.4 ГГц	45.3-53.6% (8.3%)	Bayesian optimization	2017	[29]

Из анализа данных работ следует, что при разработке широкополосной архитектуры Догерти, КПД усилителя может варьироваться в пределах 10%, а при увеличении рабочей полосы частот, разброс КПД при средней мощности сигнала будет возрастать [28]. На данный момент актуально исследование причин данной проблемы.

Один из способов для улучшения параметров усилителя Догерти предложила компания *NXP Semiconductor*. Он заключается в амплитудно-фазовой коррекции главного и вспомогательного усилителя (Рисунок 19).

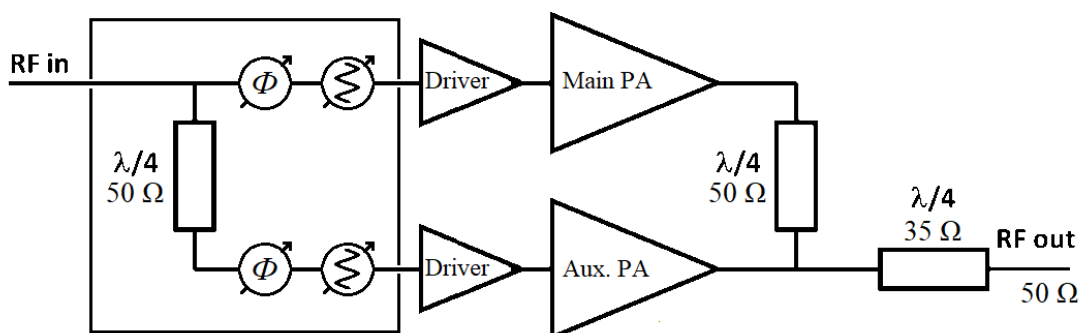


Рис. 19 – Амплитудно-фазовая коррекция параметров усилителя.

На данный момент в литературе не приводится теоретического обоснования данного метода. Как следствие, нет оценок на сколько точно и в каких диапазонах должна

варьироваться амплитуда и фаза входных сигналов для максимальной эффективности предложенного метода. Автором будут изучены причины появления разброса КПД при средней мощности сигнала в широкополосной архитектуре Догерти, а также проанализирована методика амплитудно-фазовой коррекции, как способ управления параметрами архитектуры Догерти.

Синтез усилителя Догерти

Из представленного обзора следует, что несимметричная структура усилителя Догерти является наиболее перспективной, так как позволит эффективно усиливать современный сигнал с $PAR > 9$ dB. Рассмотрим методику проектирования несимметричного усилителя на базе LDMOS-технологии компании *NXP Semiconductor* с выходной средней мощностью $P_{avg} = 10$ Вт. Интервал рабочих частот выбран 2.3-2.7 ГГц, который охватывает диапазоны LTE связи на центральных частотах: 2355, 2595, 2655 МГц.

Главный усилитель в несимметричной структуре должен работать в эффективном режиме при средней мощности 10 Вт, в то время как мощность вспомогательного усилителя должна быть в 2 раза больше, чем у главного. Точное определение требуемой максимальной выходной мощности главного и вспомогательного усилителя требует проведения расчета температурного режима работы.

Анализ температурного режима усилителя Догерти

Немаловажным этапом при проектировании УМ является приближенное определение рабочей температуры усилителя. Нагрев УМ сопровождается уменьшением выходной мощности усилителя, КПД, времени наработки на отказ (MTBF) и в конечном счете, приводит к выходу из строя УМ.

