

**Ордена Трудового Красного Знамени федеральное государственное  
бюджетное образовательное учреждение высшего образования  
«МОСКОВСКИЙ ТЕХНИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ  
СВЯЗИ И ИНФОРМАТИКИ»**

На правах рукописи

**ГРЫЧКИН СЕРГЕЙ ЕВГЕНЬЕВИЧ**

**ИССЛЕДОВАНИЕ И РАЗРАБОТКА ВЫСОКОЭФФЕКТИВНЫХ  
МОДУЛЯЦИОННЫХ УСТРОЙСТВ ПЕРЕДАТЧИКОВ ЦИФРОВОГО  
РАДИОВЕЩАНИЯ ДИАПАЗОНА ОВЧ**

Специальность 2.2.13 – Радиотехника, в том числе системы  
и устройства телевидения

**Диссертация**

на соискание ученой степени кандидата технических наук

Научный руководитель:  
д.т.н., доцент Варламов О. В.

Москва – 2025

## ОГЛАВЛЕНИЕ

ВВЕДЕНИЕ.....	4
1 ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ ПЕРСПЕКТИВНЫХ ПЕРЕДАТЧИКОВ ЦИФРОВОГО РАДИОВЕЩАНИЯ ДИАПАЗОНА ОВЧ.....	12
1.1 Введение к разделу 1 .....	12
1.2 Синтетические методы построения передатчиков и их комбинации.....	13
1.3 Построение высокочастотного тракта передатчика ЦРВ диапазона ОВЧ .....	18
1.3.1 Модели активных элементов усилителей мощности в ключевом режиме .....	18
1.3.2 Анализ применения высокоэффективных ключевых усилителей мощности в передатчиках диапазона ОВЧ.....	21
1.4 Особенности построения ШИМ-модуляторов .....	62
1.5 Постановка задачи диссертационного исследования.....	65
1.6 Выводы по разделу 1 .....	66
2 МОДЕЛИРОВАНИЕ УСИЛИТЕЛЯ С ШИМ НА GAN FET ТРАНЗИСТОРАХ С ТЕХНОЛОГИЕЙ НЕМТ .....	68
2.1 Введение к разделу 2.....	68
2.2 Элементная база для построения усилителя с ШИМ на GaN FET транзисторах.....	70
2.3 Развитие методики расчета потерь в ШИМ модуляторе на GaN FET транзисторах .....	72
2.4 Результаты моделирования усилителя с широтно-импульсной модуляцией на GaN FET транзисторах .....	78
2.5 Выводы по разделу 2.....	86
3 ОПТИМИЗАЦИЯ УРОВНЕЙ КВАНТОВАНИЯ НАПРЯЖЕНИЯ ПИТАНИЯ ШИМ-МОДУЛЯТОРА НА GAN НЕМТ ТРАНЗИСТОРАХ.....	87

3.1 Введение к разделу 3.....	87
3.2 Теоретические соотношения в передатчике с комбинированием синтетического метода раздельного усиления с ШИМ-модуляцией и квантования напряжения питания.....	88
3.3 Возможности практической реализации ШИМ-модулятора с квантованием напряжения питания.....	96
3.3.1 Изменение длительности формируемых импульсов ШИМ при смене напряжения питания .....	96
3.3.2 Переключение источников питания оконечного каскада.....	97
3.4 Выводы по разделу 3.....	99
<b>4 ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ УСИЛИТЕЛЯ С ШИМ НА GAN НЕМТ ТРАНЗИСТОРАХ С КВАНТОВАНИЕМ НАПРЯЖЕНИЯ ПИТАНИЯ.....</b>	<b>100</b>
4.1 Введение к разделу 4.....	100
4.2 Влияние улучшения энергетических показателей ШИМ модулятора на эксплуатационные характеристики.....	100
4.3 Экспериментальное исследование усилителя с ШИМ на GaN НЕМТ транзисторах.....	104
4.4 Выводы по разделу 4.....	111
<b>ЗАКЛЮЧЕНИЕ.....</b>	<b>112</b>
<b>СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ И УСЛОВНЫХ ОБОЗНАЧЕНИЙ.....</b>	<b>114</b>
<b>СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ.....</b>	<b>116</b>
<b>ПРИЛОЖЕНИЕ А. Акты о внедрении результатов диссертационной работы.....</b>	<b>126</b>
<b>ПРИЛОЖЕНИЕ Б. Свидетельства о государственной регистрации программы для ЭВМ.....</b>	<b>128</b>

## ВВЕДЕНИЕ

**Актуальность работы.** В настоящее время в большинстве стран Западной Европы, США, Австралии, Саудовской Аравии и других стран, происходит переход на системы цифрового радиовещания (ЦРВ) различных стандартов [1]. В Российской Федерации проведены исследования и пробная эксплуатация в опытных зонах трех систем ЦРВ, на основании результатов которых приняты решения Государственной комиссии по радиочастотам (ГКРЧ) о возможности их развертывания и выделении частотного ресурса. Так, в 2018 году решением ГКРЧ выделены диапазоны частот для цифрового звукового радиовещания стандарта DRM+ (Digital Radio Mondiale) [2] и DAB+ (Digital Audio Broadcasting) [3], а в 2019 году – для российской инновационной системы цифрового наземного звукового и мультимедийного радиовещания стандарта РАВИС (RAVIS, Real-time Audio Visual Information System) [4]. Эти решения ГКРЧ, а также принятые в России национальные стандарты в области систем ЦРВ, позволяют организовывать сети ЦРВ [5-7]. Исследования в области ЦРВ продолжаются в настоящее время [8-12]. Все перечисленные выше системы цифрового радиовещания работают в диапазоне частот ОВЧ и используют сигналы с OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) - ортогональным частотным разделением каналов с мультиплексированием, которые характеризуются большим значением пик-фактора (10-12 дБ) и, в отличие от традиционных систем вещания в диапазоне ОВЧ с частотной модуляцией, предъявляют высокие требования к линейности усилителей мощности (УМ) передающей аппаратуры.

Качество функционирования систем ЦРВ во многом определяется параметрами радиопередающей аппаратуры. Внедрение ЦРВ, безусловно, потребует замены радиопередающей аппаратуры, не пригодной или не оптимизированной для таких систем, а также выработавшей свой ресурс.

К радиопередатчику, как наиболее энергоемкой части радиоэлектронной аппаратуры (РЭА), предъявляются требования повышения энергетической

эффективности (КПД) при одновременном улучшении функциональных параметров. Наибольшая потребность в разработке высокоэффективных передатчиков РЭА актуальна для мощных устройств, применяемых в цифровом теле- и радиовещании, а также для передатчиков портативной абонентской РЭА и необслуживаемой аппаратуры передачи данных, в том числе Интернета Вещей (IoT) [13]. Именно для таких классов передатчиков необходимо в первую очередь повышать энергетическую эффективность. Действительно, повышение энергетической эффективности радиопередатчиков позволяет улучшить тепловой режим за счет упрощения отвода тепла, что, в свою очередь, уменьшает массу и габариты, а также увеличивает надежность РЭА. Для устройств большой мощности, и особенно при значительном их количестве, повышение КПД также обуславливает снижение эксплуатационных расходов. В связи с этим повышение энергетической эффективности передатчиков цифрового радиовещания диапазона ОВЧ актуально.

Линейные высокочастотные тракты, основанные на существующих принципах построения и элементной базе, и обладающие КПД 8-15%, уже не удовлетворяют растущим требованиям к техническим характеристикам, необходимым для систем ЦРВ, в том числе по энергоэффективности. В них высокая линейность УМ достигается за счет низкого КПД. Для обеспечения большего КПД переходят к применению ключевых режимов работы УМ в передатчике [14]. Классическое применение двухтактного каскада усиления мощности, работающего в классе С, позволяет получить КПД порядка 60-70%, а применение ключевых режимов работы увеличивает КПД на 20-25%, и результирующий КПД составляет 80-90% [15]. Классы ключевых усилителей широко описаны в литературе, и их исследование продолжается в настоящее время [16-18].

Однако непосредственно в ключевом режиме могут усиливаться только сигналы с постоянной амплитудой (с частотной либо фазовой модуляцией). Для сигналов с переменной амплитудой используют синтетические методы усиления. Среди них наиболее перспективными можно считать метод дефазирования [19],

схему Догерти [20], и метод отдельного усиления (EER - Envelope Elimination and Restoration или метод Кана) [21-22]. Разработка и применение синтетических методов высокоэффективного усиления была начата с систем мощного радиовещания в диапазонах НЧ, СЧ и ВЧ, где повышение КПД приводило к существенной экономии потребляемой электроэнергии и, соответственно, к снижению стоимости вещания. Хотя передатчики ЦРВ имеют меньшую мощность по сравнению с аналоговыми, применение синтетических методов усиления с целью повышения КПД для них также актуально. Однако применение синтетических методов усиления в диапазоне ОВЧ сопряжено с технологическими ограничениями в силу более высоких рабочих частот и большей ширины полосы частот используемых сигналов. Преодолеть их можно используя комбинирование различных синтетических методов высокоэффективного усиления [23], одно из направлений развития которых рассматривается в настоящей работе.

Для наиболее перспективных для использования в диапазоне ОВЧ усилителей мощности с отдельным усилением составляющих (УМРС), КПД которых определяется как произведение КПД ключевого высокочастотного и модуляционного с широтно-импульсной модуляцией (ШИМ) трактов, уточняется методика расчета потерь мощности модуляционного тракта при применении новой элементной базы и исследуется возможность уменьшения энергетических потерь при динамическом квантовании напряжения питания.

**Степень разработанности темы.** Принципы построения радиопередатчиков, в основе которых используются импульсные (ключевые) усилители мощности и синтетические методы усиления, были заложены такими учеными как Агеев Д.В., Артым А.Г., Варламов О.В., Козырев В.Б., Попов И.А., Kazimierczuk М.К., Raab F.H., Sokal N.O. и другими [24-31]. Применение динамического квантования напряжения питания [22, 23] в последние годы в основном рассматривалось для усилителей с автоматической регулировкой режима (APR, Envelope Tracking, ET) и для усилителей с дефазированием. Вопросы исследования характеристик модуляционных устройств с ШИМ для

передатчиков цифрового радиовещания диапазона ОВЧ с отдельным усилением составляющих при динамическом квантовании напряжения питания, и оптимизации их параметров ранее в отечественной и зарубежной литературе не рассматривались.

**Цель работы.** Снижение мощности потерь в высокоэффективных модуляционных устройствах для радиопередатчиков систем ЦРВ диапазона ОВЧ с отдельным усилением составляющих.

**Научная задача исследования** заключается в обосновании возможности повышения КПД и снижения мощности потерь посредством использования комбинированного синтетического метода отдельного усиления с ШИМ модулятором с оптимизированными порогами квантования напряжения питания.

Для достижения поставленной цели и решения научной задачи в работе требуется решить комплекс взаимосвязанных частных научных задач:

1. Анализ известных синтетических методов усиления, пригодных для построения высокоэффективных передатчиков ЦРВ диапазона ОВЧ, схемотехники и режимов работы применяемых в их высокочастотном и модуляционном трактах ключевых усилителей мощности.

2. Разработка модели и проведение имитационного компьютерного моделирования ШИМ-модулятора на GaN транзисторах.

3. Разработка уточненной аналитической методики расчета потерь мощности в ШИМ-модуляторах на современной элементной базе.

4. Теоретическое исследование энергетических характеристик многоуровневого GaN FET (Gallium nitride Field-Effect Transistor) ШИМ модулятора и оптимизация порогов квантования по критерию минимума средних потерь мощности для различных распределений амплитуд огибающей сигналов ЦРВ.

5. Экспериментальное исследование ШИМ-модулятора с квантованием напряжения питания.

**Объектом исследования** является многоуровневый модуляционный тракт на GaN FET транзисторах радиопередатчиков систем ЦРВ диапазона ОВЧ.

**Предметом исследования** являются конфигурации, параметры и энергетические показатели усилительного тракта с отдельным усилением составляющих и ключевым режимом работы, многоуровневого модулятора передатчиков систем ЦРВ диапазона ОВЧ.

**Методология и методы исследования.** При решении задач диссертационной работы использовались методы теории электрических цепей, радиотехнические методы, численные методы решения уравнений, методы имитационного схемотехнического моделирования с использованием ЭВМ, экспериментальные методы.

**Научная новизна работы** состоит в следующем:

1. Показано, что для построения высокоэффективных передатчиков систем ЦРВ диапазона ОВЧ целесообразно использование комбинации синтетического метода с отдельным усилением составляющих и многоуровневой ШИМ модуляцией с квантованием напряжения питания обеспечивающей существенное снижение мощности потерь.

2. Разработана уточненная аналитическая методика, учитывающая дополнительные факторы потерь мощности в ШИМ-модуляторах на GaN транзисторах.

3. Разработана методика оптимизации порогов квантования напряжения питания по критерию минимума потерь мощности для высокоэффективных многоуровневых ШИМ модуляторов, усиливающих сигналы огибающей с Рэлеевским распределением.

4. Показано, что основной выигрыш в снижении средней мощности потерь (до трех раз) может быть достигнут при использовании всего двух уровней напряжений питания. При использовании четырех уровней напряжений питания, средняя мощность потерь снижается более чем в 4 раза. Использование числа уровней

5. напряжений питания более четырех признано нецелесообразным ввиду непропорционального достигаемому результату усложнению схемотехники.

**Теоретическая и практическая значимость.** Теоретическая значимость

диссертационной работы заключается в разработанных методике расчета мощности потерь и методике оптимизации порогов квантования напряжения питания по критерию минимума потерь мощности в многоуровневых ШИМ модуляторах на GaN транзисторах для высокоэффективных передатчиков систем ЦРВ диапазона ОВЧ.

Практическая значимость диссертации заключается в обосновании возможности повышения КПД и снижения мощности потерь посредством использования комбинированного синтетического метода отдельного усиления с ШИМ модулятором с оптимизированными порогами квантования напряжения питания, разработки методики проектирования подобных устройств. Результаты исследования могут использоваться в работе проектных и исследовательских организаций для улучшения эксплуатационных характеристик радиопередатчиков систем ЦРВ диапазона ОВЧ, а также при разработке и проектировании аппаратуры систем радиовещания и радиосвязи различного назначения.

Основные результаты диссертации внедрены в АО «Концерн Гранит», ФГБОУ ВО «Московский технический университет связи и информатики», что подтверждается актами о внедрении.

#### **Основные положения, выносимые на защиту:**

1. Для построения высокоэффективного передатчика ЦРВ диапазона ОВЧ целесообразно использование предложенной комбинации синтетического метода с отдельным усилением составляющих сигнала и многоуровневой ШИМ модуляции с оптимизированными порогами квантования напряжения питания.

2. Разработанная уточненная аналитическая методика расчета мощности потерь в ШИМ-модуляторах на GaN транзисторах позволила увеличить точность расчёта КПД по сравнению с методикой предлагаемой производителем элементной базы, в частности, при выходном напряжении  $V_{OUT} = 10$  В (20% от максимального выходного напряжения), отличие КПД составляет 15%, что подтверждено компьютерным моделированием и экспериментальными исследованиями.

3. Разработанная методика оптимизации порогов квантования напряжения питания по критерию минимума потерь мощности для высокоэффективных многоуровневых ШИМ модуляторов, усиливающих сигналы огибающей с Рэлеевским распределением, позволяет снизить среднюю мощность потерь до трех раз при использовании двух значений напряжений питания. При использовании четырех значений напряжений питания, для наиболее распространенных сигналов цифрового радиовещания диапазона ОБЧ (DRM+, RAVIS), средняя мощность потерь снижается в 4,7 раза.

**Личный вклад.** Результаты диссертационной работы получены автором самостоятельно. Из работ, выполненных в соавторстве, в диссертационную работу вошла только часть, которая выполнена лично автором.

**Публикации.** По материалам диссертационной работы опубликовано 7 печатных работ, из них 4 статьи в рецензируемых журналах, рекомендованных ВАК Минобрнауки России и 3 статьи в сборниках, индексируемых базой данных Scopus, получено два свидетельства о государственной регистрации программы для ЭВМ [23, 32-39].

#### **Степень достоверности и апробация результатов**

Достоверность результатов работы обеспечивается корректностью использования математического аппарата, соответствием результатов разработанных методик расчета с результатами имитационного компьютерного моделирования и проведенных экспериментальных исследований.

Результаты работы докладывались и обсуждались на XIV Международной отраслевой научно-технической конференции «Технологии информационного общества» (2020 г.), и международных конференциях Systems of Signals Generating and Processing in the Field of on Board Communications (2021 г.), Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications (2023 г., 2024 г.), [35-37, 40], а также вошли в отчет по научно-исследовательской работе [41].

**Соответствие паспорту специальности.** Результаты исследования соответствуют паспорту научной специальности 2.2.13 «Радиотехника, в том числе системы и устройства телевидения» по пунктам:

- 1: Исследование процессов и явлений в радиотехнике, позволяющих повысить эффективность радиотехнических устройств и систем;
- 4: Разработка и исследование устройств генерирования, усиления, преобразования и синтеза радиосигналов, сигналов изображения и звука в радиотехнических системах различного назначения, включая системы телевидения. Создание эффективных методов их расчета и основ проектирования.

**Структура и объем работы.** Диссертационная работа содержит введение, четыре раздела, заключение, список литературы и приложения. Объем основного текста работы составляет 125 страниц и 4 страницы приложений, 45 рисунков и 3 таблицы. Дополнительные сведения изложены на 4 страницах в приложениях. В список литературы включено 75 источников.

# 1 ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ ПЕРСПЕКТИВНЫХ ПЕРЕДАТЧИКОВ ЦИФРОВОГО РАДИОВЕЩАНИЯ ДИАПАЗОНА ОВЧ

## 1.1 Введение к разделу 1

При построении энергоэффективного радиопередатчика, обобщенная структурная схема которого представлена на рисунке 1.1, основное внимание необходимо уделять его усилителю мощности. Усилитель мощности является наиболее энергоемким узлом любого передающего радиооборудования и во многом определяет его массогабаритные характеристики (через соответствующие системы электропитания и охлаждения), энергопотребление, а также время эксплуатации от одного источника батарей (время жизни) для мобильных устройств.

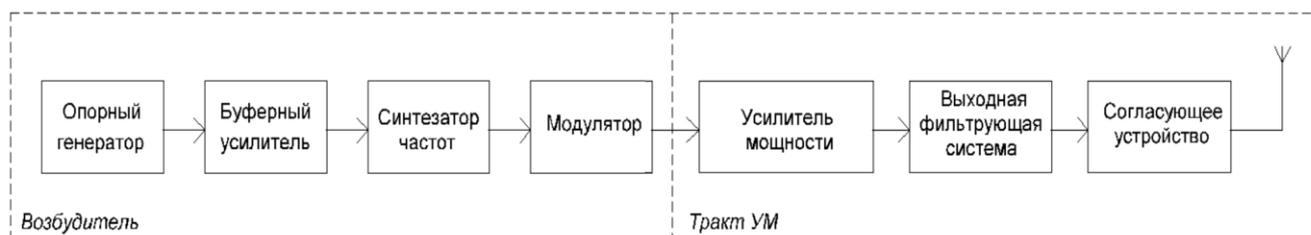


Рисунок 1.1 – Обобщённая структурная схема радиопередатчика

Достижение высокого КПД УМ возможно в ключевом режиме работы, когда активный прибор поочередно находится в состоянии насыщения (полностью открыт) либо отсечки (полностью закрыт) [14]. Ограничение КПД в УМ в ключевом режиме связано с наличием потерь, обусловленных соотношением сопротивления насыщения активного прибора к приведенному сопротивлению нагрузки (активные потери), а также, что особенно актуально для рассматриваемого применения в диапазоне ОВЧ, коммутативных потерь, (связанных с выходной емкостью активного прибора). Однако непосредственно в ключевом режиме могут усиливаться только сигналы с постоянной амплитудой (с частотной либо фазовой модуляцией).

Современные системы связи и вещания [2 - 5] для повышения спектральной эффективности используют амплитудно-фазовые (АФМ) методы модуляции (например, в технологии OFDM), отличающиеся высоким значением пик-фактора (до 12 дБ) и требующие высокой линейности от УМ для выполнения требований электромагнитной совместимости. Для усиления таких сигналов с помощью ключевых режимов работы применяют синтетические методы усиления: метод Кана [21], [22], [42], метод дефазирования [43], цифровое усиление мощности [44], дельта-сигма модуляцию [45]. Однако не все эти методы одинаково эффективны и реализуемы при применении в диапазоне ОВЧ с используемыми в цифровом радиовещании ширинами полос частот и уровнями мощности. По этой причине для решения данной задачи перспективно применение комбинирования (совместного использования) различных синтетических методов усиления.

В настоящем разделе анализируются синтетические методы усиления и их возможные комбинации, рассматриваются вопросы реализации высокочастотного тракта УМ в ключевом режиме работы и особенности построения мощных модуляционных устройств для радиопередатчиков систем ЦРВ в диапазоне ОВЧ, формулируются направления исследований.

## 1.2 Синтетические методы построения передатчиков и их комбинации

При появлении перспективы перехода к ЦРВ, выяснилось, что технические характеристики выходных каскадов передатчиков с использованием имеющейся элементной базы уже не удовлетворяют требованиям систем ЦРВ. Так, в передатчиках с амплитудной модуляцией аналогового вещания имеется требование, что коэффициент гармоник не должен превышать 1%. В то же время для передатчиков систем ЦРВ стандарта DRM+, для которых характерно усиление сигнала с непостоянной огибающей, в УМ нормируются требования на максимальную величину EVM (Error Vector Magnitude) и на соответствие маски электромагнитной совместимости (ЭМС) на внеполосные излучения. Как показано в [46] для выполнения этих критериев допустимая эквивалентная

величина коэффициента гармоник должна быть на порядок меньше (не более 0,1%).

При проектировании передатчиков для систем ЦРВ необходимо обеспечить сочетание линейности УМ передатчика с достижением высокого КПД, причем эти требования являются противоречивыми. Для достижения как высокой линейности в процессе усиления, так и высокой энергетической эффективности передатчиков диапазона ОВЧ требуется применение синтетических методов, которые могут улучшить перечисленные выше характеристики УМ.

Разработка и применение синтетических методов для высокоэффективного усиления радиочастот стало актуальным благодаря развитию отрасли мощного радиовещания в диапазонах частот НЧ, СЧ и ВЧ. Мощности вещательных передатчиков составляли сотни кВт - единицы МВт, и повышение КПД приводило к существенной экономии потребляемой электроэнергии и снижению стоимости вещания. Для построения энергоэффективных передатчиков чаще всего применяются такие синтетические методы как дефазирование и раздельное усиление составляющих (метод Кана, в англоязычной литературе - Envelope Elimination and Restoration, EER), которые в настоящее время продолжают развиваться [47, 48].

Структура УМ с дефазированием (УМДФ, рисунок 1.2) содержит формирователь канальных сигналов, который формирует из входного модулированного радиосигнала  $S_m(t)$  канальные сигналы  $S_1(t)$  и  $S_2(t)$  с постоянной амплитудой и фазами, зависящими от амплитуды огибающей  $S_m(t)$ . Сигналы  $S_1(t)$  и  $S_2(t)$  усиливаются двумя канальными УМ, а затем в сумматоре  $\Sigma$  складываются, образуя усиленный радиосигнал  $S_x(t)$ .

Пиковая выходная мощность получается при синфазном сложении равноамплитудных канальных сигналов в сумматоре мощности.