Типичное значение температурного коэффициента для УМ составляет 0.01 dB/°C [30], то есть при увеличении температуры активной области усилителя с 25 до 75 °C выходная мощность уменьшится на 0.5 dB. Для определения рабочей температуры транзистора используется модель Кука, которая описывает схожесть термо- и электродинамических законов между собой [31]. В данной методике введен термин теплового сопротивления (R_{th}), который и показывает на сколько изменится температура при прохождении определенной рассеиваемой мощности. Например, R_{jc} показывает изменение температуры канала активной области транзистора ($T_{junction}$) относительно температуры корпуса усилителя (T_{case}) при прохождении рассеиваемой мощности P_D :

$$R_{jc} = (T_{junction} - T_{case})/P_D \quad (4)$$

Принято так же производить расчет температуры транзистора относительно температуры радиатора ($T_{heat\ sink}$). Температура радиатора считается постоянной и равной 25 °C. Связующим компонентом между корпусом усилителя и радиатором является отладочная плата. При знании толщины подложки печатной платы ($T = 0.508$ мм) и фольги ($t = 0.018$ мм), диаметра переходных отверстий ($D = 0.3$ мм) и их количества ($N = 50$), вмещаемых под корпус, возможно рассчитать тепловое сопротивление R_{cs} [32]:

$$R_{CS} = \left[\left(\frac{T}{\pi \cdot N \cdot k(D \cdot t - t^2)} \right)^{-1} + \left(\frac{T}{\pi \cdot k(D \cdot t - t^2)} \right)^{-1} \right]^{-1} = 1.56^\circ\text{C}/\text{Вт} \quad (5)$$

где k – теплопроводность медной фольги 0.4 Вт/(мм°С). Величину R_{jc} и максимальную температуру активной области транзистора указывает производитель, они равны $2.2^\circ\text{C}/\text{Вт}$ и 225°C соответственно.

Таким образом, при КПД = 40% и средней мощности 10 Вт рассеиваемая мощность равна:

$$P_D = \left(\frac{P_{OUT} \cdot 100\%}{\text{КПД}} \right) - P_{OUT} = 15 \text{ Вт} \quad (6)$$

А предполагаемая температура активной области транзистора соответственно равна:

$$T_{junction} = P_D \cdot (R_{jc} + R_{CS}) + T_{heat\ sink} = 81.4 \text{ °C} \quad (7)$$

Это приведет к уменьшению выходной мощности на 0.6dB. Таким образом предполагается, что главный усилитель вблизи компрессии коэффициента усиления и высокой эффективности должен иметь выходную мощность не менее 40.6dBm и температуру 81.4°C.

Вспомогательный усилитель участвует только в усилении пиков сигнала. Согласно графику CCDF для сигнала стандарта LTE, пики, превышающие среднюю мощность на 3.65dB, встречаются менее 10% времени передачи сигнала [33]. Большую часть времени пиковый усилитель выключен или усиливает сигнал с малой мощностью, вследствие чего режим его работы можно считать импульсным, который не требует температурного анализа.

Синтез выходной согласующей цепи усилителя Догерти

Как говорилось ранее, методика оптимально согласования УМ является ключевым этапом синтеза усилителя мощности. Поэтому многие производители предоставляют разработчикам измеренные *Load-Pull* контура и нелинейные модели своих компонент.

Так для главного усилителя значение Z_{load} для получения максимального P_{out} и КПД приведены в таблице

Частота, ГГц	Z_{load} (Max. Pout), Ом	Z_{load} (Макс. КПД), Ом
2.3	9.6 – j12	18.2 – j10.7
2.4	10 – j11.7	16.7 – j7
2.5	10.5 – j11	15.3 – j5.1
2.6	10 – j10.6	12.3 – j3.6
2.7	8.3 – j10.5	9.7 – j5.8

Синтез OMNc произведен для печатной платы на подложке Rogers 4350B толщины 0.508мм.