Метод построения УМ с дефазированием является одним из наиболее энергоэффективных с точки зрения достижения высокого КПД - при условии организации непосредственного суммирования мощностей канальных усилителей [49]. Данный режим работы удается реализовать в современных

радиовещательных передатчиках в диапазонах НЧ и СЧ [50]. В диапазоне ОВЧ из-за сложностей обеспечения постоянства нагрузки для усилителей канальных сигналов для суммирования вынуждено используют мостовые устройства обеспечивающие взаимную развязку между входами, что приводит к результирующему КПД не выше, чем у линейных УМ [23]. Применение системы рекуперации мощности, рассеиваемой в балластной нагрузке [47], не позволяет существенно улучшить энергетические характеристики данного метода.

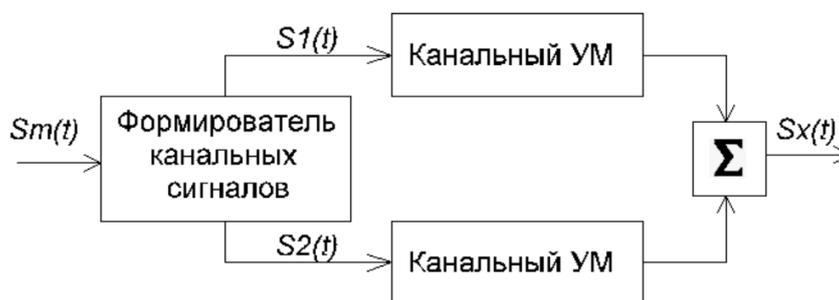


Рисунок 1.2– Упрощённая структурная схема ключевого УМ с дефазированием

Ключевой УМ с дефазированием имеет ряд недостатков в виде сложности схемы формирователей канальных сигналов и чувствительности усилителей к широкому диапазону изменения импедансов нагрузки. С возрастанием частоты также увеличивается чувствительность к фазовым ошибкам, вызванным разницей электрических длин двух каналов УМ, что приводит к снижению и качественных характеристик.

Структурная схема УМ с отдельным усилением составляющих (УМРС) приведена на рисунке 1.3. Схема содержит модуляционный тракт, который необходим для восстановления амплитудной модуляции в оконечном УМ, и тракт с постоянной амплитудой, содержащий фазомодулированное заполнение. Благодаря тому, что в высокочастотном тракте передатчика усиливается лишь фазомодулированное заполнение (имеющее постоянную огибающую), то к линейности предварительного усилителя и оконечного УМ не предъявляют никаких требований.

Основной проблемой УМ с раздельным усилением составляющих ранее считалось неодинаковое время прохождения сигналов в трактах фазомодулированного заполнения и огибающей. Требования к допустимой рассинхронизации каналов весьма жесткие и сильно зависят от полосы канала: чем шире необходимая полоса частот  $B_n$ , тем жестче требования к максимально допустимой задержке  $\tau$ , которая, в соответствии с [26], определяется как:  $\tau_{[мкс]} \leq 0.01 / B_{n[МГц]}$ . Таким образом, задержка не должна превышать 1 мкс для сигнала DRM (диапазоны НЧ, СЧ и ВЧ) с  $B_n = 10кГц$ , и 0,1 мкс для сигнала DRM+ (диапазон ОВЧ) с  $B_n = 100кГц$ . В настоящее время при цифровом формировании канальных сигналов данная проблема считается решенной. Второй недостаток связан с амплитудно-фазовой конверсией за счет изменения паразитных емкостей активного элемента (АЭ) под действием прикладываемого напряжения к АЭ в мощных каскадах передатчика. Это приводит к нелинейным искажениям сигнала, что требует применения дополнительных мер по линейризации передатчика.

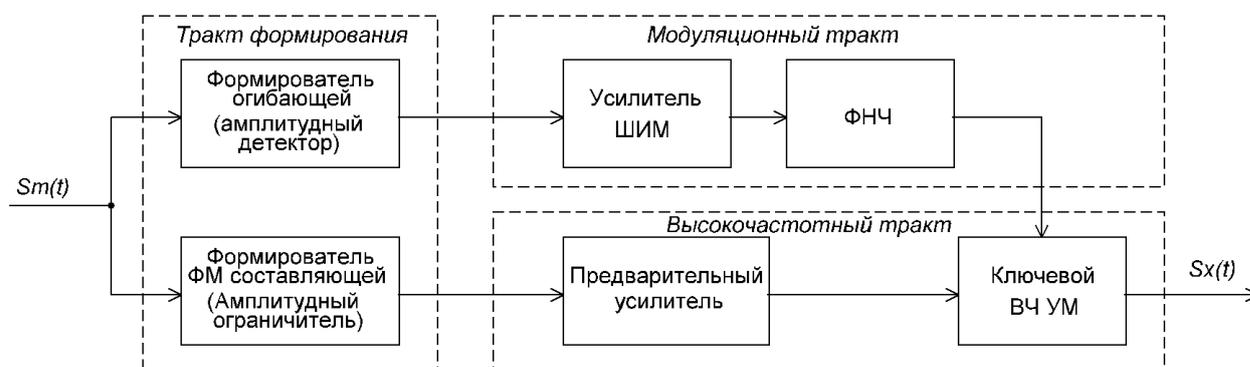


Рисунок 1.3– Упрощённая структурная схема ключевого УМ с раздельным усилением составляющих

Для рассмотрения возможных вариантов комбинирования синтетических методов линейного усиления обратимся к предложенной автором их классификации (рисунок 1.4). В ее основе находятся методы линейного усиления: собственно линейный УМ (с работой АЭ в классах А, АВ или В), УМДФ и УМРС

(с работой АЭ в классах D, DE, E, F). Эти методы линейного усиления могут быть скомбинированы с плавным либо квантованным изменением напряжения питания, а также с цифровым преобразованием ВЧ сигнала либо его огибающей посредством использования различного числа усилительных элементов.

В частности, использование линейного УМ с отслеживанием напряжения питания пропорционально уровню огибающей усиливаемого сигнала представляет собой известный метод автоматической регулировки режима (АРР, Envelope Tracking - ET в англоязычной литературе). Метод Догерти, заключающийся в подключении дополнительного транзистора, который работает только на пиках сигнала при увеличении амплитуды ВЧ сигнала, можно рассматривать как простейшее цифровое преобразование. Эти методы обеспечивают самые низкие значения прироста КПД и используются на более высоких частотах с более широкими полосами модулирующих частот, где работоспособность иных решений к настоящему времени пока еще не достигается.

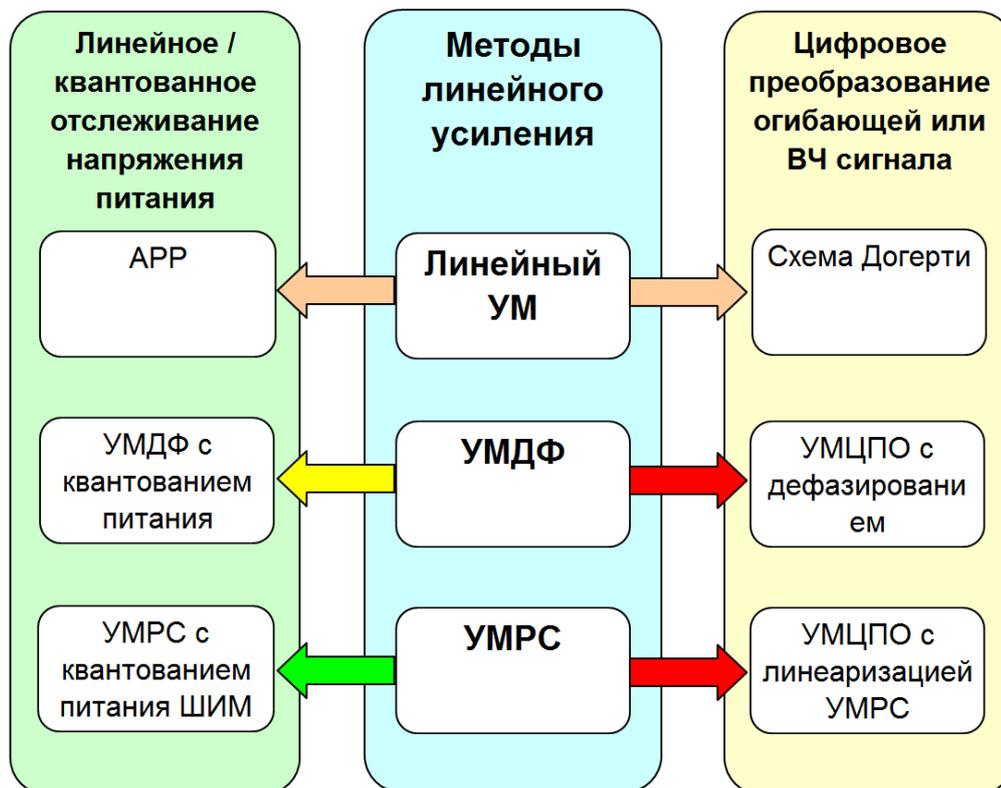


Рисунок 1.4– Классификация комбинирования синтетических методов линейного усиления

Методы с цифровым преобразованием огибающей, линеаризуемые с помощью использования дополнительной ступени с УМДФ или УМРС, актуальны при мощностях более десятков киловатт. Они применяются в мощных радиовещательных передатчиках диапазонов НЧ и СЧ [51] и мало актуальны для решения рассматриваемой задачи.

Решений по возможности высокоэффективной реализации в диапазоне ОВЧ перспективного УМДФ с квантованием напряжения питания, как уже отмечалось выше, к настоящему времени не разработано.

Таким образом, сравнивая возможности комбинирования синтетических методов линейного усиления, можно отметить, что применение УМРС с квантованием напряжения питания в ШИМ усилителе тракта огибающей для сигналов с высоким пик-фактором (например, сигналов с технологией OFDM) является наиболее перспективным.

Далее будет проведен анализ способов реализации основных трактов УМРС - высокочастотного и модуляционного, и сформулированы задачи исследования.

### 1.3 Построение высокочастотного тракта передатчика ЦРВ диапазона ОВЧ

#### 1.3.1 Модели активных элементов усилителей мощности в ключевом режиме

Построение ключевых усилителей мощности возможно на основе активных элементов (АЭ) – биполярных и полевых (MOSFET, LDMOS, GaN HEMT) транзисторах, электронных ламп, применяемых в качестве переключающего элемента. Некоторые вопросы теории широкополосных транзисторных КУМ рассмотрены в [52].

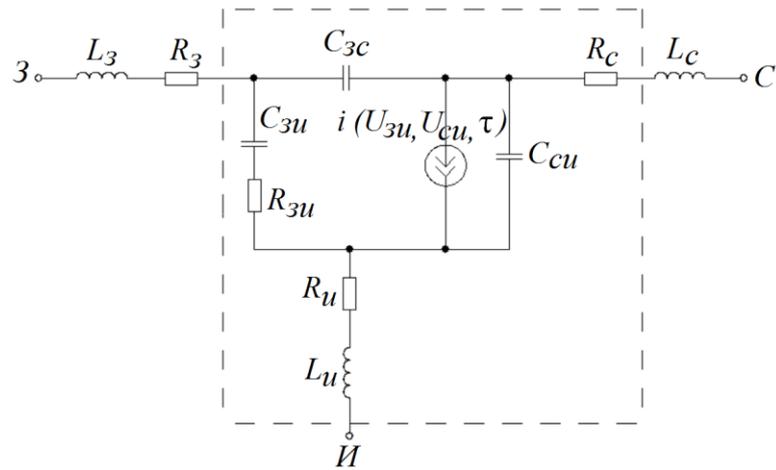
КПД УМ может быть максимальным, если АЭ работает в качестве ключа. Когда транзистор включен, напряжение практически равно нулю, и через АЭ протекает большой ток, то есть в течение этой части периода транзистор

действует как замкнутый ключ. Когда транзистор выключен, ток равен нулю, а на АЭ присутствует высокое напряжение, то есть в течение оставшейся части периода транзистор действует как открытый ключ. Далее АЭ будем называть ключом.

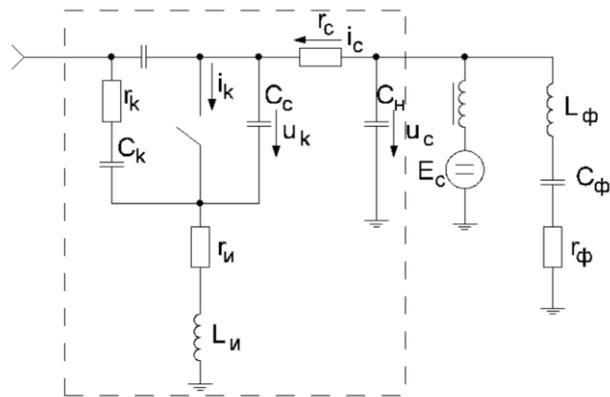
Известная модель MOSFET транзистора [53] имеет вид, показанный на рисунке 1.5 а). Упрощенная эквивалентная схема КУМ на MOSFET (МОП) транзисторе в ключевом режиме с резистивной нагрузкой, пригодная для энергетических расчетов, представлена на рисунке 1.5 б), в которой в эквивалентной схеме транзистора управляемый внутренний генератор тока заменен ключом. В эквивалентной схеме усилителя мощности  $r_k$  и  $C_k$  – сопротивление и емкость канала, соответственно,  $r_c$  и  $C_c$  – сопротивление и емкость стока,  $r_{и}$ ,  $L_{и}$  – сопротивление и паразитная индуктивность истока. Потери в выходной цепи определяются сопротивлением  $r_c$ , а цепь  $C_n$ ,  $C_f$ ,  $r_f$  – нагрузка.

Аналогичной выглядит эквивалентная схема биполярного транзистора (БТ) в ключевом режиме, в которой внутренний генератор тока заменяется ключом. Замена внутреннего генератора тока ключом определяет сходство моделей БТ и MOSFET транзистора в ключевом режиме.

Отметим, что применение MOSFET транзисторов в КУМ вместо БТ при несколько меньших достижимых КПД усилителя имеет определенные преимущества, к которым относятся более высокие рабочие частоты и коэффициенты усиления, упрощение настройки и хорошая температурная стабильность.



а)



б)

Рисунок 1.5 – Модель MOSFET транзистора а) и упрощенная модель ключевого усилителя мощности на MOSFET транзисторе б)

( $L_3$  – индуктивность вывода стока,  $L_3$  - индуктивность вывода затвора,  $L_{и}$  – индуктивность выводов истока,  $R_c$  – сопротивление вывода стока,  $R_3$  – сопротивление выводов затвора,  $R_{и}$  – сопротивление выводов истока,  $C_{си}$  – ёмкость сток-исток,  $C_{зи}$  – ёмкость затвор-исток,  $C_{зс}$  – ёмкость затвор-сток,  $R_{зи}$  – сопротивление канала затвор-исток)

### 1.3.2 Анализ применения высокоэффективных ключевых усилителей мощности в передатчиках диапазона ОВЧ

УМ класса D являются в настоящее время основным видом усилителей, которые наиболее перспективны для применения в радиопередатчиках ЦРВ диапазона ОВЧ [16], [17].

Первые варианты УМ класса D использовали комплиментарную пару АЭ, работающих в двухтактном режиме, и выходную цепь с резистивной нагрузкой. АЭ действуют как двухполюсный переключатель, который определяет либо прямоугольную форму сигнала напряжения, либо прямоугольную форму тока коллектора (или стока). Выходная цепь настроена на частоту коммутации и идеально удаляет все высшие гармонические составляющие. Следовательно, теоретический КПД идеализированного УМ класса D достигает 100%.

Рассмотрим основы построения, принципиальные схемы и формы сигналов, соответствующие различным типам УМ класса D с выходным фильтром и резистивной нагрузкой [54]. Для построения таких УМ используются двухтактные схемы. Схема УМ класса D называется квазикомплиментарной схемой, если она основана на двух однотипных транзисторах, n-p-n биполярных или n-канальных MOSFET транзисторах, в конфигурации, соответственно, с общим эмиттером или общим истоком. Конфигурация схемы полностью комплиментарного КУМ требует двух транзисторов разных типов, n-p-n и p-n-p биполярных или n- и p-канальных MOSFET транзисторов.

На рисунке 1.6 показана упрощенная принципиальная схема квазикомплиментарного УМ класса D с переключением напряжения, состоящего из однотипных АЭ (биполярных транзисторов), фильтра  $L_0C_0$ , и сопротивления нагрузки  $R_L$ . Шунтирующий конденсатор большой емкости  $C_b$  необходим для изоляции источника постоянного тока путем шунтирования ВЧ-тока на землю. Входной трансформатор обеспечивает противофазность токов в обоих АЭ. В схеме транзисторы относительно нагрузки соединены параллельно, так что эквивалентное сопротивление нагрузки равно  $2R_L$  для каждого из транзисторов.

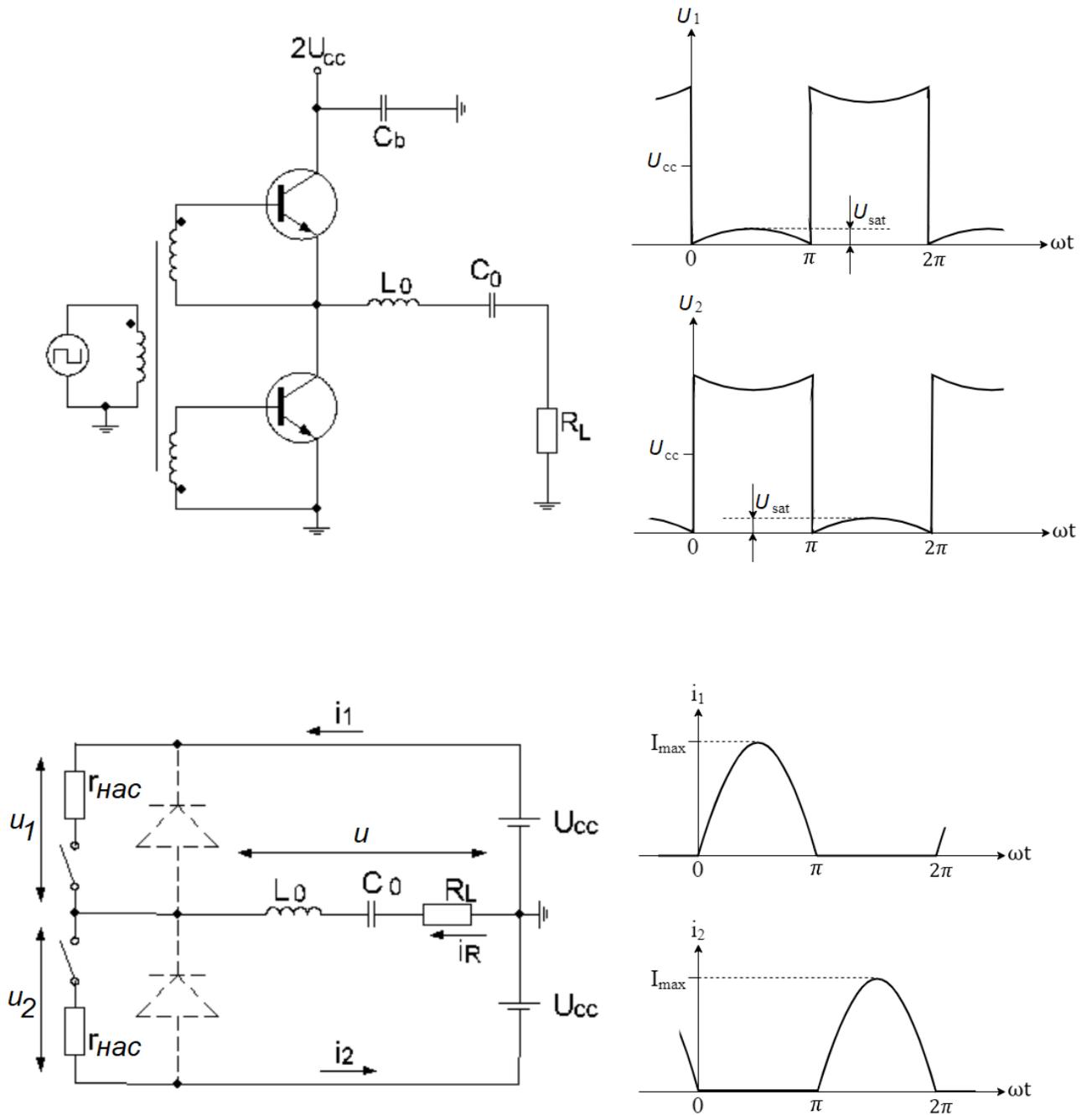


Рисунок 1.6 – Упрощенная эквивалентная схема УМ класса D на квазикомплемтарных БТ с переключением напряжения и временные диаграммы

Для определения формы напряжения и тока коллектора, а также для расчета выходной мощности и КПД применяются следующие допущения:

- потери мощности из-за протекания тока утечки при отсечке транзистора пренебрежимо малы;
- потери мощности из-за неидеальной настройки незначительны;
- потери мощности при переключениях пренебрежимо малы.

В этом случае каждый АЭ рассматривается как ключ с сопротивлением насыщения  $r_{\text{sat}}$ , который приводится в действие таким образом, чтобы обеспечить попеременное переключение между включенным и выключенным состояниями работы транзистора в предположении 50% рабочего цикла на каждое состояние. Чередующееся полупериодное переключение двух транзисторов между режимом отсечки и режимом насыщения по напряжению приводит к прямоугольным импульсам напряжения на коллекторе с максимальной амплитудой  $2U_{\text{CC}}$ , как показано на рисунке 1.6.

В схеме фильтр  $L_0C_0$  с высокой нагруженной добротностью  $Q_L = \omega L_0 / R_L \gg 1$  настроен на основную частоту  $\omega_0 = 1 / \sqrt{L_0 C_0}$ , что приводит к синусоидальному току основной частоты  $i_r = -I_R \sin(\omega t)$ , поступающему в нагрузку  $R_L$ . Форма напряжения насыщения с максимальной амплитудой  $U_{\text{sat}}$  полностью определяется формой коллекторного тока при  $i(\omega t) > 0$  по формуле  $u_{\text{нас}}(\omega t) = r_{\text{нас}} i(\omega t)$ , где  $i(\omega t) = i_1(\omega t) = i_2(\omega t)$  для симметричной схемы с одинаковыми транзисторами. Пиковый коэффициент напряжения коллектора равен  $u/U_{\text{CC}} = 2$ .

Следует отметить, что при работе с углом проводимости менее  $180^\circ$ , когда оба АЭ включены со скважностью менее 2, существует период времени, когда оба АЭ выключаются одновременно.

Определим теперь напряжение  $u(\omega t) = u_1(\omega t) - U_{\text{CC}}$  на входе последовательной цепи  $L_0C_0$  и ток коллектора  $i_1(\omega t)$  для первого транзистора, работающего как ключ с сопротивлением насыщения  $r_{\text{нас}}$ . При включении ключа для  $0 \leq \omega t \leq \pi$

$$u(\omega t) = -U_{CC} + r_{нас} I_R \sin(\omega t), \quad (1.1)$$

$$i_1(\omega t) = I_R \sin(\omega t), \quad (1.2)$$

где  $I_R$  – амплитуда тока нагрузки;

$U_{CC}$  – напряжение источника питания.