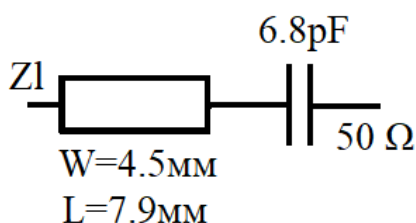


Рис. 20 –OMN главного усилителя

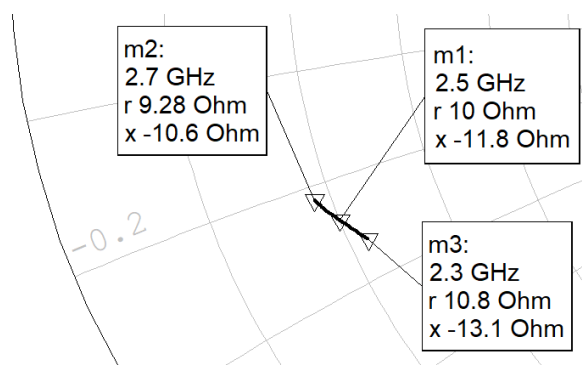


Рис. 21 –Zload главного усилителя

Согласование вспомогательного усилителя производится для следующей нагрузки:

Частота, ГГц	Z_{load} (Max. Pout), Ом	Z_{load} (Макс. КПД), Ом
2.3	$4.2 - j7.9$	$7.6 - j8.3$
2.4	$4.6 - j7.2$	$8.2 - j5.7$
2.5	$4.8 - j7.4$	$7.3 - j4.5$
2.6	$4.6 - j7.3$	$6.35 - j5$
2.7	$4.2 - j7.5$	$5.1 - j5$

Результаты синтеза выходной согласующей цепи вспомогательного усилителя представлены на следующих рисунках:

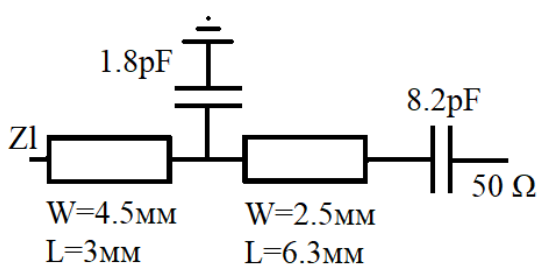


Рис. 22 –OMN вспомогательного усилителя

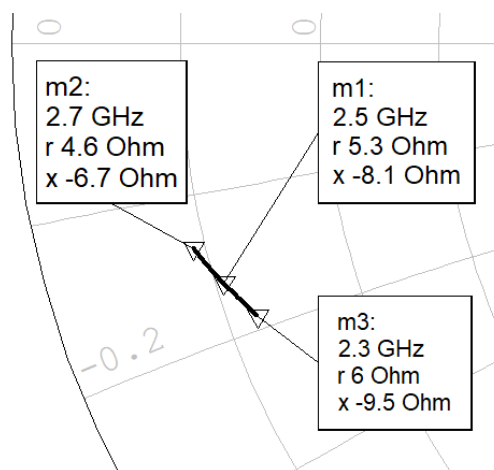


Рис. 23 – Z_{load} вспомогательного усилителя

В режиме, когда ИТУН вспомогательного усилителя выключен $Z_{l(off)} = \infty - j7.4$ Ом.

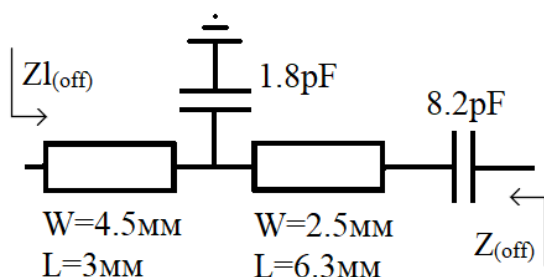


Рис. 24 –OMN вспомогательного усилителя

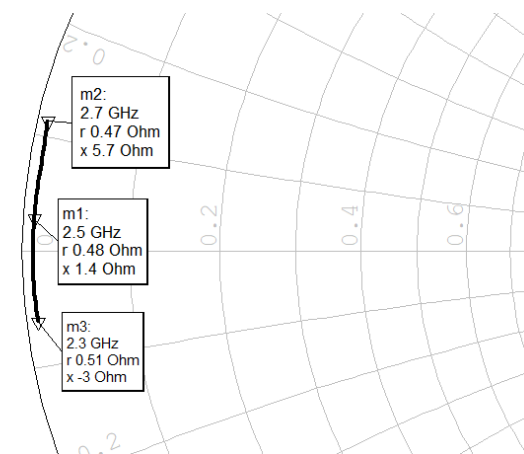


Рис. 25 – $Z_{(off)}$ вспомогательного усилителя

При проектировании архитектуры Догерти сопротивление $Z_{(off)}$ должно быть ∞ . Для преобразования данного сопротивление из малого (рис. 25) в ∞ потребовалось бы реализовать линию задержки длины $\lambda/4$, вследствие чего выходная схема усилителя Догерти станет громоздкой. Поэтому использование инверсной архитектуры Догерти в данной задаче более предпочтительно. Причем $Z_{(off)}$ практически не имеет реактивной составляющей и дополнительные линии задержки согласно *offset line technique* не нужны.

Конечная схема инверсной архитектуры Догерти представлена на рисунке:

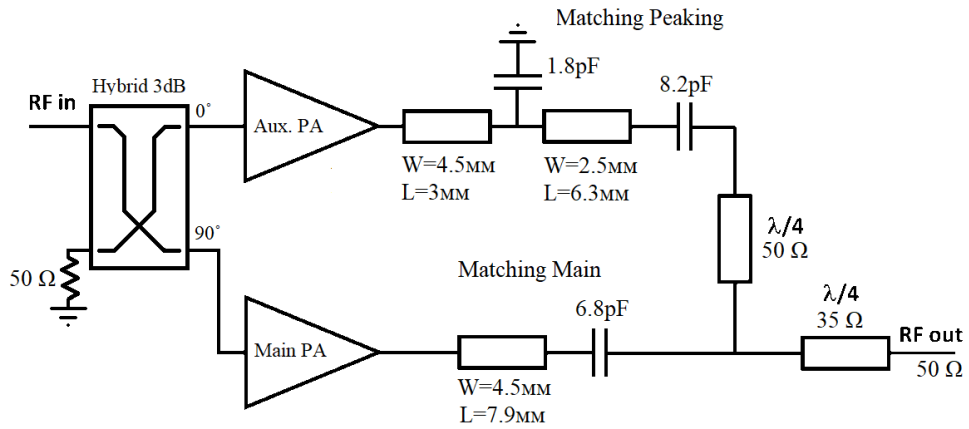


Рис. 26 – Инверсный усилитель Догерти

Результаты измерений

Полученное схемотехническое решение было реализовано в отладочной плате на подложке Rogers 4350В толщиной 0.508мм. Далее представлены результаты измерения усилителя Догерти в малосигнальном режиме.

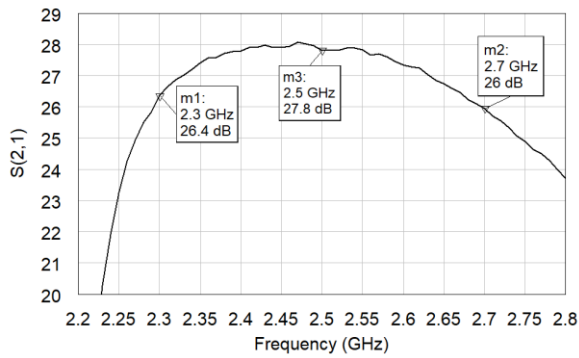


Рис. 27 – S(2,1) усилителя Догерти

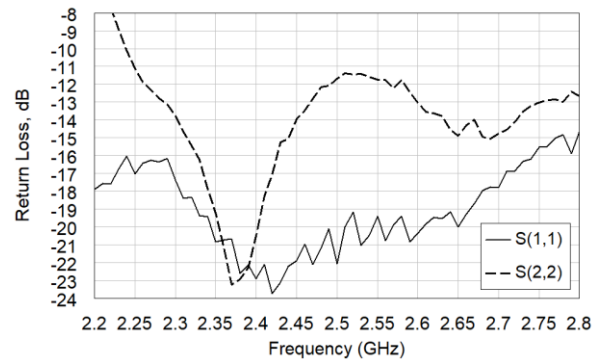


Рис. 28 – Возвратные потери усилителя Догерти

Неравномерность коэффициента усиления в режиме малого сигнала составляет 1.8dB.