Когда переключатель выключен для  $\pi \leq \omega t \leq 2\pi$

$$u(\omega t) = U_{CC} + r_{нас} I_R \sin(\omega t), \quad (1.3)$$

$$i_1(\omega t) = 0. \quad (1.4)$$

Амплитуда  $U$  напряжения  $u(\omega t)$  на основной частоте может быть рассчитана путем применения преобразования Фурье к уравнениям (1.1) и (1.3)

$$U = -\frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} u(\omega t) \sin(\omega t) d(\omega t) = \frac{4}{\pi} U_{CC} - r_{нас} I_R. \quad (1.5)$$

Точно так же значение постоянного тока  $I_0$  может быть получено из уравнения (1.2) по формуле

$$I_0 = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} i_1(\omega t) d(\omega t) = \frac{I_R}{\pi}. \quad (1.6)$$

Принимая во внимание, что  $I_R = U/R_L$  и то, что синусоидальный выходной ток протекает через тот или иной транзистор в зависимости от того, какой АЭ включен и имеет полусинусоидальную форму, используя формулу (1.5) получим

$$I_R = I_{\max} = \frac{4}{\pi} \frac{U_{CC}}{R_L} \frac{1}{1 + \frac{r_{нас}}{R_L}}. \quad (1.7)$$

Мощность постоянного тока  $P_0$  и выходная мощность на основной частоте  $P$ , соответственно

$$P_0 = 2U_{CC} I_0 = \frac{8}{\pi^2} \frac{U_{CC}^2}{R_L} \frac{1}{1 + \frac{r_{нас}}{R_L}}, \quad (1.8)$$

$$P = \frac{1}{2} I_R^2 R_L = \frac{8}{\pi^2} \frac{U_{CC}^2}{R_L} \frac{1}{\left(1 + \frac{r_{нас}}{R_L}\right)^2}. \quad (1.9)$$

В результате КПД коллектора  $\eta$  квазикомплиментарного двухтактного УМ с переключением напряжения и последовательным фильтром можно записать как

$$\eta = \frac{P}{P_0} = \frac{1}{1 + \frac{r_{нас}}{R_L}}. \quad (1.10)$$

Из уравнения (1.10) следует, что КПД коллектора равен 100% для идеализированного случая АЭ без потерь с нулевым сопротивлением насыщения.

Для корректной работы КУМ для фильтра  $L_0C_0$  нагруженная добротность должна быть выбрана более 5, чтобы обеспечить хороший компромисс между фильтрацией гармоник тока и потерями в катушке. Дополнительного подавления гармоник можно добиться, установив стандартные фильтры между последовательным фильтром и нагрузкой. Следует обратить внимание, что КПД коллектора снижается с увеличением рабочей частоты, когда время переключения транзисторов составляет заметную часть периода сигнала. На практике было установлено, что высокий КПД УМ класса D может сохраняться до частот порядка  $0,1/f_T$  для маломощных транзисторов и до  $0,01/f_T$  для мощных транзисторов мощностью более 10 Вт, где  $f_T$  - граничная частота АЭ [55].

Схема на рисунке 1.6 называется схемой на квазикомплиментарных транзисторах так как в ней используются два идентичных транзистора:  $n-p-n$  БТ или  $n$ -канальные MOSFET транзисторы, в то же время в схеме на полностью комплиментарных транзисторах два транзистора имеют разные типы проводимости:  $n-p-n$  и  $p-n-p$  в случае с БТ, или  $n$ -канальные и  $p$ -канальные MOSFET транзисторы.

Следует отметить, промышленность не выпускает мощные  $p$ -канальные MOSFET-транзисторы, работающие в диапазоне ОБЧ.

На рисунке 1.7 показаны примеры двухтактного УМ класса D на комплиментарной паре транзисторов с переключением напряжения для

конфигурации с входным трансформатором (рисунок 1.7а) и бестрансформаторная конфигурация (рисунок 1.7б). В последнем случае нет необходимости в управляющем входном трансформаторе, так как оба транзистора могут быть установлены на одной подложке или радиаторе без электрической изоляции. Конденсатор связи  $C_1$  должен иметь очень низкое реактивное сопротивление, чтобы падение напряжения на несущей частоте на нем было незначительным по сравнению с входным сигналом. Его значение может быть выбрано как

$$C_1 \gg \frac{1}{2\pi f_0 r_o} \quad (1.11)$$

где  $f_0$  – основная частота входного напряжения,  $r_o$  – последовательное сопротивление базы БТ.

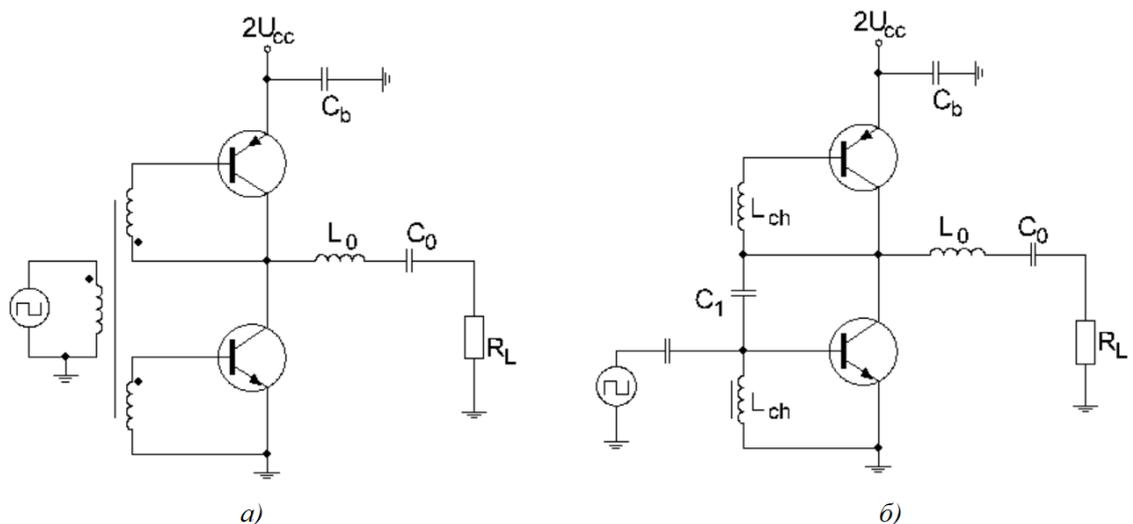


Рисунок 1.7 – Схемы УМ класса D на комплиментарных транзисторах с переключением напряжения а) по трансформаторной схеме; б) по бестрансформаторной схеме

Однако на практике такие схемы можно использовать на достаточно низких частотах из-за гораздо более высоких переходных потерь, возникающих из-за несоответствия рабочих характеристик комплиментарных транзисторов.

Широкополосные трансформаторы с отводом от средней точки и симметрично-несбалансированные трансформаторы также могут использоваться

в УМ класса D с переключением напряжения. На рисунке 1.8а) показана упрощенная принципиальная схема УМ класса D с переключением напряжения с трансформаторной конфигурацией и последовательным фильтром. Выходной трансформатор  $Tr_2$  считается идеальным, имеющим по  $m$  витков в каждой половине первичной обмотки и  $n$  витков во вторичной обмотке, и обеспечивает для обоих АЭ,  $Q_1$  и  $Q_2$ , работу с токами, которые по фазе отличаются на  $180^\circ$ , чтобы включаться и выключаться попеременно. В течение первого полупериода, когда транзистор  $Q_1$  открыт, его коллекторное напряжение  $u_1(\omega t)$  равно нулю, при условии нулевого сопротивления насыщения. В результате на половину первичной обмотки трансформатора  $Tr_2$  подается постоянное напряжение питания  $U_{CC}$ , и оно преобразуется в напряжение  $(-n/m)U_{CC}$  на вторичной обмотке трансформатора. Когда транзистор  $Q_2$  открыт, постоянное напряжение питания  $U_{CC}$  прикладывается к другой половине первичной обмотки, вызывая появление напряжения  $(n/m)U_{CC}$  на вторичной обмотке.

То есть при замыкании ключа  $Q_1$ , при  $0 \leq \omega t \leq \pi$

$$u_1(\omega t) = 0 \quad (1.12)$$

$$u_2(\omega t) = 2U_{CC} \quad (1.13)$$

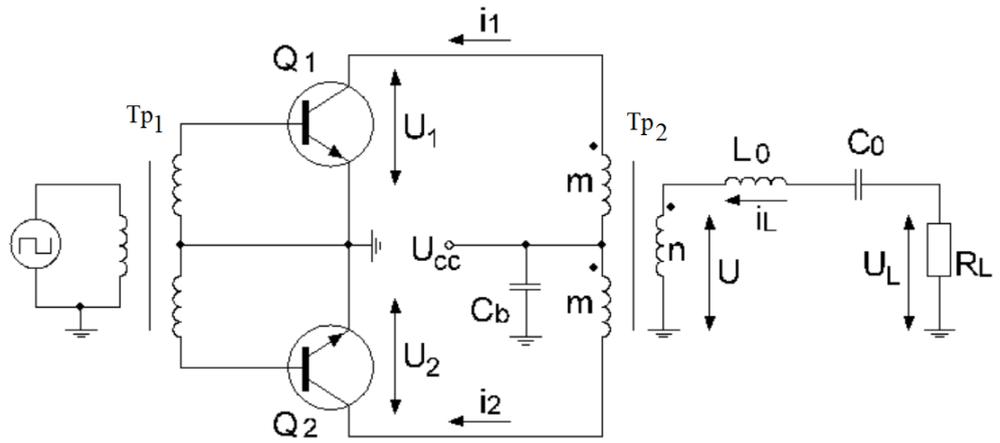
$$u(\omega t) = -\frac{n}{m}U_{CC} \quad (1.14)$$

при разомкнутом ключе  $Q_1$ , при  $\pi \leq \omega t \leq 2\pi$

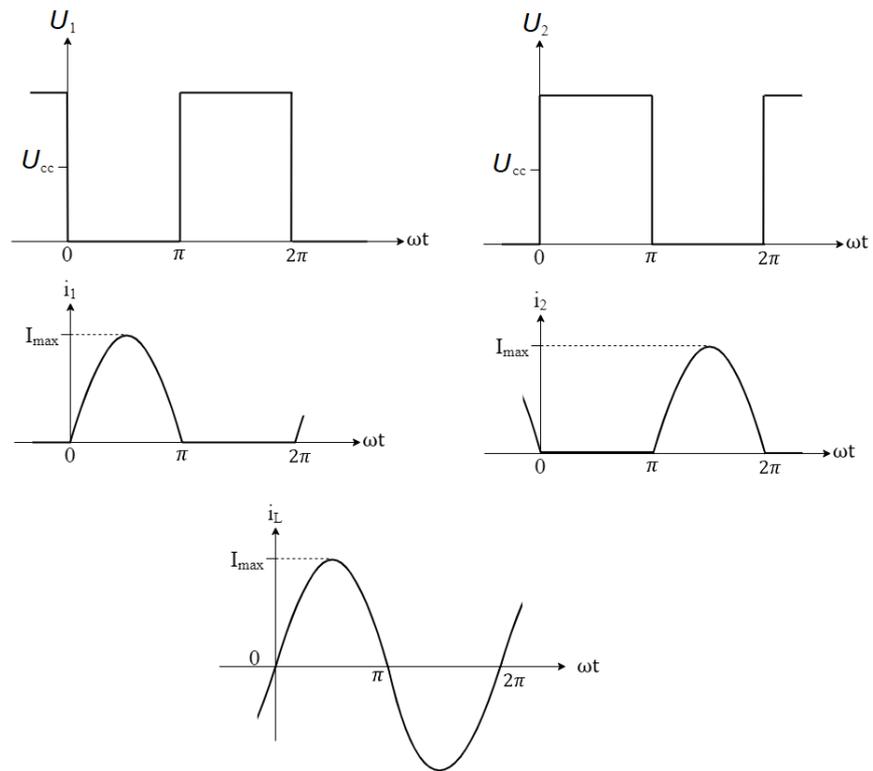
$$u_1(\omega t) = 2U_{CC} \quad (1.15)$$

$$u_2(\omega t) = 0 \quad (1.16)$$

$$u(\omega t) = \frac{n}{m}U_{CC} \quad (1.17)$$



а)



б)

Рисунок 1.8 – Двухтактный УМ класса D с переключением напряжения с трансформаторной конфигурацией и с последовательным фильтром а); формы токов и напряжений в схеме б)

Таким образом, результирующее вторичное напряжение  $u(\omega t)$  имеет прямоугольную форму с уровнями  $\pm(n/m)U_{cc}$ , а напряжения на коллекторе представляют собой прямоугольные сигналы с уровнями 0 и плюс  $2U_{cc}$ .

Амплитуда  $U$  напряжения основной частоты  $u(\omega t)$  может быть рассчитана по формуле

$$U_L = U = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} u(\omega t) \sin(\omega t) d(\omega t) = \frac{4}{\pi} \frac{n}{m} U_{CC}, \quad (1.18)$$

где  $U_L$  — амплитуда напряжения основной частоты на нагрузке  $R_L$ .

Затем выходная мощность основной частоты  $P$  может быть получена

$$P = \frac{1}{2} \frac{U_L^2}{R_L} = \frac{8}{\pi^2} \left( \frac{m}{n} \right)^2 \frac{U_{CC}^2}{R_L} = \frac{8}{\pi^2} \frac{U_{CC}^2}{R}, \quad (1.19)$$

$$R = \left( \frac{m}{n} \right)^2 R_L, \quad (1.20)$$

где  $R$  это эквивалентное сопротивление на основной частоте на половине первичной обмотки выходного трансформатора  $Tr_2$  на выходе каждого АЭ, при разомкнутой другой половине первичной обмотки.

Амплитуда  $I_L$  синусоидального тока  $i_L(\omega t)$ , протекающего в нагрузке, определяется выражением

$$I_L = \frac{U_L}{R_L} = \frac{4}{\pi} \frac{U_{CC}}{R}. \quad (1.21)$$

Следовательно, коллекторные токи каждого транзистора имеют форму полусинусоид с противоположной фазой  $180^\circ$ , пиковые значения которых равны  $(4/\pi)(U_{CC}/R)$ . Постоянный ток представляет собой сумму двух токов коллектора, следовательно

$$I_0 = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} [i_1(\omega t) + i_2(\omega t)] d(\omega t) = \frac{8}{\pi^2} \left( \frac{n}{m} \right)^2 \frac{U_{CC}}{R_L}, \quad (1.22)$$

ток  $I_0$  втекает в центральную точку трансформатора, что приводит к 100%-ному КПД коллектора, поскольку мощность на основной частоте и мощность постоянного тока равны.

На рисунке 1.9 показана упрощенная принципиальная схема симметричного УМ класса D с переключением тока, построенного по симметричной схеме и состоящего из однотипных АЭ, параллельного фильтра  $L_0C_0$  и сопротивления

нагрузки  $R_L$ . АЭ является ключом с сопротивлением насыщения  $r_{нас}$ , который приводится в действие таким образом, чтобы обеспечить попеременное переключение между рабочими состояниями транзистора в открытом и закрытом состояниях в каждом из 50% периода. Поскольку через ВЧ-дроссель  $L_{ch}$  протекает только постоянный ток  $I_0$ , чередование полупериодов переключения АЭ между режимом отсечки и режимом насыщения приводит к тому, что коллекторный ток имеет форму прямоугольных импульсов с максимальным значением  $2I_0$ , как показано на рисунке 1.9.

Импульсы коллекторного тока, содержащие только нечетные гармонические составляющие, подаются на параллельный фильтр  $L_0C_0$  с высокой нагруженной добротностью  $Q_L = \omega L_0 / R_L \gg 1$ , настроенный на основную частоту  $\omega_0 = 1 / \sqrt{L_0 C_0}$ , что приводит к синусоидальному напряжению основной частоты  $u_R = U_R \sin(\omega t)$  на нагрузке  $R_L$ . В течение полупериода, когда один транзистор открыт, это напряжение подается на другой транзистор, так что импульсы коллекторного напряжения в форме полусинусоид содержат только четные гармоники основной частоты. Плоская форма напряжения насыщения с максимальной амплитудой  $U_{max}$  полностью определяется формой тока коллектора при  $i(\omega t) > 0$  по формуле  $u_{нас}(\omega t) = r_{нас} i_1(\omega t) = r_{нас} i_2(\omega t)$ , для симметричной схемы с идентичными транзисторами. В данной схеме эквивалентное сопротивление нагрузки равно  $R_L/2$  для каждого АЭ.

Следует отметить, что для симметричного УМ класса D с переключением тока кривые напряжения и тока меняются местами. В схеме переключения тока транзисторы представляют собой токовые ключи с амплитудой, определяемой напряжением постоянного тока  $U_{cc}$ , сопротивлением насыщения  $r_{нас}$  и сопротивлением нагрузки.

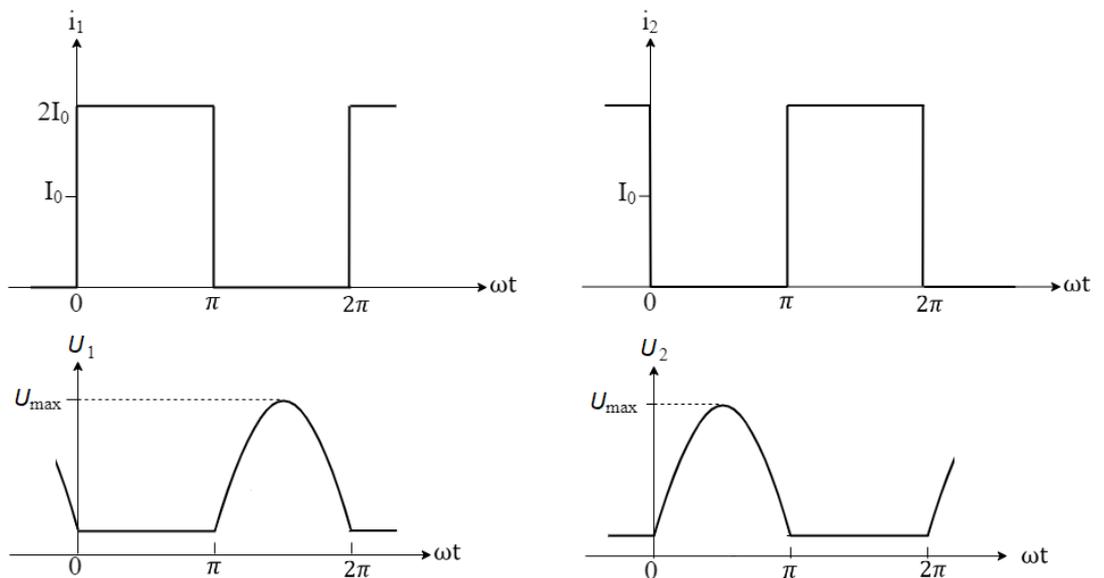
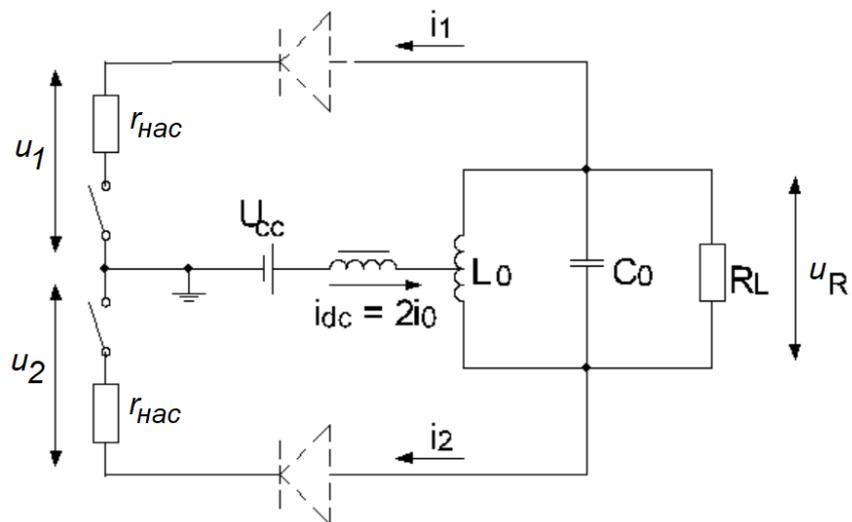
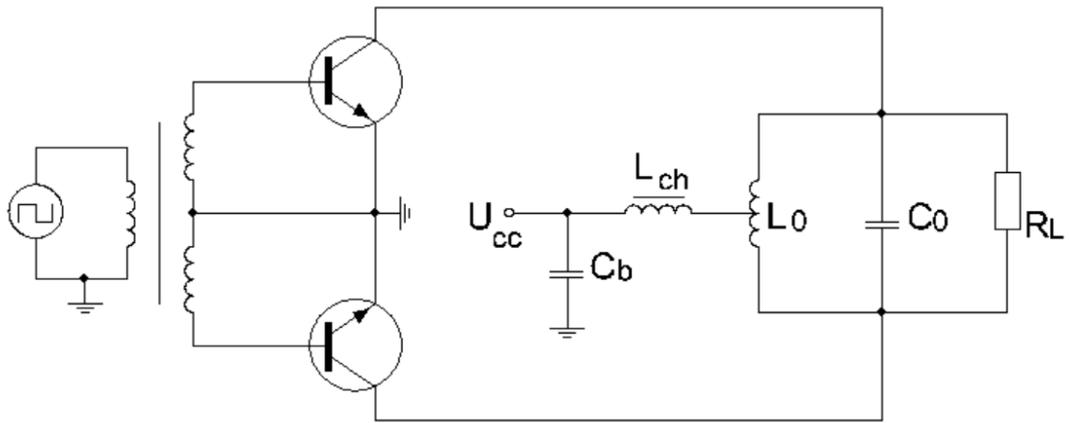


Рисунок 1.9 – Принципиальная схема симметричного УМ класса D на БТ с переключением тока, схема симметричного УМ класса D с переключением тока с заменой АЭ ключом и временные диаграммы

Для режима работы с углом проводимости больше  $180^\circ$  есть период времени, когда оба АЭ включаются одновременно, а параллельно настроенная цепь шунтируется  $r_{нас}$  небольшое сопротивление  $2r_{нас}$ . Поэтому для устранения этого шунтирующего эффекта, сопровождающегося: потерями в обоих транзисторах, необходимо последовательно к каждому АЭ включать диод, как показано на рисунке 1.8. Однако условия работы с углом проводимости менее  $180^\circ$  неприемлемы, так как существуют промежутки времени, когда оба транзистора выключаются одновременно, что приводит к значительному увеличению коллекторного напряжения из-за ЭДС самоиндукции в ВЧ дросселе цепи питания.

Определим ток  $i(\omega t) = i_1(\omega t) - I_0$  в последовательной цепи  $L_0C_0$  и напряжение коллектора  $u_1(\omega t)$  для первого транзистора, работающего как токовый ключ с сопротивлением насыщения  $r_{нас}$ . При включении первого выключателя на  $0 \leq \omega t \leq \pi$ ,  $i_1(\omega t) = 2I_0$ , в результате чего

$$i(\omega t) = I_0, \quad (1.23)$$

$$u_1(\omega t) = U_{нас} = 2r_{нас} I_0, \quad (1.24)$$

где  $I_0$  — постоянный ток питания каждого АЭ.

При  $\pi \leq \omega t \leq 2\pi$  первый ключ выключен  $i_1(\omega t) = 0$ , в результате чего выполняются равенства

$$i(\omega t) = -I_0, \quad (1.25)$$

$$u_1(\omega t) = -(U_{\max} - 2r_{нас} I_0) \sin(\omega t) + 2r_{нас} I_0, \quad (1.26)$$

где  $U_{\max}$  — пиковое напряжение коллектора.