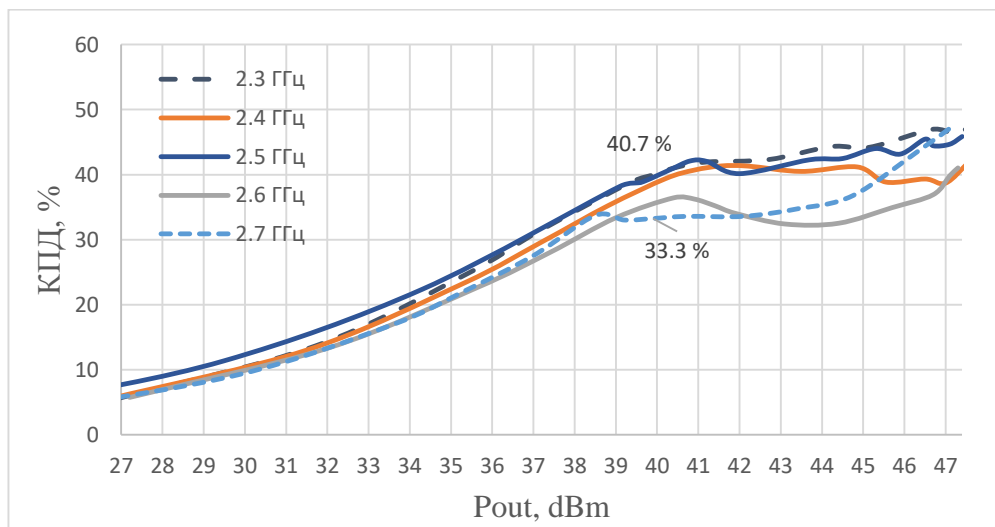


Рис. 29 – Зависимость КПД от выходной мощности.

Как видно из рисунка 29 при средней мощности выходного сигнала 40dBm неравномерность КПД составляет 7.4 %.

Заключение

Усилитель Догерти является предпочтительной архитектурой для задач эффективного усиления современных сигналов высокой мощности. Недостаток архитектуры Догерти заключается в высоких нелинейных искажениях. Для решения данной проблемы автором предложено уделить внимание системе RF преобразования, которая уменьшает требования к ЦАП передатчика.

В работе выявлены нерешенные проблемы при синтезе усилителя Догерти. При создании широкополосной архитектуры актуально исследование способов увеличения КПД при средней мощности сигнала во всем интервале рабочих частот. Для улучшения эффективности усилителя возможно применение амплитудно-фазовая коррекция.

Инверсная несимметричная архитектура Догерти на данный момент позволяет эффективно усиливать сигналы с $PAR > 9\text{dB}$ при сохранении компактной формы. На данный момент разработан несимметричный инверсный усилитель Догерти диапазона 2.3-2.7 ГГц с КПД при средней мощности 33.3-40.7%.