Амплитуда тока основной частоты  $I$  тока  $i(\omega t)$  может быть рассчитана с помощью преобразования Фурье из уравнений (1.23) и (1.25) по формуле

$$I = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} i(\omega t) \sin(\omega t) d(\omega t) = \frac{4}{\pi} I_0. \quad (1.27)$$

Точно так же напряжение питания постоянного тока  $U_{cc}$  может быть записано из уравнений (1.24) и (1.26) по формуле

$$U_{CC} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} u_1(\omega t) d(\omega t) = \frac{1}{\pi} (U_{\max} - 2r_{\text{нас}} I_0). \quad (1.28)$$

Учитывая, что  $U_1 = U_{\max} - 2r_{\text{нас}} I_0 = IR_L$ , постоянный ток  $I_0$  и коллекторное напряжение основной частоты  $U_1$  можно получить по формулам

$$I_0 = \left( \frac{\pi}{2} \right)^2 \left( 1 + \frac{\pi^2 r_{\text{нас}}}{2 R_L} \right)^{-1} \frac{U_{CC}}{R_L}, \quad (1.29)$$

$$U_1 = \pi \left( 1 + \frac{\pi^2 r_{\text{нас}}}{2 R_L} \right)^{-1} U_{CC}. \quad (1.30)$$

Мощность постоянного тока  $P_0$  и выходную мощность основной частоты  $P$  можно получить с помощью уравнений (1.29) и (1.30) и, учитывая, что  $U_1 = U_R$ , в соответствии с выражениями

$$P_0 = 2U_{CC} I_0 = \frac{\pi^2 U_{CC}^2}{2 R_L} \frac{1}{1 + \frac{\pi^2 r_{\text{нас}}}{2 R_L}}, \quad (1.31)$$

$$P = \frac{1 U_R^2}{2 R_L} = \frac{\pi^2 U_{CC}^2}{2 R_L} \frac{1}{\left( 1 + \frac{\pi^2 r_{\text{нас}}}{2 R_L} \right)^2}. \quad (1.32)$$

В результате коэффициент полезного действия  $\eta$  симметричного двухтактного УМ с переключением тока и параллельным фильтром может быть записан как

$$\eta = \frac{P}{P_0} = \frac{1}{1 + \frac{\pi^2 r_{\text{нас}}}{2 R_L}}. \quad (1.33)$$

На рисунке 1.10 показана принципиальная схема УМ класса D с переключением тока, в котором выходной трансформатор используется для подключения к стандартной нагрузке. Такая конфигурация называется УМ класса D с переключением тока с трансформаторной связью. Такая схема является аналогом двухкаскадного УМ класса D с переключением напряжения с

трансформаторной связью, поскольку формы сигналов коллекторного напряжения и тока взаимозаменяемы.

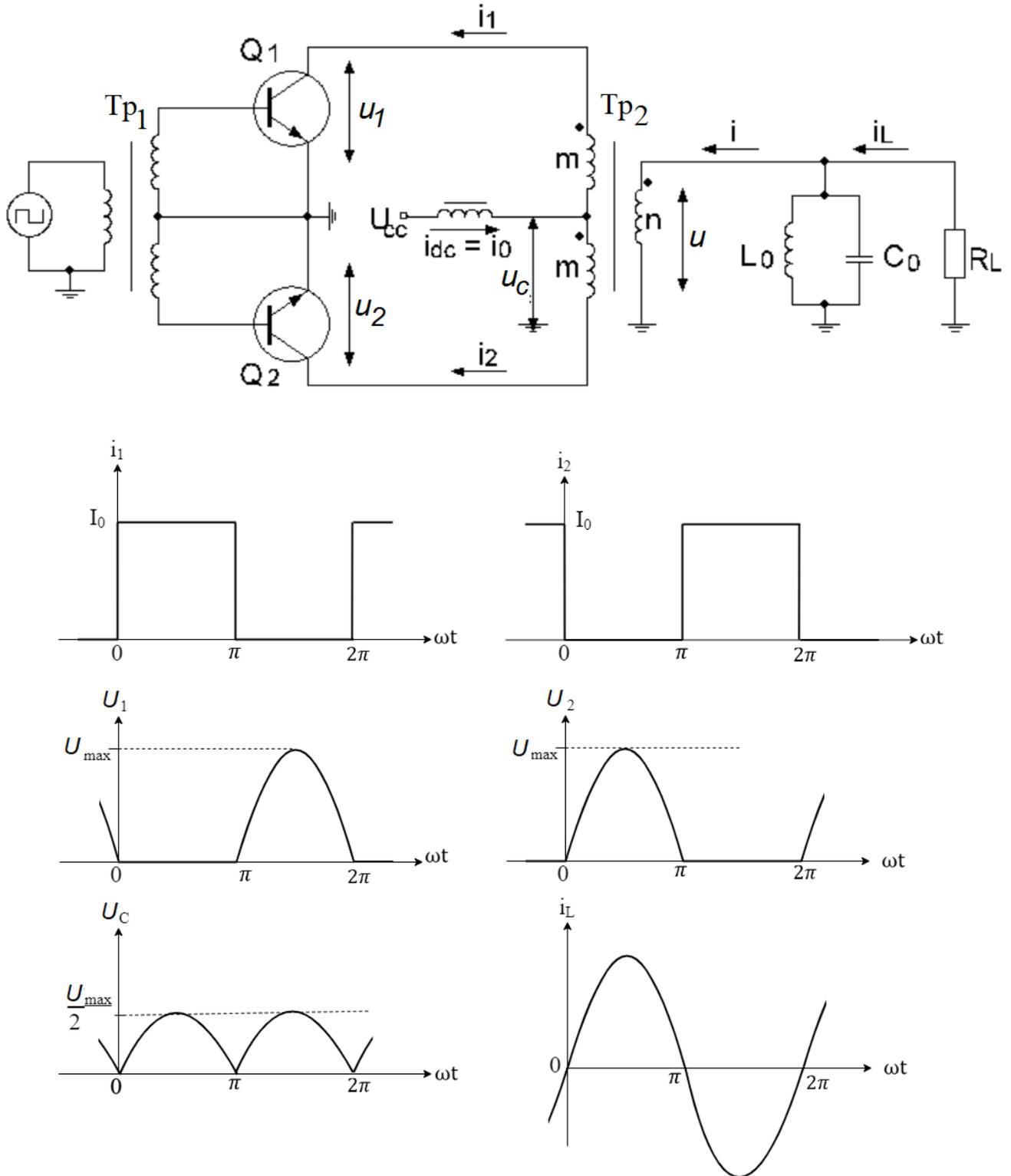


Рисунок 1.10 – Конфигурация УМ класса D с переключением тока с трансформаторной связью и параллельным фильтром и временные диаграммы

Нагрузочная цепь УМ с переключением тока с трансформаторной связью есть цепь  $L_0C_0$ , подключенная параллельно нагрузке  $R_L$ . Какой бы АЭ ни был включен в течение первого полупериода, он потребляет весь постоянный ток  $I_0$ , что приводит к прямоугольной форме кривой тока коллектора с уровнями 0 и  $I_0$ , как показано на рисунке 1.10. Напряжение на его коллекторе равно нулю, когда он включен при нулевом сопротивлении насыщения. Преобразование прямоугольных коллекторных токов с половины первичной обмотки во вторичную дает прямоугольный ток  $i(\omega t)$  с уровнями  $\pm(m/n)I_0$ .

Следовательно, при замыкании ключа  $Q_1$  на  $0 \leq \omega t \leq \pi$

$$i_1(\omega t) = I_0, \quad (1.34)$$

$$i_2(\omega t) = 0, \quad (1.35)$$

$$i(\omega t) = \frac{m}{n} I_0. \quad (1.36)$$

При разомкнутом ключе  $Q_1$  при  $\pi \leq \omega t \leq 2\pi$

$$i_1(\omega t) = 0, \quad (1.37)$$

$$i_2(\omega t) = I_0, \quad (1.38)$$

$$i(\omega t) = -\frac{m}{n} I_0. \quad (1.39)$$

Так как выходной параллельный резонансный контур подавляет гармонические составляющие вторичного тока  $i(\omega t)$ , допуская только составляющую основной частоты  $i_L(\omega t)$  тока в нагрузке  $R_L$ , ее амплитуда  $I_L$  может быть рассчитана из выражения

$$I_L = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} i(\omega t) \sin(\omega t) d(\omega t) = \frac{4}{\pi} \frac{m}{n} I_0. \quad (1.40)$$

Синусоидальный ток основной частоты  $i_L(\omega t)$  создает синусоидальное напряжение  $u(\omega t) = u_L(\omega t) = i_L(\omega t)R_L$  на сопротивлении нагрузки  $R_L$  с амплитудой

$$U_L = U = \frac{4}{\pi} \frac{m}{n} I_0 R_L, \quad (1.41)$$

где  $U$  — амплитуда вторичного напряжения.

Синусоидальное напряжение  $u(\omega t)$  на вторичной обмотке трансформируется на первичной обмотке в синусоидальное напряжение на каждой половине первичной обмотки с амплитудой  $(m/n)U$ . Поскольку в течение половины периода один из двух транзисторов включен, и соответствующий вывод первичной обмотки заземлен, максимальное (пиковое) значение напряжения коллектора другого транзистора может быть получено по формуле

$$U_{\max} = 2U_L \left( \frac{m}{n} \right) = \frac{8}{\pi} I_0 R, \quad (1.42)$$

где

$$R = \left( \frac{m}{n} \right)^2 R_L. \quad (1.43)$$

есть эквивалентное сопротивление на основной частоте на половине первичной обмотки выходного трансформатора  $Tr_2$ , на выходе каждого АЭ, при разомкнутой другой половине первичной обмотки. Таким образом, синусоидальное напряжение  $u(\omega t)$ , после первичной обмотки дает два коллекторных напряжения в форме полусинусоид с противоположными фазами.

Поскольку напряжение в центральной точке трансформатора  $u_C(\omega t)$  представляет собой половину суммы двух напряжений коллектора, его среднее значение можно рассчитать по уравнению (1.42) из соотношения

$$U_{CC} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \left[ \frac{u_1(\omega t)}{2} + \frac{u_2(\omega t)}{2} \right] d(\omega t) = \frac{8}{\pi^2} \left( \frac{m}{n} \right)^2 I_0 R_L, \quad (1.44)$$

где  $u_1(\omega t) = -U_{\max} \sin(\omega t)$  для  $\pi \leq \omega t \leq 2\pi$ ,  $u_2(\omega t) = U_{\max} \sin(\omega t)$  для  $0 \leq \omega t \leq \pi$

$$I_0 = \frac{\pi^2}{8} \left( \frac{n}{m} \right)^2 \frac{U_{CC}}{R_L} = \frac{\pi^2}{8} \frac{U_{CC}}{R}. \quad (1.45)$$

Затем, пиковое напряжение коллектора  $U_{\max}$ , заданное формулой (1.42) можно переписать в зависимости от напряжения питания  $U_{CC}$  в виде

$$U_{\max} = \pi U_{CC} \quad (1.46)$$

Поскольку на ВЧ-дросселе нет падения напряжения, пиковое значение напряжения  $u_c(\omega t)$ , имеющего форму выпрямленной полуволны, равно  $(\pi/2)U_{cc}$ . Используя уравнения (1.41) и (1.44), выходная мощность  $P$  на основной частоте и мощность источника постоянного тока  $P_0$  могут быть получены по формуле

$$P = \frac{1}{2} \frac{U_L^2}{R_L} = \frac{\pi^2}{8} \left( \frac{n}{m} \right)^2 \frac{U_{cc}^2}{R_L}, \quad (1.47)$$

$$P_0 = U_{cc} I_0 = \frac{\pi^2}{8} \left( \frac{n}{m} \right)^2 \frac{U_{cc}^2}{R_L}. \quad (1.48)$$

В результате КПД коллектора составляет 100%, поскольку мощность основной частоты и мощность постоянного тока равны.

На практике нагрузочная цепь импульсного УМ класса D может иметь ненулевое реактивное сопротивление на рабочей частоте, вызванное ее расстройкой или влиянием паразитных реактивных элементов АЭ. На рисунке 1.11 показана принципиальная схема квазикомплиментарной конфигурации переключения напряжения с реактивной нагрузкой, где  $C_{c1}$  и  $C_{c2}$  — эквивалентные емкости коллектора каждого транзистора, а  $X$  — реактивное сопротивление цепи последовательной нагрузки. Последовательно настроенная схема  $L_0C_0$  снижает выходные токи на частотах гармоник, протекающих через нагрузку, до незначительного уровня. Формы напряжения коллектора каждого транзистора не изменяются реактивным сопротивлением нагрузки. Однако из-за действия последовательного реактивного сопротивления  $X$  выходной ток  $i_R(\omega t)$  сдвинут по фазе относительно формы волны коллекторного напряжения, как показано на рисунке 1.11. Из-за этого фазового сдвига оба коллекторных тока  $i_1(\omega t)$  и  $i_2(\omega t)$  стремятся к отрицательным значениям в течение части каждого периода. В этом случае последовательный резонансный контур представляет собой индуктивную нагрузку. Если оба транзистора  $Q_1$  и  $Q_2$  являются полевыми MOSFET транзисторами, отрицательные токи могут пропускаться без какой-либо возможности их повреждения, поскольку в качестве встречно-параллельного диода можно использовать собственный диод с р-п переходом подложка-сток

MOSFET транзистора. Однако БТ обычно не проводят ток в обратном направлении. В результате отрицательные токи будут заряжать эквивалентные емкости коллектора  $C_{c1}$  и  $C_{c2}$ , создавая большие скачки напряжения, которые могут повредить транзисторы.

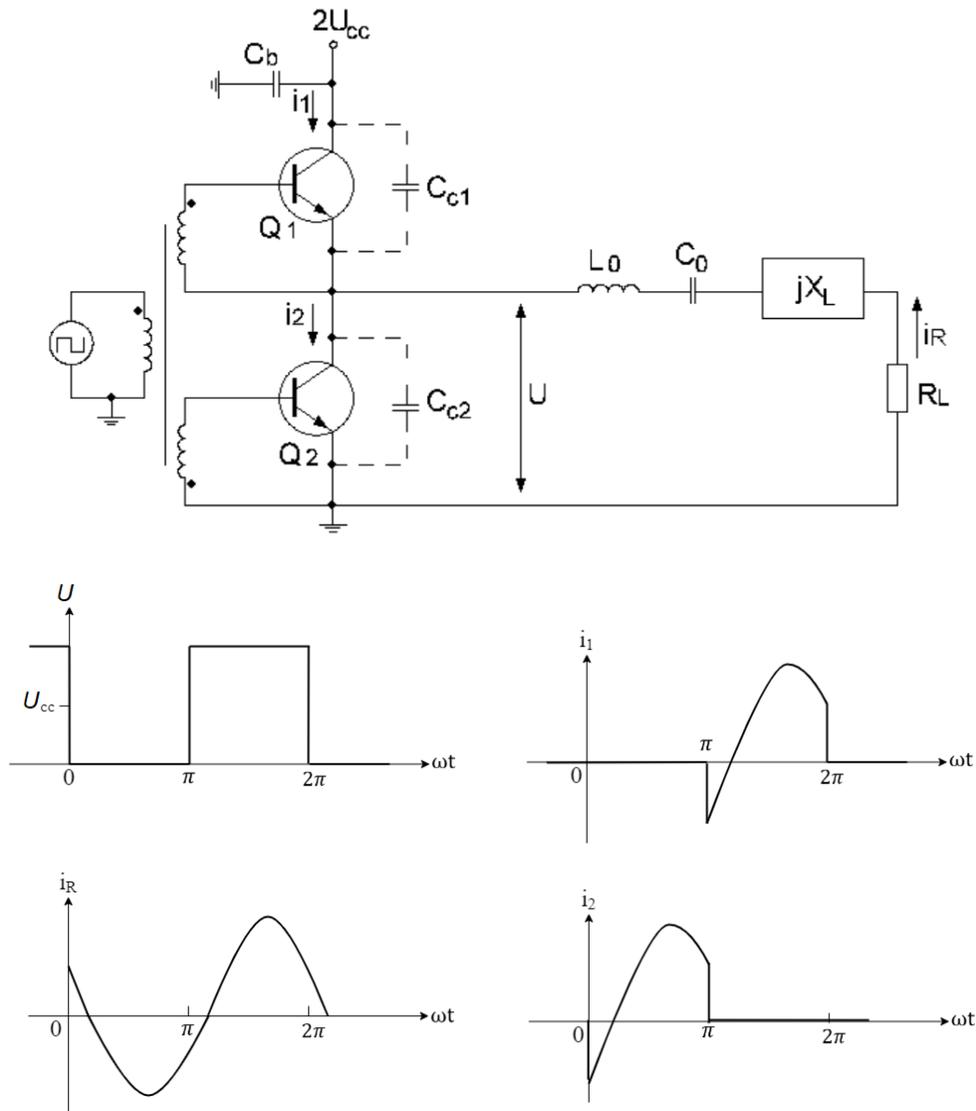


Рисунок 1.11 – УМ класса D с переключением напряжения и реактивной нагрузкой и временные диаграммы

Последовательное реактивное сопротивление уменьшает амплитуду выходного тока и выходную мощность. Если  $Z_L = R_L + jX_L$ , ток нагрузки  $i_R(\omega t)$  комплементарной конфигурации переключения напряжения с нулевым сопротивлением насыщения можно записать с помощью уравнения (1.7) как

$$i_R(\omega t) = \frac{4 U_{cc}}{\pi |Z_L|} \sin(\omega t + \varphi), \quad (1.49)$$

где фазовый сдвиг  $\varphi$  определяется как

$$\varphi = \tan^{-1} \left( \frac{X_L}{R_L} \right). \quad (1.50)$$

Следовательно, мощность  $P$  на основной частоте в нагрузке  $R_L$ , уменьшится до значения

$$P = \frac{8 U_{cc}^2}{\pi^2 R_L} \rho^2, \quad (1.51)$$

где

$$\rho = \frac{R_L}{|Z_L|} < 1. \quad (1.52)$$

Путь обратного тока обеспечивается диодами  $D_1$  и  $D_2$ , как показано на рисунке 1.12. При этом синусоидальный сдвинутый по фазе ток нагрузки всегда проходит через один из четырех элементов ( $Q_1$ ,  $Q_2$ ,  $D_1$  или  $D_2$ ), предотвращая выбросы напряжения на коллекторе, показанные на временных диаграммах рисунке 1.12.

Здесь шунтирующая емкость  $C_c$  представляет собой сумму обеих емкостей коллектора  $C_{C1}$  и  $C_{C2}$ , и может включать любую паразитную емкость цепи, связанную с методом практической реализации. Такой же подход к защите можно использовать в конфигурации переключения напряжения с трансформаторной связью. АЭ, используемые в симметричных трансформаторных УМ класса D с переключением тока, могут быть защищены от отрицательного напряжения коллектора путем последовательного включения диодов с коллекторами. Причём эффективность коллектора УМ класса D практически не зависит от реактивного сопротивления цепи нагрузки.

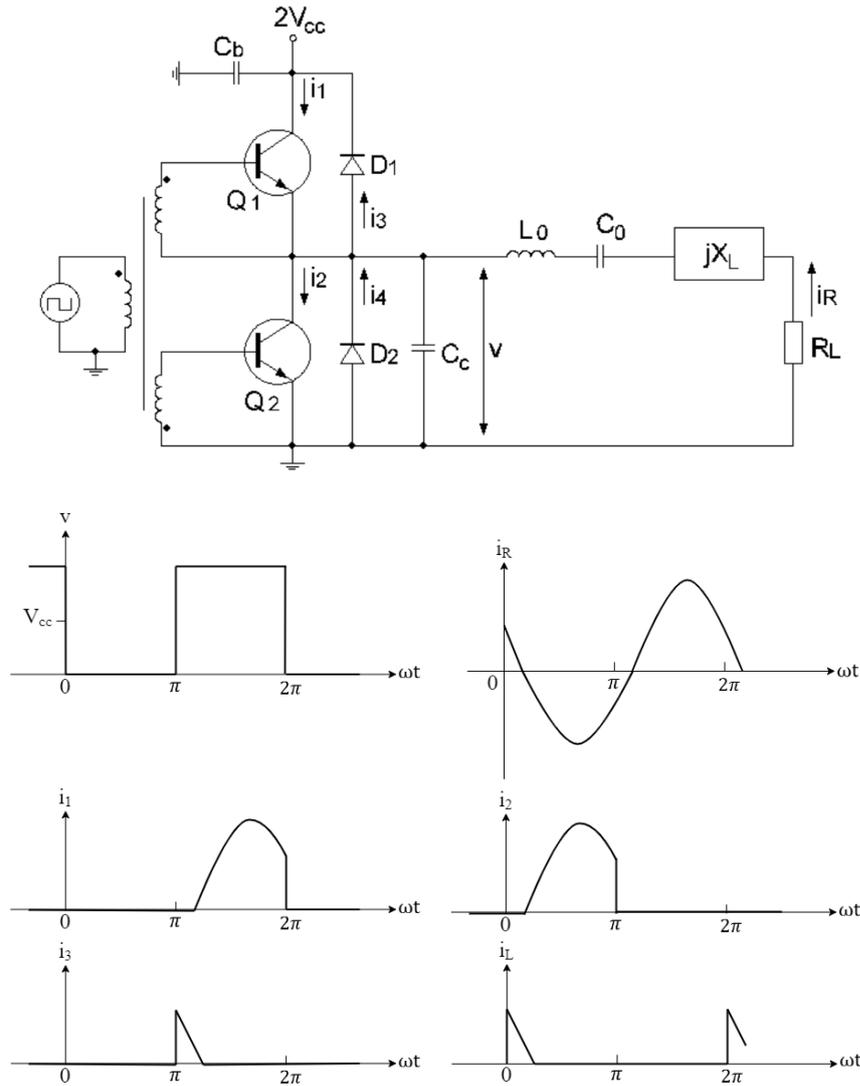


Рисунок 1.12 – УМ класса D с переключением напряжения, реактивной нагрузкой и защитными диодами и временные диаграммы

Работа представленной схемы с емкостной нагрузкой не рекомендуется, так как встречно-параллельные диоды генерируют высокие выбросы тока обратного восстановления [56]. Эти выбросы возникают в формах тока переключателя как при включении, так и при выключении переключателя и могут вывести транзисторы из строя. Транзисторы открываются при высоком напряжении, равном  $2U_{CC}$ , при этом выходная емкость транзистора закорочена низким сопротивлением насыщения транзистора, рассеивая энергию, запасенную в этой емкости. Следовательно, потери в открытом состоянии транзистора высоки, а влияние емкости обратной связи значительно увеличивает входную емкость

транзистора и требования к управлению затвором, поэтому скорость перехода в открытое состояние снижается. Как правило, УМ может безопасно работать с разомкнутой цепью на выходе. Однако УМ может выйти из строя, если выход закорочен на рабочей частоте, близкой к резонансной частоте выходного последовательного резонансного контура  $L_0C_0$ .

Наличие паразитных коллекторных емкостей  $C_{c1}$  и  $C_{c2}$  приводит к потерям мощности из-за конечного процесса накопления заряда. Когда транзистор  $Q_1$  открыт, а транзистор  $Q_2$  закрыт, конденсатор  $C_{c1}$  разряжается через  $Q_1$ , а конденсатор  $C_{c2}$  мгновенно заряжается до  $2U_{CC}$ . Однако, когда транзистор  $Q_2$  включен, а транзистор  $Q_1$  выключен, конденсатор  $C_{c2}$  мгновенно разряжается через  $Q_2$  и конденсатор  $C_{c1}$  заряжается мгновенно до  $2U_{CC}$ . Поскольку это происходит дважды в течение каждого периода, а потери мощности из-за энергии, рассеиваемой в обоих транзисторах в процессах заряда и разряда, равны, общие потери мощности из-за конечного времени переключения в УМ класса D на комплементарных транзисторах с переключением напряжения при напряжении питания  $2U_{CC}$  и нулевом сопротивлении насыщения можно записать как

$$P_S = (C_{c1} + C_{c2})(2U_{CC})^2 f_0 = 4C_C U_{CC}^2 f_0, \quad (1.53)$$

где  $C_C = C_{c1} + C_{c2}$ ,  $f_0$  – рабочая частота.