Список литературы:

- 1) L. Wang, C. Tellambura. An Overview of peak-to-average power ratio reduction techniques for OFDM systems // IEEE International Symposium on, Aug. 2006, pp.840–845.
- 2) Pei Zhou, Kaijun Cheng, Xiao Han, Xuming Fang. IEEE 802.11ay based mmWave WLANs: Design Challenges and Solutions // IEEE Communications Surveys & Tutorials, vol.20, no.3, 2018.
- 3) Harri Holma, Antti Toskala. WCDMA for UMTS Radio Access for Third Generation Mobile Communication” // John Willy and Sons, 2000.
- 4) Shang Rongrond, Wang Xinglin. Analysis and Test for Co-site of LTE and WiFi System // IEEE International RF and Microwave Conference, December 2011.
- 5) WMF-T23-005-R015v05 // WiMAX Forum Air Interface Specifications, 2011.
- 6) Draft ETSI EN 302 296 V2.0.2 (2016-10) // European Telecommunications Standards Institute, 2016.
- 7) Bi Jijun. Chireix’s/LINC Power Amplifier for Base Station Application Using GaN Devices with Load Compensation // Delft University of Technology, 2008.
- 8) А. А. Лосев. Проблемы линеаризации усилителей мощности по методу дефазирования // М.: Труды НИИР, №4, 2014, С.66–77.
- 9) Perreault D.J. A new power combining and outphasing modulation system for high-efficiency power amplification // IEEE Trans. on circuits and systems, 2011, pp.1713-1726.
- 10) W. B. Doherty. A New High-Efficiency Power Amplifier for Modulated Waves // Bell System Technical Journal, vol.15, no.3, 1936, pp.469-475.

- 11) S. C. Cripps. A theory for prediction of GaAs FET load-pull power contours // Watkins-Johnson Company, 1983.
- 12) J. Kim, D. Kim, Y. Cho, et al. Analysis of envelope-tracking power amplifier using mathematical modeling // IEEE transactions on microwave theory and techniques, vol.62, no.6, June 2014.
- 13) P. Desgreys, V. N. Manyam, et al. Wideband Power Amplifier Predistortion: Trends, Challenges and Solutions // LTCI, Télécom ParisTech, Université Paris-Saclay, 2017.
- 14) J. Bahl. Fundamentals of RF and Microwave Transistor Amplifiers // John Wiley & Sons, Inc., October 2008.
- 15) S.J.C.H. Theeuwes, H. Mollee, R. Heeres, and F. van Rijs. LDMOS Technology for Power Amplifiers up to 12 GHz // Proceedings of the 13th European Microwave Integrated Circuits Conference, Sept. 2018, pp. 24–25.
- 16) Schnauffer D., Peterson B. Gallium Nitride – A Critical Technology for 5G // Qorvo, December 2016.
- 17) Cripps S. C. A theory for the prediction of GaAs FET load-pull power contours // IEEE MTT-S DEGEST, 1983.
- 18) Jose C. Pedro, Luis C. Nunes, Pedro M. A Simple Method to Estimate the Output Power and Efficiency Load–Pull Contours of Class-B Power Amplifiers // IEEE transactions on microwave theory and techniques, vol.63, no.4, April 2015.
- 19) Kansheng Yang, Brian Keogh, Max J. Ammann. Investigation of Radio Frequency Low Noise Amplifier Design using Source Pull Techniques at 2.4GHz // ISSC 2014 Limerick, June 26-27, 2014.
- 20) A Compact 60 W MMIC Amplifier based on a Novel 3-Way 1:2:1 Doherty Architecture with Best-in-Class Efficiency for Small Cells // IEEE 978-1-5090-6360-4, 2017.
- 21) B. Kim. Doherty power amplifiers. From fundamentals to advanced design methods // Elsevier Inc., 2018.
- 22) J. J. Moreno Rubio, V. Camarchia, M. Pirola, R. Quaglia. Design of an 87% Fractional Bandwidth Doherty Power Amplifier Supported by a Simplified Bandwidth Estimation Method // IEEE transactions on microwave theory and techniques, vol.66, no.3, March 2018.
- 23) Guolin Sun, Rolf H. Jansen, Fellow. Broadband Doherty Power Amplifier via Real Frequency Technique // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol.60, no.1, January 2012.
- 24) A. Grebennikov, S. Bulja. High-Efficiency Doherty Power Amplifier: Historical Aspect and Modern Trends // Proceedings of the IEEE, vol.100, no.12, December 2012.
- 25) D. G. Holmes. A Simple Output Impedance Model for Doherty Peaking Sub-Amplifiers Biased in Class C // Freescale Semiconductor Inc., 2013.
- 26) J.H. Qureshi, W. Sneijers, et al. A 700-W Peak Ultra-Wideband Broadcast Doherty Amplifier // NXP Semiconductor Smithfield RI USA, 2014.
- 27) F. Meng, X. Zhu, J. Xia, C. Yu. A New Approach to Design a Broadband Doherty Power Amplifier via Dual-Transformation Real Frequency Technique // National Science Foundation of China, vol.6, July 2018.