Уравнение (1.53) также может характеризовать УМ класса D с коммутацией напряжения с трансформаторной связью и напряжением питания  $U_{CC}$ , в котором паразитные емкости коллектора  $C_{c1}$  и  $C_{c2}$  заряжаются и разряжаются напряжением от 0 до  $2U_{CC}$ .

В УМ класса D с переключением тока паразитные емкости не дают зарядных и разрядных потерь, так как коллекторные токи, протекающие через транзистор, имеют фиксированные постоянные значения (либо нулевые, либо максимальные  $I_{dc}$ ). Однако существует и другой механизм потерь мощности, связанные с паразитными индуктивностями  $L_{c1}$  и  $L_{c2}$  (из-за конечной длины проводника и индуктивности рассеяния в трансформаторе) последовательно с

коллекторами транзисторов. При этом токи, протекающие через АЭ, при переключении изменяются от нуля до  $I_{dc}$  мгновенно, дважды за каждый период.

Поэтому все потери мощности из-за конечного времени переключения для УМ класса D с переключением тока и нулевым сопротивлением насыщения можно записать как

$$P_S = L_C I_{dc}^2 f_0, \quad (1.54)$$

где  $L_C = L_{c1} + L_{c2}$ .

Схема управления УМ класса D должна обеспечивать сигнал управления, достаточный для обеспечения того, чтобы АЭ попеременно переходили из режима насыщения в режим отсечки или наоборот в течение надлежащего периода времени. Как правило, если для УМ класса D с переключением тока требуется прямоугольная форма управляющего тока или напряжения, УМ класса D с переключением напряжения может управляться либо прямоугольным, либо синусоидальным возбуждающим сигналом. На рисунке 1.13 показана управляющая цепь УМ класса D (драйвер) на комплементарных БТ с переключением напряжения и формы сигналов в схеме: прямоугольный сигнал управляющего напряжения и синусоидальные сигналы тока.

Синусоидальный ток, протекающий через первичную обмотку входного трансформатора, приводит к тому, что токи в форме полусинусоид передаются в каждую базу из вторичной обмотки трансформатора. Протекание тока в соответствующую базу приводит к увеличению напряжения база-эмиттер до  $U_{b\max}$ , что примерно равно его пороговому напряжению 0,7 В для БТ и соответствует максимальному значению, необходимому для насыщения MOSFET транзистора. В то же время ток, втекающий в базу другого транзистора, смещается на  $180^\circ$ , вызывая падение напряжения база-эмиттер до  $-U_{b\max}$ .

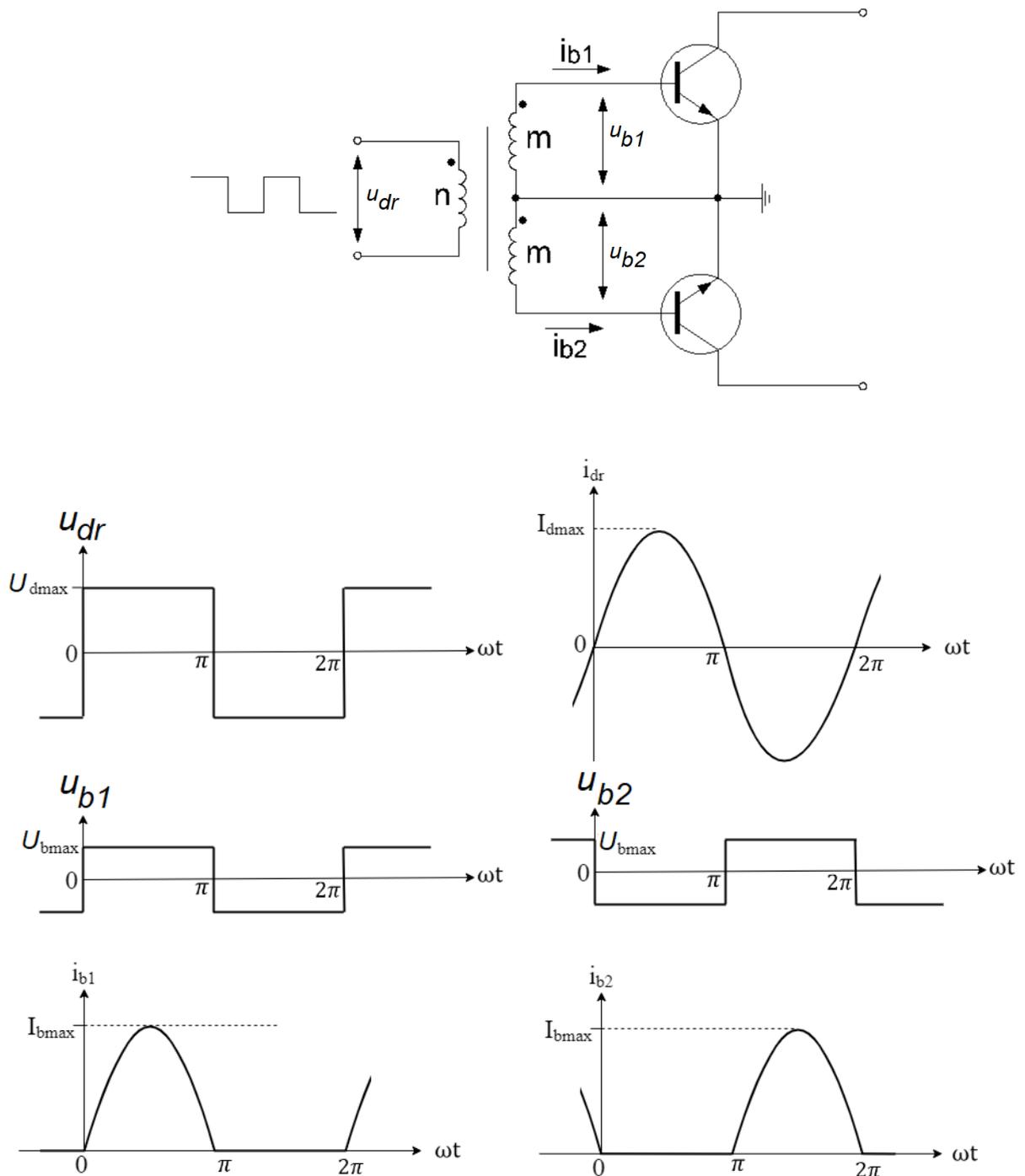


Рисунок 1.13 – Схема УМ класса D на комплементарных АЭ с цепью управления и временные диаграммы управляющего напряжения и тока

Следовательно, на первичной обмотке появляется прямоугольное напряжение с уровнями  $\pm(m/n)U_{b\max}$ . Полное сопротивление, на которое работает драйвер на частоте переключения, представляет собой отношение амплитуды управляющего напряжения основной частоты к амплитуде тока, записанное как

$$R_{dr} = \frac{4}{\pi} \left( \frac{n}{m} \right)^2 \frac{U_{b\max}}{I_{b\max}}, \quad (1.55)$$

где  $I_{b\max}$  – пиковая амплитуда тока базы, которая должна быть достаточно большой, чтобы поддерживать ток коллектора.

Тогда требуемая мощность драйвера определяется выражением

$$P_{dr} = \frac{2}{\pi} U_{b\max} I_{b\max}. \quad (1.56)$$

Из уравнения (1.55) следует, что сопротивление драйвера  $R_{dr}$  является функцией амплитуды управляющего тока и не связано с параметрами транзистора, кроме напряжения, соответствующего переходу база-эмиттер. По этой причине выходной ток драйвера должен быть ограничен для предотвращения выхода транзистора из строя.

В УМ класса D с переключением тока для формирования прямоугольного тока коллектора или стока требуются прямоугольные формы напряжения и тока драйвера. В таком случае, уравнения (1.55) и (1.56) можно переписать как

$$R_{dr} = \left( \frac{n}{m} \right)^2 \frac{U_{b\max}}{I_{b\max}}, \quad (1.57)$$

$$P_{dr} = U_{b\max} I_{b\max}, \quad (1.58)$$

где выходной ток драйвера должен быть ограничен.

На рисунке 1.14 показаны четыре различные конфигурации входных управляющих цепей для УМ класса D на биполярном транзисторе. В случае тока управления прямоугольной формы АЭ могут быть соединены либо параллельно, как показано на рисунке 1.14а), либо последовательно, как показано на рисунке 1.14б). Для параллельного соединения управляющий ток распределяется между биполярными транзисторами обратно пропорционально их входным сопротивлениям.

Входное сопротивление транзистора в режиме насыщения значительно меньше, чем в активной области и области отсечки. Поскольку транзистор не может мгновенно изменить режим насыщения на отсечку при отрицательном управляющем сигнале, он поглощает большую часть управляющего тока, тем

самым предотвращая переход другого транзистора в состояние насыщения при положительном управляющем сигнале. Следовательно, последовательное соединение биполярных транзисторов более эффективно, поскольку управляющий ток протекает через оба АЭ. Однако напряжение на переходе база-эмиттер с обратным смещением будет увеличено, поэтому значение необходимо контролировать, чтобы предотвратить выход из строя АЭ.

Когда используется драйвер с прямоугольной формой сигнала напряжения, управляющий ток проходит через переход база-эмиттер с прямым смещением одного транзистора и переход база-эмиттер с обратным смещением другого транзистора, когда они соединены последовательно, как показано на рисунке 1.14в). Если параллельно входу транзистора подключить шунтирующий резистор  $R$ , то можно уменьшить влияние коммутационных потерь, поскольку через этот резистор быстрее разряжается входная емкость АЭ. Подобный эффект коррекции может быть достигнут при использовании параллельной  $RC$ -цепи, соединенной последовательно с каждым транзистором, когда оба транзистора соединены параллельно, как показано на рисунке 1.14г). Однако от управляющего сигнала требуется повышенный ток для насыщения транзистора.

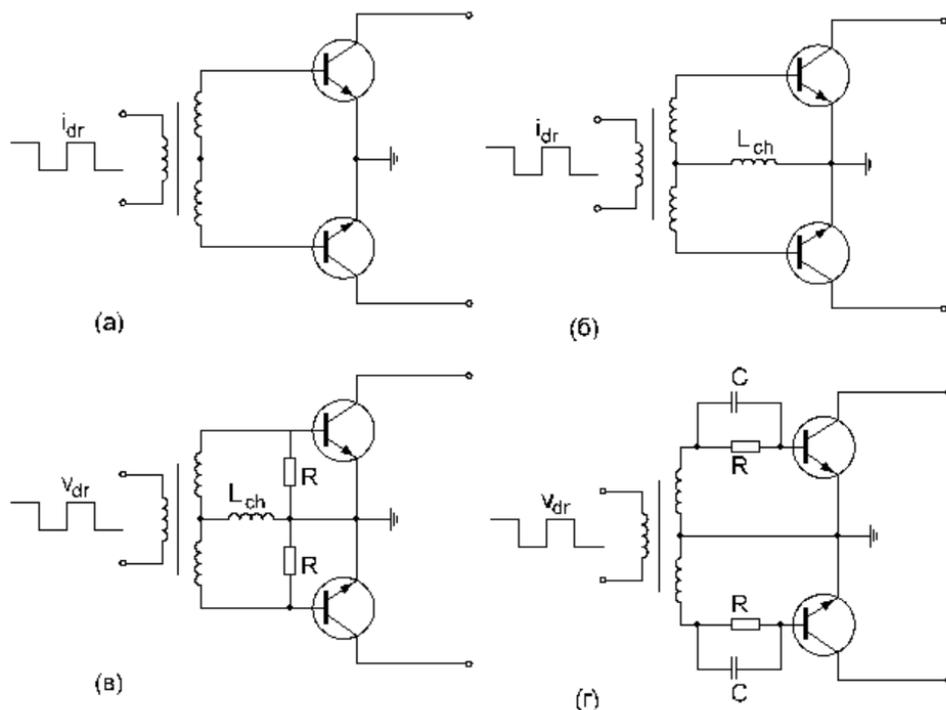


Рисунок 1.14 – Входные цепи управления

Как правило, входную цепь БТ или MOSFET транзистора можно представить на низких частотах как чисто емкостную. Однако в ключевых режимах конечное время нарастания и спада является результатом влияния высокочастотных составляющих. Кроме того, входная емкость обычно нелинейная и изменяется в зависимости от условий смещения. Например, емкость затвор-исток MOSFET зависит от напряжения затвора и стока. При увеличении напряжения на затворе оно снижается до наименьшего значения непосредственно перед достижением порогового напряжения, а затем повышается до постоянного значения при насыщении. В то же время, когда MOSFET транзистор начинает потреблять ток стока, напряжение стока снижается, что приводит к уменьшению площади обеднения и вызывает перекрытие между затвором и подложкой. Это, в свою очередь, увеличивает значение емкости затвор-сток, которая принимает максимальное значение при нулевом напряжении стока и положительном напряжении на затворе, соответствующем максимальной крутизне внутреннего источника тока АЭ. В БТ нелинейная емкость база-эмиттер представляет собой большую диффузионную емкость в активной области и области насыщения и значительно меньшую емкость перехода в области отсечки.

Однако на более высоких частотах эквивалентная входная цепь АЭ должна также включать последовательное сопротивление, омическое сопротивление базы для БТ или эффективное сопротивление затвора, состоящее из сопротивлений распределенного канала и затвора для MOSFET транзистора. Рассмотрим влияние прямоугольного напряжения драйвера со скважностью 50 % на входную цепь АЭ, как показано на рисунке 1.15, где  $R_{вх}$  — входное последовательное сопротивление АЭ, а  $C_{вх}$  — входная емкость АЭ.

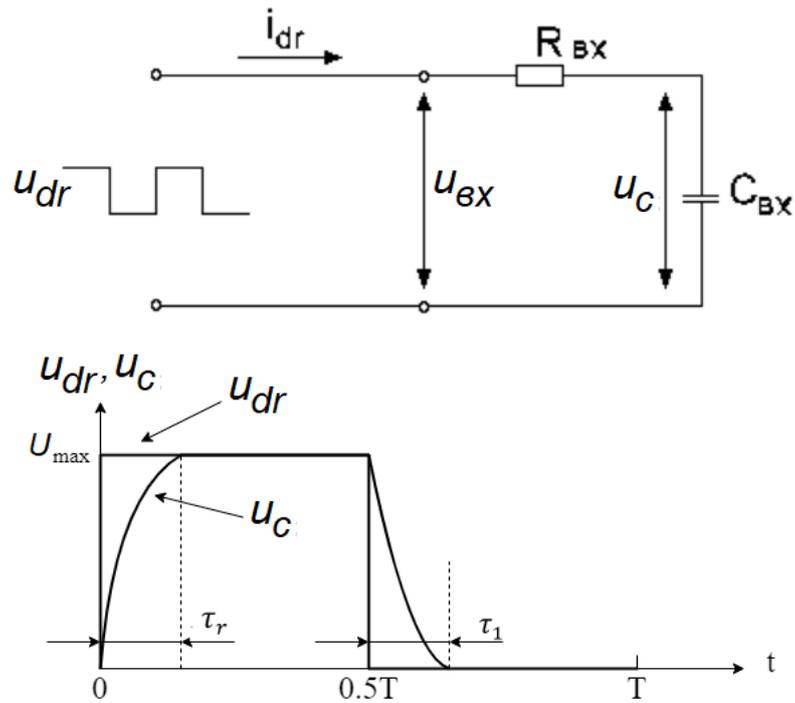


Рисунок 1.15 – Управление эквивалентной входной цепью транзистора с помощью сигнала прямоугольной формы

Согласно закону Кирхгофа:

$$u_R + u_C - u_{\text{вх}} = 0, \quad (1.59)$$

где

$$u_R = i_{\text{др}} R = R_{\text{вх}} C_{\text{вх}} \frac{du_C(t)}{dt}. \quad (1.60)$$

Сопротивление  $R_{\text{вх}}$ , как и емкость  $C_{\text{вх}}$ , считаются независимыми от напряжения в интервале времени  $0 < t < 0,5T$

$$u_{\text{вх}} = U_{\text{max}}, \quad (1.61)$$

где  $U_{\text{max}}$  — входное пиковое напряжение, соответствующее условиям насыщения АЭ.

Подстановка выражений (1.60) и (1.61) в уравнение (1.59) дает

$$R_{\text{вх}} C_{\text{вх}} \frac{du_C(t)}{dt} + u_C(t) = U_{\text{max}}. \quad (1.62)$$

Общее решение линейного неоднородного дифференциального уравнения при начальных условиях  $u_C(t) = 0$  при  $t = 0$ , когда во входной емкости отсутствует запас энергии, может быть получено по формуле

$$\frac{u_c(t)}{U_{\max}} = 1 - \exp\left(-\frac{t}{R_{\text{ex}} C_{\text{ex}}}\right), \quad (1.63)$$

определяющее длительность времени нарастания напряжения  $\tau_r$  с постоянной времени  $\tau_{\text{ex}} = R_{\text{ex}} C_{\text{ex}}$  и необходимую входную емкость для заряда от 0 до  $U_{\max}$ .

Аналогично, для периода времени, когда  $0,5T \leq t \leq T$

$$u_{\text{ex}} = 0, \quad (1.64)$$

что приводит к дифференциальному уравнению:

$$R_{\text{ex}} C_{\text{ex}} \frac{du_c(t)}{dt} + u_c(t) = 0. \quad (1.65)$$

При начальном условии  $u_c(t) = U_{\max}$  при  $t = 0,5T$ . Решение уравнения (1.65) можно записать в виде

$$\frac{u_c(t)}{U_{\max}} = \exp\left(-\frac{t}{R_{\text{ex}} C_{\text{ex}}}\right), \quad (1.66)$$

которое определяет время падения напряжения  $\tau_f$  через постоянную времени  $\tau_{\text{ex}} = R_{\text{ex}} C_{\text{ex}}$ , требуемую входной емкостью для разряда от  $U_{\max}$  до нуля.

Из уравнений (1.63) и (1.66) следует, что коммутационные потери из-за эффектов заряда и разряда входной емкости одинаковы при времени нарастания напряжения  $\tau_r$  и времени спада  $\tau_f$ , равных  $\tau_{\text{ex}}$  при уровне напряжения 98% от  $U_{\max}$ , которые показаны на рисунке 1.15. Требуемая мощность драйвера не зависит от скорости переключения, а скорость переключения в конечном итоге ограничивается входным сопротивлением. Следовательно, существует внутренний предел того, насколько быстро может заряжаться входная емкость, что становится серьезным фактором при увеличении рабочей частоты.

Теперь рассмотрим реакцию той же цепи на возбуждение синусоидальным напряжением и его влияние на потери мощности во время переключения. Для входной цепи АЭ, показанной на рисунке 1.16, с синусоидальным возбуждением  $u_{dr}(\omega t) = U_{dr} \sin(\omega t)$  можно записать как

$$R_{ex}C_{ex} \frac{du_C(t)}{dt} + u_C(t) = U_{dr} \sin(\omega t), \quad (1.67)$$

где  $U_{dr}$  – амплитуда напряжения управляющего сигнала.

Общее решение линейного дифференциального уравнения первого порядка можно записать в виде

$$u_C(t) = A \exp\left(-\frac{t}{\tau_{ex}}\right) + \frac{U_{dr}}{1 + (\omega\tau_{ex})^2} [\sin(\omega t) - \tau_{ex} \cos(\omega t)]. \quad (1.68)$$

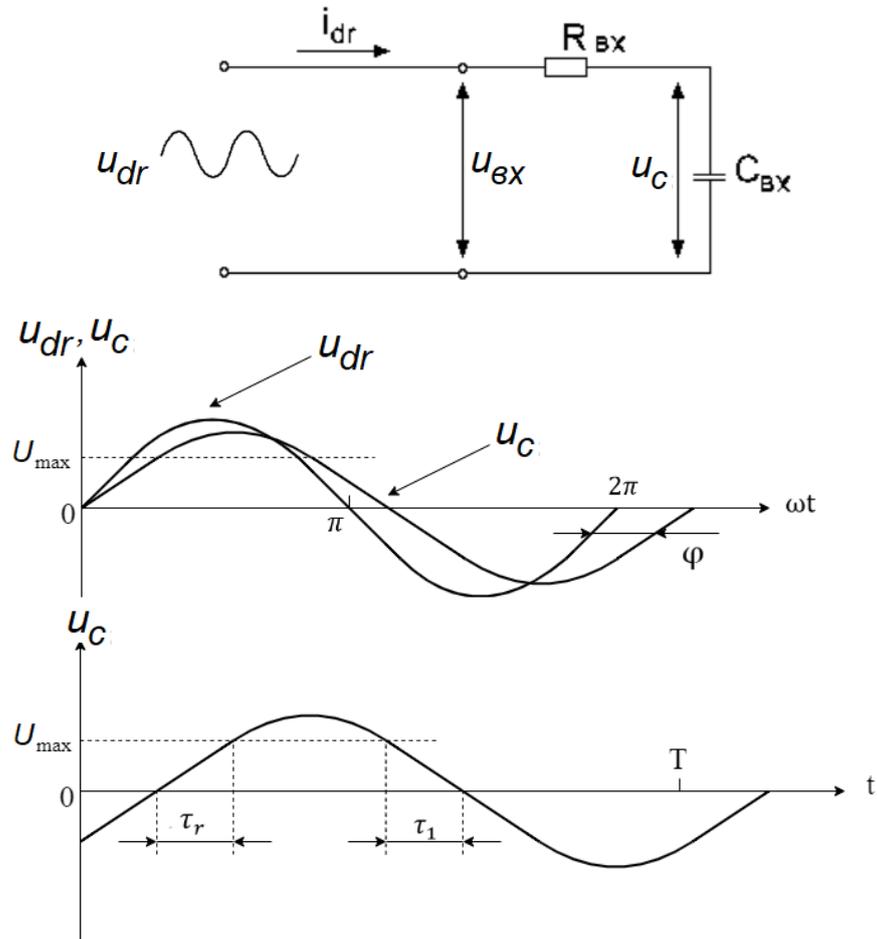


Рисунок 1.16 – Синусоидальное управление входной цепью транзистора

Предположим, что возбуждающее напряжение  $u_{dr}(t)$  равно нулю при  $t < 0$ , так что начальное напряжение на входной емкости равно нулю. Тогда при начальном условии  $u_C(t) = 0$  при  $t = 0$  требуется определить неизвестный коэффициент  $A$ . Уравнение (1.68) можно переписать в нормированном виде:

$$\frac{u_c(t)}{U_{dr}} = \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega\tau_{ex})^2}} \left[ \sin(\varphi) \exp\left(-\frac{t}{\tau_{ex}}\right) + \sin(\omega t - \varphi) \right], \quad (1.69)$$

где  $\varphi = \tan^{-1}(\omega\tau_{ex})$  – фазовый сдвиг. Из уравнения (1.69) следует, что через интервал времени, равный нескольким постоянных времени, отклик, соответствующий процессу заряда емкости, становится пренебрежимо малым, и остается только синусоидальный отклик со сдвигом фазы  $\varphi$ , как показано на рисунке 1.16. Далее схема работает в установившемся синусоидальном режиме с пониженной амплитудой.

Время нарастания напряжения  $\tau_r$  и время спада  $\tau_f$  увеличиваются с увеличением входной постоянной времени  $\tau_{ex} = R_{ex}C_{ex}$ , поскольку амплитуда напряжения на емкости уменьшается, приближаясь к максимальной амплитуде  $U_{max}$ , необходимой для режима насыщения транзистора. Следовательно, для минимизации потерь мощности необходимо увеличить амплитуду напряжения управляющего сигнала. Преимущество синусоидального управляющего сигнала по сравнению с возбуждением прямоугольным сигналом заключается в том, что нет необходимости использовать широкополосный входной трансформатор, а все индуктивности, включая индуктивности рассеяния в цепи затвор-драйвер, включаются во входной резонансный контур.

Как правило, точный анализ, который включает точные формы сигналов с переходными процессами и влияние элементов полной схемы замещения АЭ, очень сложен. Этот анализ потерь мощности можно существенно упростить, предположив, что результирующая форма сигнала напряжения коллектора или стока УМ класса D с коммутацией напряжения является трапецевидной, как показано на рисунке 1.17, на котором показано время переключения  $\tau_s$ . Оба транзистора переключаются за время  $2\tau_s$ .

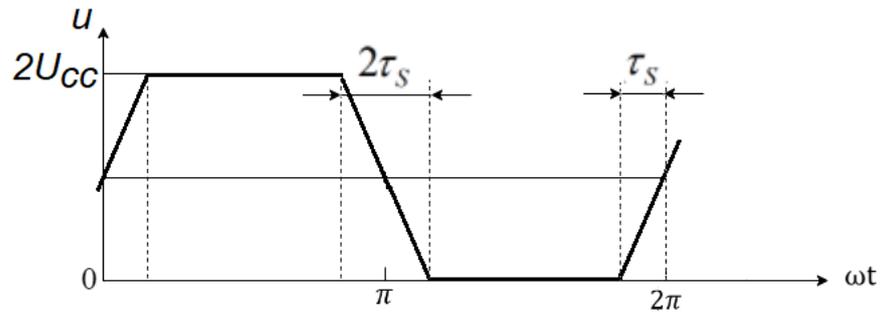


Рисунок 1.17 – Время переключения в УМ класса D

Амплитуду напряжения коллектора  $U$  на основной частоте можно найти через интеграл Фурье при принятой трапециевидной форме сигнала для напряжения питания, равного  $2 U_{cc}$

$$U = \frac{4}{\pi} U_{cc} \frac{\sin(\tau_s)}{\tau_s} \approx \frac{4}{\pi} U_{cc} \left( 1 - \frac{\tau_s^2}{6} \right), \quad (1.70)$$

где линейное приближение справедливо только для малых значений  $\tau_s$ .

Для выходной мощности на основной частоте  $P = 0.5U^2/R_L$  и постоянного тока  $I_0 = U_R/(\pi R_L)$ , где  $R_L$  – сопротивление нагрузки, КПД коллектора можно рассчитать по формуле

$$\eta = \frac{\pi U}{2 U_{cc}} = \frac{\sin(\tau_s)}{\tau_s}. \quad (1.71)$$

Те же самые результаты могут быть получены для УМ класса D с переключением тока, а также с переключением напряжения и переключением тока с трансформаторной связью [57].

Преимущество комплиментарного УМ класса D с переключением напряжения и последовательным фильтром, эквивалентная схема которого показана на рисунке 1.18а), рисунке 1.18б), состоит в более низком значении отношения  $U_{\max}/U_{cp}$  по сравнению с УМ класса D с переключением тока. Этот коэффициент для класса D с переключением по напряжению равен 1 и  $\pi$  для класса D с переключением тока. Еще одним преимуществом схемы переключения напряжения является то, что транзисторы включаются и выключаются при почти

нулевом токе, а схема переключения тока включается и выключается при полном токе. Это приводит к меньшему рассеиванию мощности переключения на транзисторах в цепи переключения напряжения. Также преимуществом КУМ класса D с переключением напряжения является то, что такой УМ может работать по схеме класса DE с коммутацией напряжения, в которой заряд и разряд шунтирующей емкости в коммутационном узле ( $C_{c1}$  и  $C_{c2}$  на рисунке 1.18б)) может быть выполнен без участия транзисторов в этих действиях и без рассеивания мощности транзисторов. Однако частотные ограничения УМ класса D с переключением напряжения связаны с паразитными коллекторными шунтирующими емкостями, как показано на рисунке 1.18б), которые приводят к увеличению времени переключения из-за заряда и разряда конденсатора, а также росту потерь, поскольку транзисторные ключи заряжают и разряжают шунтирующую емкость, рассеивая мощность.

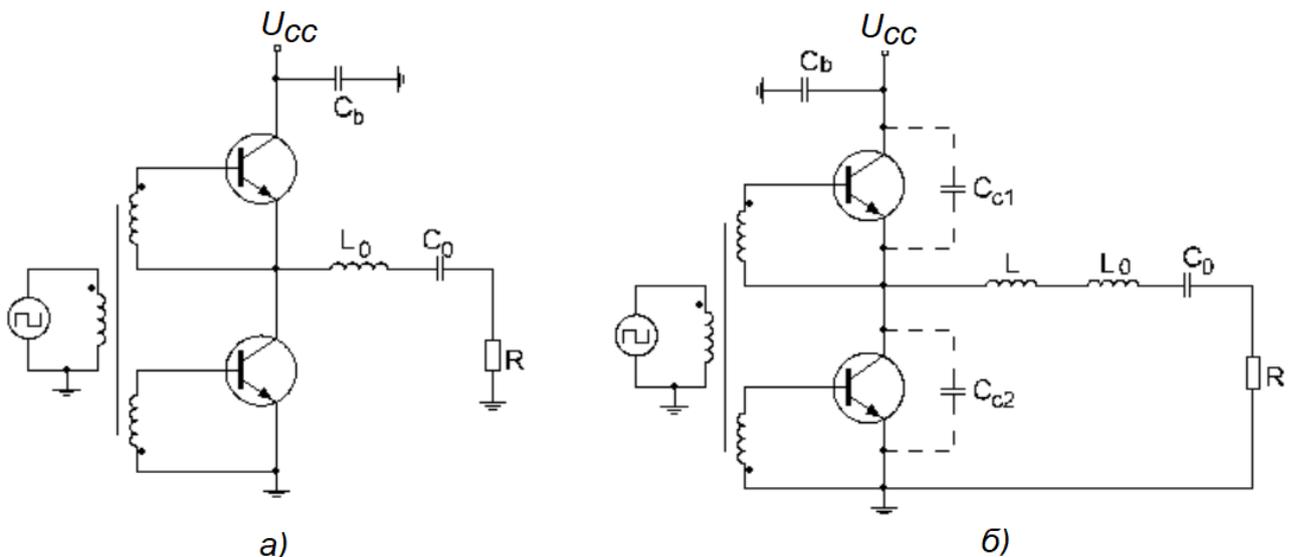


Рисунок 1.18 – Эквивалентная схема УМ класса D на комплементарных транзисторах с переключением напряжения и последовательным фильтром

Возможным способом устранения этих потерь мощности и расширения режима переключения напряжения УМ класса D на более высокие частоты является введение времени задержки в период, когда один АЭ уже выключен, а другой еще не включен, а нагрузочная цепь используется для заряда и разряда

шунтирующих емкостей. Этого можно добиться, введя условия переключения класса E, когда коммутационные потери при переходе от выключения к включению сводятся к нулю за счет требований нулевого напряжения при нулевой производной напряжения. Поскольку шунтирующий конденсатор должен быть разряжен именно в это время, в цепь нагрузки следует включить дополнительный последовательный дроссель  $L$  с оптимальным значением, как показано на рисунке 1.18 б). В результате формы коммутируемого тока и напряжения имеют характеристики как класса D, так и класса E. Фильтр  $L_0C_0$  по-прежнему необходим для подавления гармонических составляющих на нагрузке  $R$ .

Такой УМ класса DE был впервые описан в [58] и нашел ряд конкретных применений благодаря высокой эффективности работы на более высоких рабочих частотах [59]. Оптимальные параметры УМ класса DE с переключением напряжения могут быть определены на основе его стационарных форм напряжения коллектора и тока. На рисунке 1.19 показаны три различные схемы переключения класса DE, возникающие во время цикла переключения, цепь нагрузки которых состоит из шунтирующих коллекторных емкостей  $C_{c1}$  и  $C_{c2}$ , последовательной катушки индуктивности  $L$ , последовательного настроенного контура  $L_0C_0$  и нагрузочного резистора  $R$ . Оба АЭ  $Q_1$  и  $Q_2$  считаются идеальными переключателями, которые управляются таким образом, чтобы обеспечить переключение между включенным и выключенным состояниями. Коллектор верхнего АЭ  $Q_1$  подключен к постоянному напряжению питания, а эмиттер нижнего АЭ  $Q_2$  подключен к земле. Для упрощения анализа УМ класса DE вводятся следующие допущения:

- Транзисторы имеют нулевое напряжение насыщения, нулевое сопротивление насыщения, бесконечное сопротивление в режиме отсечки, их переключение происходит мгновенно и без потерь.
- Шунтирующие емкости не зависят от напряжения на коллекторе и предполагаются линейными.

• Нагруженная добротность  $Q_L = \omega L_0 / R = 1 / \omega C_0 R$  последовательного резонансного контура  $L_0 C_0$ , настроенного на основную частоту, достаточно высока, чтобы выходной ток был синусоидальным на частоте переключения.

• В цепи нет потерь, кроме как в нагрузке R.

Условия переключения класса E для каждого АЭ могут быть записаны как

$$u_1(\omega t) \Big|_{\omega t = \pi} = 0 \quad \frac{du_1(\omega t)}{d(\omega t)} \Big|_{\omega t = \pi} = 0 \quad (1.72)$$

$$u_2(\omega t) \Big|_{\omega t = 2\pi} = 0 \quad \frac{du_2(\omega t)}{d(\omega t)} \Big|_{\omega t = 2\pi} = 0 \quad (1.73)$$

где  $u_1$  и  $u_2$  — напряжения на двух ключах  $Q_1$  и  $Q_2$ , соответственно.

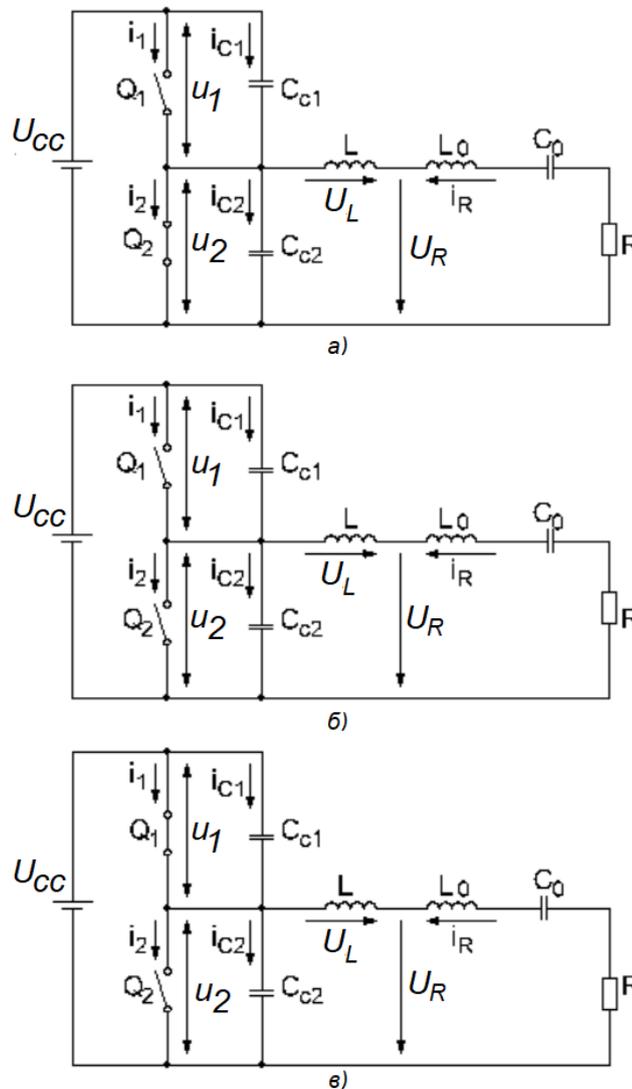


Рисунок 1.19 – Эквивалентные схемы УМ класса DE с переключением напряжения (с заменой транзисторов ключами)

Подробный теоретический анализ УМ класса DE в общем виде дан в [59], где ток в нагрузке предполагается синусоидальным

$$i_R(\omega t) = I_R \sin(\omega t + \varphi), \quad (1.74)$$

здесь  $I_R$  — текущая амплитуда тока в нагрузке,  $\varphi$  — начальная фаза.

Анализ проводится в интервале  $0 \leq \omega t \leq 2\pi$  с «мертвым временем» (время, когда оба транзистора одновременно закрыты)  $\tau_d$ , в течение которого оба ключа  $Q_1$  и  $Q_2$  разомкнуты. Основные уравнения Кирхгофа для эквивалентных схем УМ класса DE с переключением напряжения (рисунок 1.19) имеют вид:

$$i_2(\omega t) + i_{C2}(\omega t) = i_1(\omega t) + i_{C1}(\omega t) + i_R(\omega t), \quad (1.75)$$

$$u_1(\omega t) = U_{CC} - u_2(\omega t), \quad (1.76)$$

$$i_{C1}(\omega t) = \omega C_{C1} \frac{du_1(\omega t)}{d(\omega t)}, \quad (1.77)$$

$$i_{C2}(\omega t) = \omega C_{C2} \frac{du_2(\omega t)}{d(\omega t)}, \quad (1.78)$$

В течение интервала  $0 \leq \omega t \leq \pi - \tau_d$  до момента переключения размыкается ключ  $Q_1$  и замыкается ключ  $Q_2$ . Прохождение тока нагрузки показано на рисунке 1.19 а), в результате ток и напряжения имеют вид:

$$i_1(\omega t) = 0, \quad (1.79)$$

$$i_2(\omega t) = i_R(\omega t), \quad (1.80)$$

$$i_{C1}(\omega t) = i_{C2}(\omega t) = 0, \quad (1.81)$$

$$u_1(\omega t) = U_{CC}, \quad (1.82)$$

$$u_2(\omega t) = 0. \quad (1.83)$$

В течение интервала  $\pi - \tau_d \leq \omega t \leq \pi$  или «мертвого времени» ключ  $Q_1$  все еще разомкнут, в то время как ключ  $Q_2$  затем разомкнут, как показано на рисунке 1.19 б), а токи проходят через шунтирующие емкости. Ток разряжает конденсатор одного АЭ и заряжает конденсатор другого АЭ. Если предположить, что эти конденсаторы идентичны, то ток нагрузки делится между ними поровну. Используя уравнения (1.76) - (1.78) и дополнительное условие  $u_2(\pi - \tau_d) = 0$ , получаем

$$i_1(\omega t) = i_2(\omega t) = 0, \quad (1.84)$$

$$i_{C2}(\omega t) - i_{C1}(\omega t) = i_R(\omega t), \quad (1.85)$$

$$u_2(\omega t) = \frac{1}{\omega C} \int_{\pi - \tau_d}^{\omega t} i_{C2}(\omega t) d(\omega t) + u_2(\pi - \tau_d) =$$

$$= -\frac{I_R}{\omega C} [\cos(\tau_d + \varphi) + \cos(\omega t + \varphi)], \quad (1.86)$$

где  $C = C_{c1} + C_{c2}$ .

Уравнение (1.85) также можно записать в дифференциальной форме, используя уравнения (1.74), (1.77) и (1.78):

$$\frac{du_2(\omega t)}{d(\omega t)} = \frac{I_R}{\omega C} \sin(\omega t + \varphi) \quad (1.87)$$

Применяя условия переключения, приведенные в уравнении (1.73) к уравнению (1.87), получаем

$$\sin(2\pi + \varphi) = 0, \quad (1.88)$$

откуда следует, что начальную фазу  $\varphi$  можно положить равной нулю.

В течение интервала  $\pi \leq \omega t \leq 2\pi - \tau_d$  до момента переключения  $Q_1$  включенный, а выключатель  $Q_2$  все еще выключен, как показано на рисунке 1.19в), в результате чего:

$$i_1(\omega t) = -i_R(\omega t), \quad (1.89)$$

$$i_2(\omega t) = 0, \quad (1.90)$$

$$i_{C1}(\omega t) = i_{C2}(\omega t) = 0, \quad (1.91)$$

$$u_1(\omega t) = 0, \quad (1.92)$$

$$u_2(\omega t) = U_{CC}. \quad (1.93)$$

В интервале  $2\pi - \tau_d \leq \omega t \leq 2\pi$  («мертвое время»), ключи  $Q_1$  и  $Q_2$  разомкнуты, как показано на рисунке 1.19б), а токи протекают через верхний конденсатор схемы, и разряжающий нижний. Используя уравнения (1.76) - (1.78) и начальные условия  $u_2(2\pi - \tau_d) = U_{CC}$ , получаем

$$i_1(\omega t) = i_2(\omega t) = 0, \quad (1.94)$$

$$i_{C2}(\omega t) - i_{C1}(\omega t) = i_R(\omega t), \quad (1.95)$$

$$\begin{aligned}
u_2(\omega t) &= \frac{1}{\omega C} \int_{2\pi-\tau_d}^{\omega t} i_{C2}(\omega t) d(\omega t) + u_2(2\pi - \tau_d) = \\
&= \frac{I_R}{\omega C} [\cos(\tau_d) - \cos(\omega t)] + U_{CC}.
\end{aligned} \tag{1.96}$$

На рисунке 1.20 представлены временные диаграммы тока и напряжения УМ класса DE с переключением напряжения в оптимальном режиме работы на всем интервале  $0 \leq \omega t \leq 2\pi$ , соответствующие его эквивалентным схемам, показанным на рисунке 1.19.

Из граничного условия  $u_2(\pi) = U_{CC}$  или  $u_2(2\pi) = 0$  с помощью соответствующего уравнения (1.86) или уравнение (1.96), можно написать

$$\omega C U_{CC} = \frac{1 - \cos(\tau_d)}{I_R}. \tag{1.97}$$

Составляющая основной частоты напряжения  $u_2(\omega t)$  на ключе может быть представлена двумя квадратурными составляющими, показанными на рисунке 1.20, амплитуды которых можно найти по формулам Фурье:

$$U_R = -\frac{1}{\pi} \int_{\pi-\tau_d}^{2\pi} u_2(\omega t) \sin(\omega t) d(\omega t) = \frac{1 + \cos(\tau_d)}{\pi} U_{CC} = I_R R, \tag{1.98}$$

$$U_L = -\frac{1}{\pi} \int_{\pi-\tau_d}^{2\pi} u_2(\omega t) \cos(\omega t) d(\omega t) = \frac{\tau_d - \sin(\tau_d) \cos(\tau_d)}{\pi} \frac{I_R}{\omega C}. \tag{1.99}$$

В результате оптимальные нормированные суммарные шунтирующие ёмкости  $C$  и последовательные индуктивности  $L$  как функции «мертвого времени»  $\tau_d$  могут быть рассчитаны по формуле (1.97)

$$\omega C R = \frac{\sin^2(\tau_d)}{\pi}, \tag{1.100}$$

$$\frac{\omega L}{R} = \frac{U_L}{U_R} = \frac{\tau_d - \sin(\tau_d) \cos(\tau_d)}{\sin^2(\tau_d)}. \tag{1.101}$$

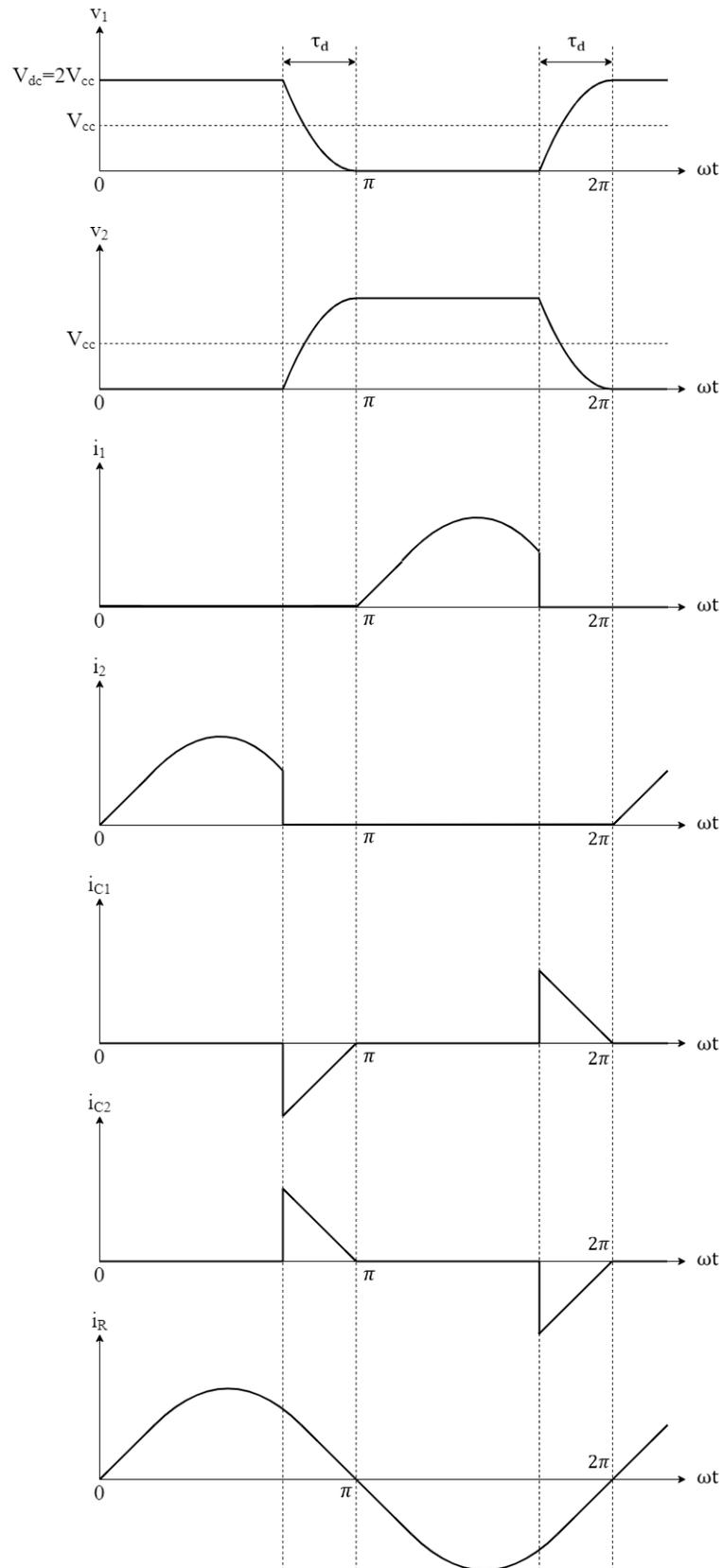


Рисунок 1.20 – Временные диаграммы схемы УМ класса DE с переключением напряжения

Оптимальное сопротивление нагрузки  $R$  может быть получено с помощью уравнения (1.98) для напряжения питания  $U_{CC}$  и выходной мощности основной частоты  $P_{\text{вых}}$ , подводимой к нагрузке, как

$$R = \frac{1}{2} \frac{U_R^2}{P_{\text{вых}}} = \frac{(1 + \cos(\tau_d))^2}{2\pi^2} \frac{U_{CC}^2}{P_{\text{вых}}}. \quad (1.102)$$

Максимальная выходная мощность основной частоты  $P_{\text{вых}}$ , отдаваемая в нагрузку, как функции «мертвого времени»  $\tau_d$  и емкости  $C$  может быть получена с использованием уравнений (1.100) и (1.102) для напряжения питания  $U_{CC}$  как

$$P_{\text{вых}} = \frac{1}{2\pi} \left( \frac{1 + \cos(\tau_d)}{\sin(\tau_d)} \right)^2 \omega C U_{CC}^2. \quad (1.103)$$

Для практического проектирования важно знать зависимость

$$\tau_d = \cos^{-1} \left( \frac{2\pi \frac{P_{\text{вых}}}{\omega C U_{CC}^2} - 1}{2\pi \frac{P_{\text{вых}}}{\omega C U_{CC}^2} + 1} \right). \quad (1.104)$$

Следует отметить, что приведенные на рисунке 1.21 паразитные дроссели  $L_{c1}$  и  $L_{c2}$ , расположенные между выходной шунтирующей емкостью ( $C_{c1}$  и  $C_{c2}$ ) и дросселем  $L$  нагрузки, не вызывают потерь мощности, если их добротности достаточно высоки. Однако их наличие приводит к повышенному пиковому напряжению коллектора, которое станет больше  $U_{CC}$  из-за паразитных колебаний с частотой колебаний

$$\omega_1 = \frac{1}{\sqrt{(L_{c1} + L_{c2}) \frac{C_{c1} C_{c2}}{C_{c1} + C_{c2}}}}, \quad (1.105)$$

когда оба ключа,  $Q_1$  и  $Q_2$ , выключены, и при частоте колебаний

$$\omega_2' = \frac{1}{\sqrt{(L_{c1} + L_{c2}) C_{c1}}}, \quad (1.106)$$

или

$$\omega_2'' = \frac{1}{\sqrt{(L_{c1} + L_{c2}) C_{c2}}}, \quad (1.107)$$

когда замкнут либо ключ  $Q_1$ , либо ключ  $Q_2$ .