- 28) J. J. M. Rubio, V. Camarchia, M. Pirola, R. Quaglia. Design of an 87% Fractional Bandwidth Doherty Power Amplifier Supported by a Simplified Bandwidth Estimation Method // IEEE transactions on microwave theory and techniques, vol.66, no.3, march 2018.
- 29) P. Chen, J. Xia, B. M. Merrick, T. J. Brazil. Multiobjective Bayesian Optimization for Active Load Modulation in a Broadband 20-W GaN Doherty Power Amplifier Design // IEEE transactions on microwave theory and techniques, vol.65, no.3, March 2017.
- 30) J. Bahl. Fundamentals of RF and Microwave Transistor Amplifiers // A John Wiley & Sons, Inc., 2009.
- 31) H. F. Cooke. Microwave transistors: theory and design // Proc. IEEE, vol. 59, pp.1163–1181, August 1971.
- 32) Alex Lee Yuen Beng, Gan Sik Hong, Mutharasu Devarajan. Optimization of Thermal Vias for Thermal Resistance in FR-4 PCBs // 5th Asia Symposium on Quality Electronic Design, 2013.
- 33) Md. Masud Rana, Jinsang Kim, Won-Kyung Cho. Performance analysis of sub-carrier mapping in LTE uplink systems // Digest of the 9th International Conference on Optical Internet, 2010.

Список работ, опубликованных по теме научно-квалификационной работы (диссертации)

Публикации в изданиях, рецензируемых ВАК

1) Леонтьев Е. В., Пятак И.М. Моделирование радиотехнических устройств с регулируемыми параметрами в среде LabVIEW // Научно-технические ведомости СПбГПУ. Информатика. Телекоммуникации. Управление, 2015, № 4. С. 19–24.

Публикации в других изданиях

1) Леонтьев Е. В., Пятак И.М. Разработка модели конвейерного АЦП на основе ОУ со сниженным коэффициентом усиления // Научный форум с международным участием “Неделя науки СПбПУ” 2015, С. 384-385.

2) Леонтьев Е. В., Коротков А.С., Балашов Е.В., Березняк А.Ф. Применение среды LabVIEW в задачах автоматизированного проектирования СВЧ МИС в САПР Microwave Office // Сборник тезисов 2-ой международной научной конференции “Микроэлектроника-2016”, 2016, С. 384-385.

3) Леонтьев Е. В., Коротков А.С., Балашов Е.В., Березняк А.Ф. Применение среды LabVIEW в задачах автоматизированного проектирования СВЧ МИС в САПР Microwave Office // Наноиндустрия. №S (74), 2017, С. 531-533.

4) Леонтьев Е. В., Коротков А.С., Балашов Е.В. Методика анализа на устойчивость GaN НЕМТ в режиме большого сигнала при синтезе МИС УМ в САПР Microwave Office // Сборник тезисов 3-ей международной научной конференции “Микроэлек-троника-2017”, 2017, С. 374-375.

5) Леонтьев Е. В., Коротков А.С., Балашов Е.В. Методика анализа на устойчивость GaN НЕМТ в режиме большого сигнала при синтезе МИС УМ в САПР Microwave Office // Наноиндустрия. №S (82), 2018, С. 453-455.

Аспирант _____ Леонтьев Е. В.

(подпись)