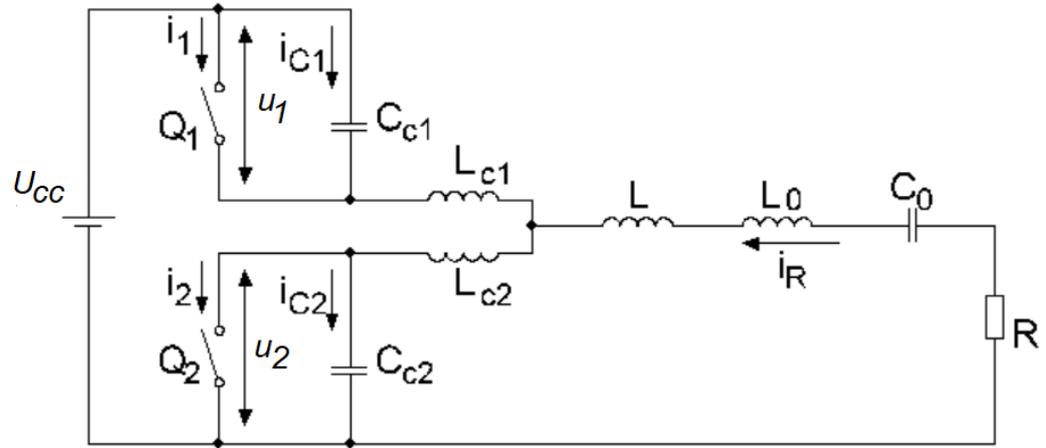


Рисунок 1.21 – Эквивалентная схема УМ класса DE с переключением напряжения и паразитными катушками индуктивности

Чтобы минимизировать такое увеличение пикового коэффициента напряжения коллектора всего до 10 %, их значения должны быть достаточно малы на частоте коммутации, определяемой соотношением

$$L_{c1} < \frac{0.01}{\omega^2 C_{c1}}, \quad (1.108)$$

$$L_{c2} < \frac{0.01}{\omega^2 C_{c2}}. \quad (1.109)$$

На рисунке 1.22а) показана эквивалентная схема УМ класса DE с переключением напряжения, использующего переключающие АЭ с ненулевыми сопротивлениями насыщения  $r_{нас1}$  и  $r_{нас2}$ . В этом случае на интервале  $0 \leq \omega t \leq \pi - \tau_d$ , когда транзистор  $Q_2$  переходит в насыщение, можно определить коллекторное напряжение  $u_2(\omega t)$ , показанное на рисунке 1.22б) как  $u_{2нас}(\omega t) = r_{нас2} i_2(\omega t) > 0$ . Аналогичные изменения формы коллекторного напряжения происходят в интервале  $\pi \leq \omega t \leq 2\pi - \tau_d$  в режиме отсечки транзистора  $Q_2$ , т.е. результат ненулевого напряжения насыщения на  $Q_1$ , равном  $u_{2нас}(\omega t) = r_{нас2} i_2(\omega t) > 0$ . Следовательно, если принять идентичные устройства,

когда  $r_{нас} = r_{нас1} = r_{нас2}$ , эффективность коллектора транзистора  $Q_2$  как функцию «мертвого времени»  $\tau_d$  можно записать в виде

$$\eta = 0.5 + 0.5 \sqrt{1 - 16\xi^2(\tau_d) \frac{r_{нас} P_{вых2}}{\left(\frac{U_{CC}}{2}\right)^2}}, \quad (1.110)$$

где

$$\xi(\tau_d) = \frac{\pi}{\sqrt{(1 + \cos(\tau_d))^2 + \left(\frac{\tau_d - \sin(\tau_d) \cos(\tau_d)}{1 - \cos(\tau_d)}\right)^2}}, \quad (1.111)$$

КПД (1.110) есть отношение постоянного напряжения питания  $U_{CC}$  к составляющей коллекторного напряжения на основной частоте  $u_2$  на основной частоте при  $r_{нас} = 0$ , и  $P_{вых2}$  — выходная мощность на ключе  $Q_2$ .

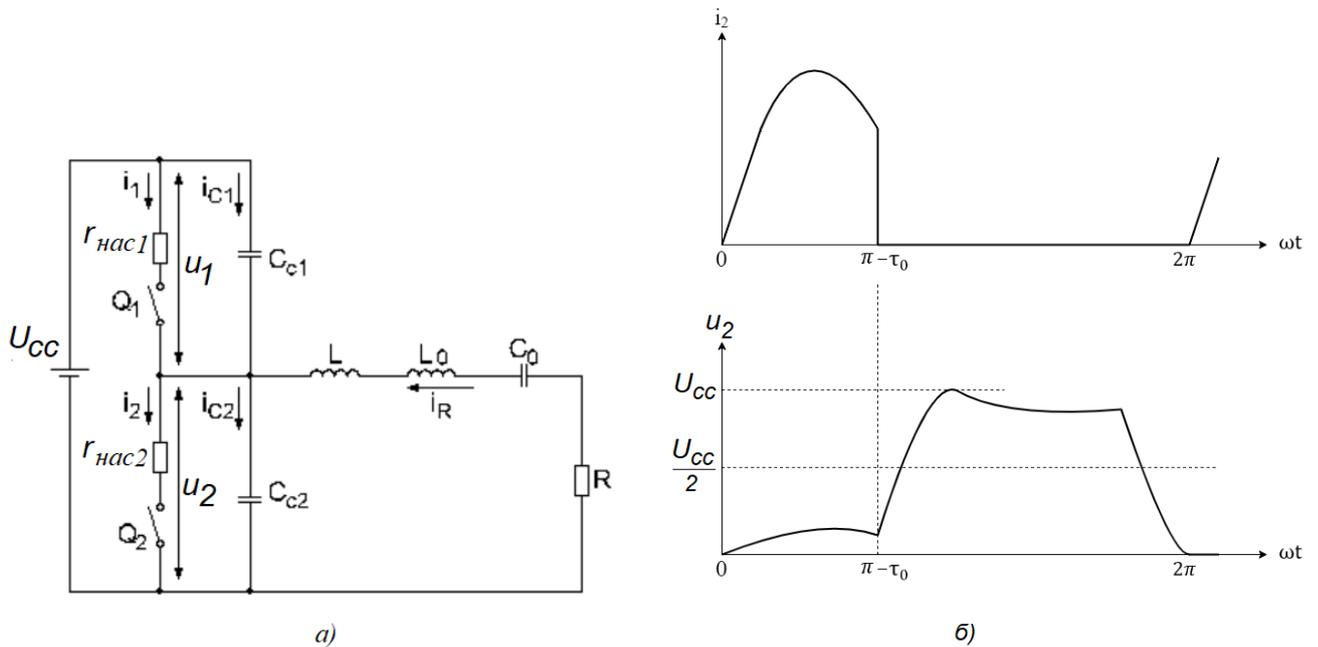


Рисунок 1.22 – Эквивалентная схема УМ класса DE с переключением напряжения и с сопротивлениями насыщения а); формы тока и напряжения б)

Максимальная рабочая частота  $f_{max}$  в оптимальном режиме ограничена коллекторными емкостями  $C_{c1}$  и  $C_{c2}$ . Тогда, принимая, что  $C_{c2} = C/2$  и  $P_{вых2} = P_{вых}/2$ , из уравнения (1.103) мы можем получить

$$f_{\max} = 0.25 \left( \frac{\sin(\tau_d)}{1 + \cos(\tau_d)} \right)^2 \frac{P_{\text{вых}2}}{C_{c2} U_{cc}^2}. \quad (1.112)$$

Сравнение работы УМ класса DE и УМ класса D показывает, что рабочий диапазон частот УМ класса DE с эффективностью коллектора (или стока) около 90 % может быть в два-три раза выше по сравнению с режимом класса D [60].

Таким образом, недостатки КУМ класса D с коммутацией напряжения преодолеваются в КУМ класса DE, поэтому КУМ класса DE может применяться благодаря высокой эффективности коллектора на более высоких рабочих частотах. Однако управлять УМ класса DE, работающего на высоких частотах, с использованием прямоугольного входного сигнала, несколько сложнее, поскольку «мертвое время» должно контролироваться с высокой точностью (порядка 1 нс). Это обуславливает большую распространенность на практике усилителей класса D за счет простоты схемных решений.

Проведенный выше анализ показал возможность построения ВЧ тракта УМРС диапазона ОВЧ в классах D / DE с достаточным КПД на основе известных решений.

#### 1.4 Особенности построения ШИМ-модуляторов

Основной функцией низкочастотного тракта (тракта огибающей) высокоэффективных УМРС передатчиков систем ЦРВ диапазона ОВЧ, работающих с сигналами с высоким пик-фактором, является выделение и эффективное усиление огибающей входного сигнала. Мощность низкочастотного сигнала на выходе модулятора должна соответствовать мощности, необходимой для питания окончного каскада ВЧ тракта с учетом его КПД:  $P_{НЧ} = P_{ВЧ} / \eta_{ВЧ}$ .

Поскольку результирующий КПД УМРС определяется как произведение КПД НЧ и ВЧ трактов, то, учитывая несколько большую мощность низкочастотного тракта, его эффективность становится определяющей в общем балансе энергетических потерь.

Для достижения высокого КПД НЧ тракт УМРС традиционно реализуется по принципу усилителя постоянного тока класса D с широтно-импульсной модуляцией [14, 61]. Базовая схема усилителя, в которой используется ШИМ, приведена на рисунке 1.23.

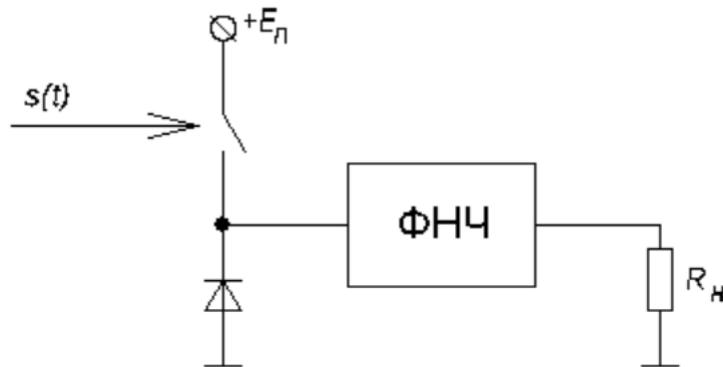


Рисунок 1.23 – Схема оконечного усилителя ШИМ на основе последовательного ключа с рекуперационным диодом

Низкочастотный тракт должен обеспечивать линейную амплитудную характеристику, динамический диапазон не менее 40 дБ, а также высокое подавление побочных гармонических составляющих и гармоник тактовой частоты. Минимальная полоса пропускания должна составлять не менее 3,5 (предпочтительнее 5...7) ширин полос радиочастотного сигнала [26]. Этот фактор обуславливает выбор тактовой частоты ШИМ не менее 10 полос сигнала, что составляет 1 МГц для сигнала ЦРВ стандарта DRM+ с полосой 100 кГц. Для обеспечения требуемого динамического диапазона, равного 40 дБ, минимальная длительность импульса составит 10 нс, что сопоставимо со значением рабочих частот вещательного участка диапазона ОВЧ (100 МГц). При этом необходимо чтобы равномерность амплитудно-частотной и фазочастотной характеристик (АЧХ и ФЧХ) были такими, чтобы частотные искажения и временные задержки огибающей не приводили к нелинейным искажениям на выходе УМРС, превышающим допустимый уровень.

Для удовлетворения этим требованиям, на первом этапе необходимо выбрать структуру выходного каскада усилителя ШИМ, который определяет энергетические и качественные характеристики всего НЧ тракта.

Оконечный каскад усилителя ШИМ, показанный на рисунке 1.23, в который входят транзисторный ключ, диод рекуперации и фильтр нижних частот (ФНЧ), обеспечивает усиление мощности ШИМ сигнала и его обратное преобразование, выделяя при этом усиленный сигнал огибающей. При идеальных условиях работы коммутирующих элементов такое преобразование будет линейным. Однако из-за конечных сопротивлений транзистора и диода рекуперации линейность этого процесса, преимущественно на начальном участке амплитудной характеристики, что особенно важно при работе с сигналами цифровой модуляции, нарушается. При высоких тактовых частотах ШИМ, инерционность диода приводит к дополнительному снижению КПД.

Синхронная (двухтактная) схема окончного каскада усилителя ШИМ (рисунок 1.24) обеспечивает необходимую линейность и может служить основой для разработки модуляционного тракта с заданными параметрами. Однако, как показано в [61], в случае реализации на MOSFET транзисторах при уменьшении выходного напряжения КПД снижается быстрее, чем в традиционной схеме с рекуперационным диодом. Это обусловлено открыванием диода подложки «нижнего» MOSFET и рассасыванием накопленного в нем заряда при последующем восстановлении. Для уменьшения данной компоненты потерь в низковольтных приложениях возможно шунтирование «нижнего» ключа диодом с барьером Шоттки.

В высоковольтных применениях, особенно в модуляционных трактах мощных радиовещательных передатчиков СВ диапазона с напряжением 300-500 В, из-за отсутствия высоковольтных диодов Шоттки приходится использовать традиционную схему окончного каскада усилителя ШИМ. Для достижения нужной линейности в нижней части амплитудной характеристики (с незначительным снижением КПД) в таком случае применяют добавочный «нижний» параллельный ключ, соединенный через резистор.

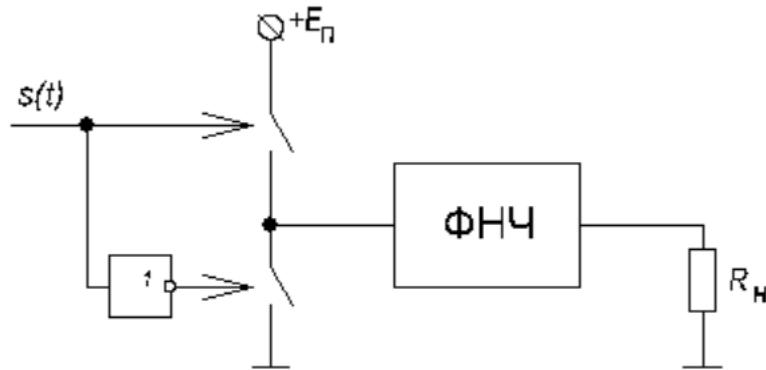


Рисунок 1.24 – Синхронная (двухтактная) схема оконечного каскада усилителя ШИМ

### 1.5 Постановка задачи диссертационного исследования

Известен ряд способов, направленных на повышение эффективной полосы пропускания ШИМ усилителя - от многофазной ШИМ [62], более актуальной при высоких уровнях выходной мощности, до применения дополнительной сигма-дельта модуляции [63]. В [64] предложена реализация модулятора с применением ступенчато-регулируемого источника питания (рисунок 1.25), где показано, что средний КПД при применении трёх независимых источников питания возрастает примерно на 10%. Однако вопрос оптимизации числа уровней и их значений для получения максимально высокого КПД не рассматривался и методика расчёта потерь не проводилась.

Таким образом из проведённого анализа следует, что для построения высокоэффективного передатчика ЦРВ диапазона ОВЧ целесообразно использование предложенной комбинации синтетического метода с отдельным усилением составляющих сигнала и многоуровневой ШИМ модуляции с проведением оптимизации порогов квантования напряжения питания.

Появление в коммерческой доступности GaN НЕМТ транзисторов, отличающихся от MOSFET в 5...10 раз меньшими выходными емкостями при сопоставимом сопротивлении насыщения, и не имеющих паразитного диода подложки, позволяет приступить к реализации ШИМ усилителя модуляционного

тракта УМРС для ЦРВ диапазона ОВЧ с мегагерцовыми тактовыми частотами и высоким средним КПД при усилении огибающей OFDM сигнала.

Для этого в данной диссертации необходимо разработать модель для имитационного компьютерного моделирования ШИМ-модулятора на GaN транзисторах, уточнить аналитическую методику расчета потерь мощности, провести теоретическое исследование энергетических характеристик многоуровневого GaN FET ШИМ модулятора и оптимизацию порогов квантования по критерию минимума средних потерь для различных распределений амплитуд огибающей сигналов ЦРВ, и подтвердить полученные результаты экспериментальными исследованиями, что будет рассматриваться в следующих разделах работы.

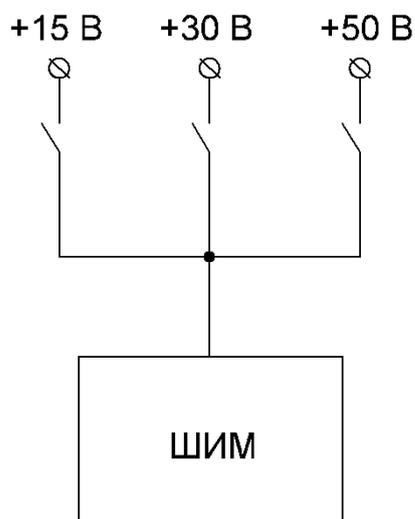


Рисунок 1.25 – Схема реализация модулятора с применением ступенчато-регулируемого источника питания

## 1.6 Выводы по разделу 1

1. На основании рассмотрения принципов построения перспективных передатчиков цифрового радиовещания диапазона ОВЧ, включающих синтетические методы, предложена оригинальная классификация комбинирования синтетических методов линейного усиления.

2. Анализ публикаций в области комбинирования синтетических методов линейного усиления показал, что для сигналов с высоким пик-фактором наиболее перспективным является применение УМРС с квантованием напряжения питания в ШИМ усилителе тракта огибающей.

3. Проведённый анализ исследования в области построения ключевых УМ показал возможность построения ВЧ тракта УМРС диапазона ОВЧ в классах D / DE с достаточным КПД.

4. Проведённое рассмотрение способов построения ШИМ-модуляторов показало перспективность применения модулятора на GaN FET транзисторах с квантованием напряжения питания и позволило сформулировать направления исследований работы.

Материалы раздела 1 опубликованы автором в работах [23, 32, 36, 40, 41].

## 2 МОДЕЛИРОВАНИЕ УСИЛИТЕЛЯ С ШИМ НА GAN FET ТРАНЗИСТОРАХ С ТЕХНОЛОГИЕЙ НЕМТ

### 2.1 Введение к разделу 2

Как было показано в предыдущем разделе, наиболее распространенными вариантами усилителя с раздельным усилением составляющих являются усилители с ШИМ модулятором. Несмотря на 70-летнюю историю таких усилителей, исследование их характеристик активно продолжается в области повышения эффективной частоты преобразования и КПД модуляционного тракта, включая комбинации синтетических методов усиления [23].

Следует отметить, что начало широкого коммерческого применения gallium nitride GaN FET транзисторов позволяет совершить очередной технологический рывок в области построения ШИМ модуляторов. Так, на рубеже 80-х...90-х годов прошлого века переход от транзисторов с технологией ВJT (биполярных) к MOSFET (полевым) позволил на порядок повысить частоту переключения. Это было достигнуто из-за отсутствия в MOSFET эффекта накопления заряда, который существует при насыщении в ВJT. Тем не менее, в MOSFET остался диод подложки, который при протекании обратного тока также входит в насыщение и накапливает заряд. Данный эффект существенно ограничивал возможности дальнейшего повышения рабочей частоты MOSFET в ключевых режимах в ряде приложений. Технология GaN high electron mobility transistors (HEMT), как было показано в [45], позволяет повысить частоту переключения в 5 - 10 раз, в том числе и из-за отсутствия диода подложки и накопления в нем заряда при протекании обратного тока.

Открывающееся "окно возможностей" позволяет подойти к реализации ШИМ модулятора с мощностью сотни Вт, пригодного для использования с полосой частот сигнала до 100 кГц - 400 кГц. Такую полосу частот сигнала имеют активно развивающиеся в настоящее время в диапазоне ОБЧ системы цифрового

радиовещания Digital Radio Mondiale DRM+ (100 кГц [2]) и Real-time audio-visual information system RAVIS (100, 200 или 250 кГц [4]). Также активно исследуется возможность использования сигналов с полосой частот до 100 кГц - 400 кГц в ионосферном канале диапазона ВЧ [65, 66]. Поскольку минимально необходимая полоса частот тракта огибающей в усилителе с отдельным усилением составляет 3,5 полосы частот усиливаемого сигнала [23], это определяет значение тактовой частоты ШИМ (с учетом коэффициента прямоугольности ФНЧ) как не менее 10 полос сигнала, т.е. 1 - 4 МГц. Вопросы обеспечения необходимого динамического диапазона при сохранении высокого КПД могут быть решены с использованием комбинации синтетических методов усиления, рассмотренных автором в [23].

При использовании дискретных компонентов на таких высоких рабочих частотах с наносекундными длительностями фронтов импульсов неизбежно возникают переходные процессы на индуктивностях соединительных проводников, ограничивающие область безопасной работы по напряжению. По этой причине представляет интерес рассмотрение возможности практического применения ИМС, содержащей драйвер и двухтактный выходной каскад (полумост), в которой технологически на кристалле решены вопросы согласования драйвера с выходным каскадом. В качестве примера такой ИМС может рассматриваться LMG5200 (80-V, 10-A GaN Half-Bridge Power Stage, <https://www.ti.com/lit/gpn/lmg5200>). При стандартном напряжении питания ВЧ каскадов, равном 50 В, данная ИМС может обеспечить подводимую мощность до 500 Вт, что позволит получить выходную мощность усилителя в целом на радиочастоте более 300 Вт. Такие значения уже представляют практический интерес, что обуславливает перспективность исследования данной конфигурации.

Изменение структуры полупроводникового прибора влечет за собой изменение методик расчета характеристик схемы, в которой он используется. Несмотря на широкое распространение программных симуляторов, аналитический расчет параметров схемы в настоящее время не утратил своего значения. Использование полной симуляции в широком диапазоне выходных напряжений на начальных этапах (при выборе элементной базы) занимает больше

времени, чем упрощенный расчет параметров. Аналитический расчет также позволяет использовать его результаты в формульном виде при проведении анализа более сложных структур, например, при оптимизации выбора порогов переключения в случае комбинации синтетических методов усиления [22, 23]. Очевидно, что при приближении КПД к значениям, превышающим 90%, необходимо обращать особое внимание на точность проведения расчетов, моделирования и измерений. Расширенная (по сравнению с обычно используемыми) методика учета потерь в ШИМ модуляторе, выполненном на MOSFET, была представлена в [26]. Для ее трансформации применительно к GaN FET были использованы данные фирмы-производителя. Верификация разработанной методики проводилась также с использованием SPICE модели фирмы-производителя, адаптированной для использования в программе схемотехнического моделирования Micro-Cap [67].

## 2.2 Элементная база для построения усилителя с ШИМ на GaN FET транзисторах

Для теоретического анализа и имитационного моделирования усилителя с ШИМ на GaN FET транзисторах была выбрана интегральная микросхема LMG5200 (80-V, 10-A GaN Half-Bridge Power Stage) фирмы-изготовителя Texas Instruments (США). Устройство LMG5200 представляет собой драйвер и двухтактный выходной каскад, построенный на транзисторах EPC2016C, изготовленных по технологии HEMT.

Структурная схема ИМС LMG5200 приведена на рисунке 2.1. LMG5200 состоит из драйвера и согласованного с ним выходного каскада. Напряжение питания LMG5200 может достигать 80 В, что при допустимом выходном токе, равном 10 А, позволяет получить выходную мощность до 800 Вт. Декларируемая производителем предельная частота переключения составляет 10 МГц, что достаточно для решения рассматриваемых в работе задач.

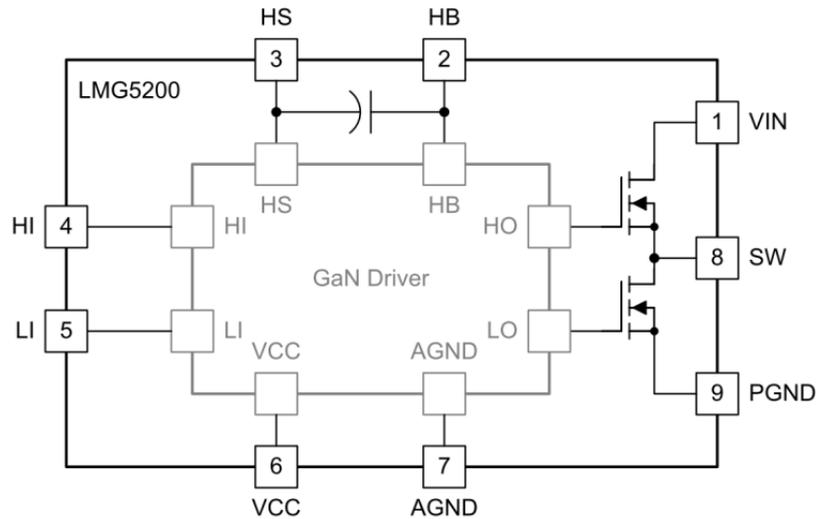


Рисунок 2.1 – Структурная схема ИМС LMG5200

Далее в настоящем разделе проводится анализ энергетической эффективности, основанный на рекомендуемой фирмой-производителем методике учета тепловых потерь, показывается ее несоответствие результатам моделирования с подключенной в программу имитационного компьютерного моделирования Micro-Cap SPICE модели компонента и разрабатываются основанные на базовых физических принципах решения по корректному учету дополнительных потерь, позволяющие согласовать аналитические результаты с результатами моделирования.

Основной особенностью как методики аналитического расчета, так и имитационного компьютерного моделирования, является учет максимального количества факторов при анализе потерь в устройстве и требуемая повышенная точность расчетов, так как КПД в ключевых режимах превышает 90%, и, следовательно, потери мощности малы.

Дополнительная верификация разработанной уточненной методики теоретического анализа потерь выполнена в четвертом разделе при проведении экспериментальных исследований с отладочной платой, поставляемой фирмой-производителем исследуемого компонента.

### 2.3 Развитие методики расчета потерь в ШИМ модуляторе на GaN FET транзисторах

Рассмотрим расчет потерь в ШИМ модуляторе на GaN FET транзисторах на примере описанной выше интегральной микросхемы LMG5200, в выходном каскаде которой применены транзисторы EPC2016C.

В соответствии с документацией производителя (Texas Instruments, <https://www.ti.com/lit/gpn/lmg5200>), полная рассеиваемая мощность устройства LMG5200 складывается из следующих составляющих:

- потери в драйвере затвора;
- потери на ограничительном диоде;
- потери на переключение транзисторов (коммутационные потери);
- потери на сопротивление насыщения транзисторов.

Мощность тепловых потерь в драйвере затвора  $P_{gdr}$  связана с зарядом и разрядом емкостной нагрузки, и прямо пропорциональны заряду емкости затвора  $Q_g$ . Приблизительно мощность тепловых потерь при напряжении источника питания схемы управления  $V_{DD}$  и тактовой частоты ШИМ сигнала  $f_{sw}$  можно записать как:

$$P_{gdr} = (2 \cdot Q_g) \cdot V_{DD} \cdot f_{sw} . \quad (2.1)$$

В этом выражении нет компонент, зависящих от амплитуды выходного сигнала или от напряжения питания оконечного каскада, таким образом, потери драйвера затвора постоянны.

Потери мощности на ограничительном диоде представляют собой сумму незначительных потерь мощности при прямом смещении, возникающих при заряде конденсатора, и потерь мощности при обратном смещении, возникающих при обратном восстановлении. Поскольку каждое из этих событий происходит один раз за цикл, потери мощности на диоде пропорциональны рабочей частоте. При повышении напряжения питания  $V_{IN}$  также возрастают потери обратного восстановления:

$$P_{rr} = Q_{rr} \cdot V_{IN} \cdot f_{SW} . \quad (2.2)$$

Потери мощности в GaN FET складываются из потерь на сопротивление насыщения и потерь при переключении.

Потери на сопротивление насыщения представляют собой резистивные потери и могут быть рассчитаны следующим образом. Через дроссель в установившемся режиме течет постоянный ток. Его значение определяется как напряжение на нагрузке  $U_L$ , деленное на сопротивление нагрузки модулятора  $R_L$  :

$$I_{SW} = I_L = U_L / R_L . \quad (2.3)$$

Потери в верхнем ключе (когда он открыт, а он открыт на время  $U_L / V_{IN}$ ), равны:

$$P_{HI} = I_{SW}^2 \cdot r_{HI} \cdot U_L / V_{IN} = U_L^3 \cdot r_{HI} / (V_{IN} \cdot R_L^2) , \quad (2.4)$$

где  $r_{HI}, r_{LO}$  - сопротивления насыщения верхнего и нижнего ключей, соответственно.

Потери в нижнем ключе (когда он открыт, а он открыт на время  $1 - U_L / V_{IN}$ ), равны:

$$P_{LO} = I_{SW}^2 \cdot r_{LO} \cdot (1 - U_L / V_{IN}) = U_L^2 \cdot r_{LO} \cdot (1 - U_L / V_{IN}) / R_L^2 . \quad (2.5)$$

При равенстве сопротивлений насыщения верхнего и нижнего ключей  $r_{HI} = r_{LO}$ , что с достаточной точностью обеспечивается в практических условиях, суммарное значение потерь в верхнем и нижнем ключах равно:

$$P_{r\Sigma} = P_{HI} + P_{LO} = \frac{U_L^2 \cdot r}{R_L^2} \left( \frac{U_L}{V_{IN}} \right) + \frac{U_L^2 \cdot r}{R_L^2} (1 - U_L / V_{IN}) = \frac{U_L^2 \cdot r}{R_L^2} . \quad (2.6)$$

Как видно из (2.6), данный компонент потерь зависит только от выходного напряжения  $U_L$  и не зависит от напряжения питания  $V_{IN}$  .

Потери на переключение (коммутационные потери)  $P_{SW}$  можно вычислить, в первом приближении, как:

$$P_{SW} = V_{IN} I_L f_{SW} t_{TR} , \quad (2.7)$$

где  $t_{TR}$  — время перехода ключей из состояния ON в положение OFF и из положения OFF в положение ON (то есть время нахождения в активном режиме). Значение  $t_{TR}$  можно приближенно получить, разделив  $V_{IN}$  на 25 В/нс, что является консервативной оценкой достижимой скорости нарастания выходного напряжения для GaN FET транзисторов, используемых в рассматриваемом устройстве. Следует отметить, что GaN FET транзистор нижнего плеча не имеет этих потерь.

С учетом вышеизложенного, коммутационные потери  $P_{SW}$  можно записать как:

$$P_{SW} = V_{IN}^2 U_L f_{SW} \cdot 10^{-9} / (R_L \cdot 25). \quad (2.8)$$

Суммарная мощность потерь определяется как сумма (2.1) - (2.8):

$$P_{LOSS\Sigma} = P_{gdr} + Q_{rr} \cdot V_{IN} \cdot f_{SW} + \frac{U_L^2 \cdot r}{R_L^2} + V_{IN}^2 U_L f_{SW} \cdot 10^{-9} / (R_L \cdot 25). \quad (2.9)$$

Рассчитанные в соответствии с методикой фирмы-изготовителя тепловые потери устройства LMG5200 для частоты 10 МГц (декларируемая предельная частота переключения) приведены на рисунке 2.2. Значения КПД показаны при напряжении питания 50 В. Более информативными (при высоком значении КПД) являются графики потерь, которые приведены для трех различных напряжений питания: 50 В, 30 В и 15 В в соответствии с рассматриваемой концепцией комбинирования синтетических методов линейного усиления. Они подтверждают перспективность данного решения для снижения средней мощности потерь при усилении сигналов с большим пик-фактором.

Для верификации методики расчета мощности тепловых потерь, предлагаемой производителем, было проведено описанное в следующем пункте работы имитационное компьютерное моделирование. Его результаты показали "излишнюю оптимистичность" методики производителя в определении мощности потерь, особенно при малых значениях выходных напряжений. Данное обстоятельство было также подтверждено проведенными экспериментальными исследованиями, описанными в разделе 4.

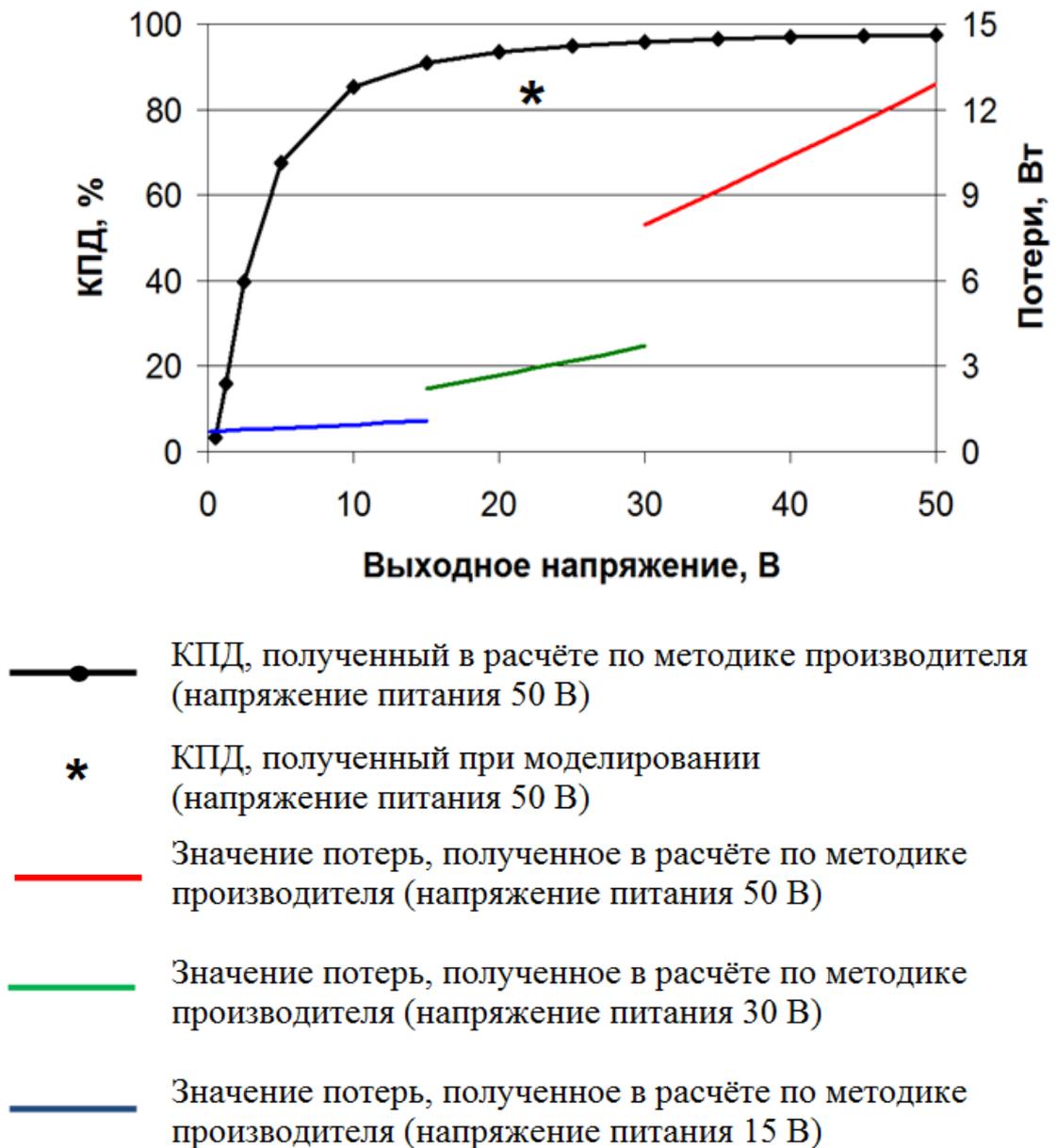


Рисунок 2.2 – Рассчитанные зависимости КПД и потерь от выходного напряжения при тактовой частоте 10 МГц

Для разрешения отмеченного противоречия между теоретическими расчетами и результатами моделирования и экспериментальных исследований проведем разработку уточненной методики расчета мощности потерь.

Рассмотрим факторы, которые должны быть дополнительно учтены в методике расчета тепловых потерь. В [61] было показано, что для полевых транзисторов существенны потери на перезаряд емкостей транзистора и помимо учета потерь на переключение на активном участке  $P_{sw}$  в соответствии с (2.7)

требуется учитывать коммутативные потери за счет перезаряда выходных емкостей. Для двух GaN FET транзисторов с учетом двукратного переключения ключей за период сигнала они определяются выражением:

$$P_{Coss} = 4 \cdot f_{SW} \cdot C_{oss}(V_{IN}) \cdot V_{IN}^2 / 2 = 2 \cdot f_{SW} \cdot C_{oss}(V_{IN}) \cdot V_{IN}^2, \quad (2.10)$$

где  $C_{oss}(V_{IN})$  - эффективная в смысле потерь выходная емкость, зависящая от напряжения питания ( $V_{IN}$ ), или, при указанном выходном заряде:

$$P_{Coss} = 2 \cdot f_{SW} \cdot Q_{oss}(V_{IN}) \cdot V_{IN} \quad (2.11)$$

Таким образом, в уточненной разработанной методике расчета потери мощности будут определяться выражением:

$$P_{LOSS\Sigma} = P_{gdr} + Q_{rr} \cdot V_{IN} \cdot f_{SW} + \frac{U_L^2 \cdot r}{R_L^2} + 2 \cdot f_{SW} \cdot C_{oss}(V_{IN}) \cdot V_{IN}^2 + V_{IN}^2 U_L f_{SW} \cdot 10^{-9} / (R_L \cdot 25). \quad (2.12)$$

Значения  $C_{oss}(V_{IN})$  при различных напряжениях питания  $V_{IN}$  могут быть получены из графиков, как правило, приводящихся в описаниях элементной базы.

Из (2.12) видно, что при уменьшении уровня выходного сигнала начинают преобладать коммутативные потери, имеющие квадратичную зависимость от напряжения питания. По этой причине применение квантования напряжения питания может обеспечить существенный выигрыш в среднем КПД при усилении OFDM сигналов с большим пик-фактором, огибающая которых имеет распределение Релея и сосредоточена в основном в области малых амплитуд.

Для последующего проведения процедуры оптимизации числа уровней квантования напряжения питания ШИМ-модулятора найдем математическое описание зависимости  $C_{oss}(V_{IN})$  при различных напряжениях питания  $V_{IN}$ . Для численного описания и расчета использовался конкретный GaN FET транзистор EPC2016C, примененный в выходном каскаде интегральной микросхемы LMG5200B. Характеристики этого транзистора приведены в данных изготовителя ([https://epc-co.com/epc/Portals/0/epc/documents/datasheets/EPC2016C\\_datasheet.pdf](https://epc-co.com/epc/Portals/0/epc/documents/datasheets/EPC2016C_datasheet.pdf)),

а также получены на основе графиков, приводящихся в описаниях элементной базы.

Зависимость выходной емкости от напряжения питания  $C_{oss}(V_{ds})$  для EPC2016C приведена на рисунке 2.3. Для определения в аналитическом виде функциональной зависимости выходной емкости  $C_{oss}$  от напряжения питания  $V_{dc}$  проведем ее аппроксимацию полиномом третьей степени. Функция  $C_{oss}(V_{ds})$  имеет следующий вид:

$$y = -0,001x^3 + 0,2129x^2 - 15,102x + 550,1 \text{ (пФ)}, \quad (2.13)$$

где обозначены  $x = V_{ds}$ ,  $y = C_{oss}$ .

Как видно из рисунка 2.3, аппроксимация полиномом третьей степени в данном случае обеспечивает на интервале напряжений питания хорошее приближение: коэффициент достоверности аппроксимации составил  $R^2 = 0,9969$ .

С учетом (2.13), выражение (2.12) может быть записано как:

$$\begin{aligned} P_{LOSS\Sigma} = & 2 \cdot f_{sw} \cdot 10^{-12} \cdot (-0,001 \cdot V_{IN}^3 + 0,2129 \cdot V_{IN}^2 - \\ & - 15,102 \cdot V_{IN} + 550,1) \cdot V_{IN}^2 + P_{gdr} + Q_{rr} \cdot V_{IN} \cdot f_{sw} + \\ & + \frac{U_L^2 \cdot r}{R_L^2} + V_{IN}^2 U_L f_{sw} \cdot 10^{-9} / (R_L \cdot 25) \end{aligned} \quad (2.14)$$

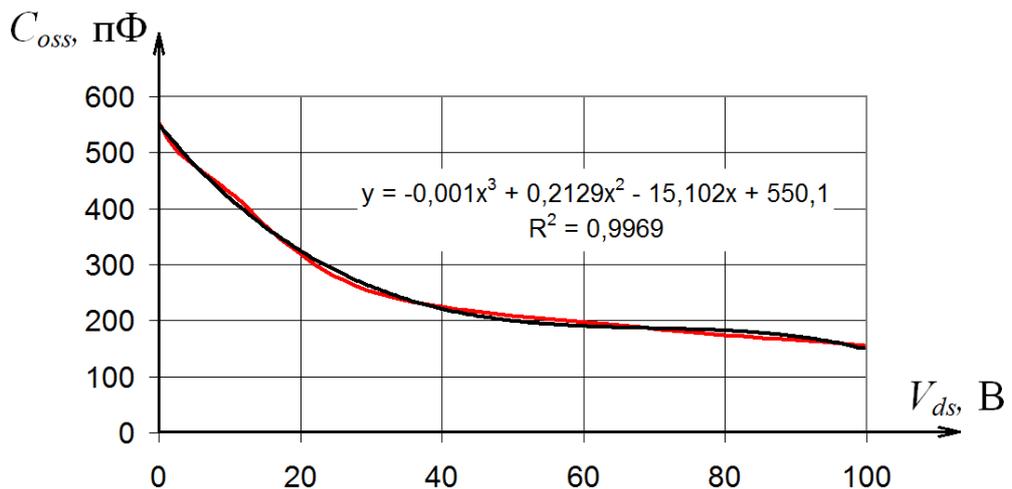


Рисунок 2.3 – Зависимость  $C_{oss}(V_{ds})$  для GaN FET транзисторов EPC2016C по данным изготовителя (красная кривая) и ее аппроксимация полиномом третьей степени (черная кривая)

Полученное выражение (2.14) для суммарных потерь в модуляционном устройстве LMG5200, содержит в себе постоянные слагаемые (относительно малые потери в драйвере затвора  $P_{gdr}$ ), слагаемые, линейно зависящие от напряжения питания (также относительно небольшие), слагаемые, квадратично зависящие от выходного напряжения и слагаемые, квадратично зависящие от напряжения питания, имеющие на частоте 1 МГц наибольшее абсолютное значение. Из этого явно видно, что применение квантования напряжения питания  $V_{IN}$ , может обеспечить существенный выигрыш в среднем КПД при усилении OFDM сигналов с большим пик-фактором, огибающая которых имеет распределение Релея и сосредоточена в основном в области малых амплитуд.

Разработанная уточненная методика расчета потерь в ШИМ модуляторе на GaN FET транзисторах с технологией НЕМТ при исключении составляющей потерь на ограничительном диоде и переносе составляющей потерь в драйвере затвора в соответствующий элемент схемы, может быть использована и при построении модулятора на дискретных компонентах.

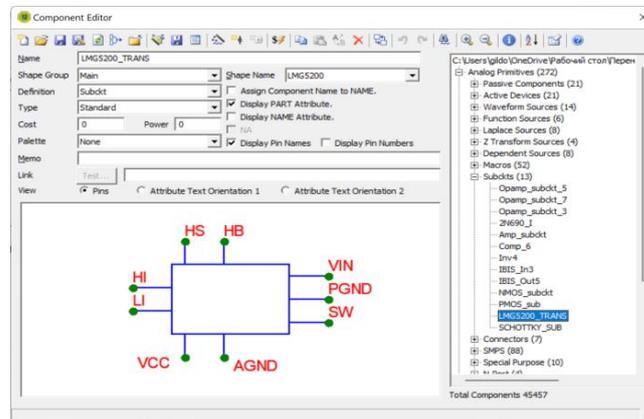
## 2.4 Результаты моделирования усилителя с широтно-импульсной модуляцией на GaN FET транзисторах

Имитационное компьютерное моделирование проводилось с использованием SPICE модели интегральной микросхемы LMG5200 из официального ресурса фирмы-производителя Texas Instruments в программе схемотехнического моделирования Micro-Cap.

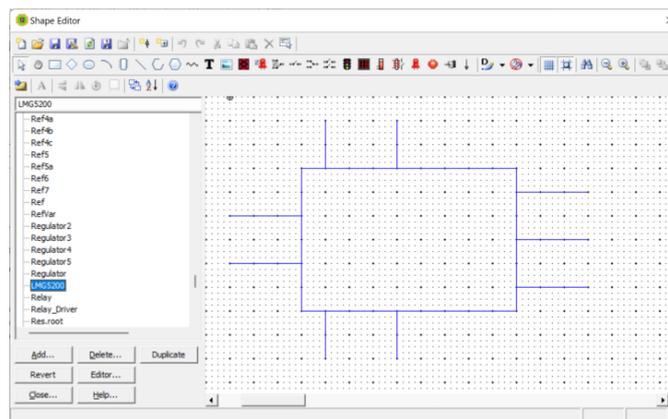
Для подключения модели в программе для аналогового и цифрового моделирования электрических и электронных цепей Micro-Cap было проведена следующая последовательность действий. Сначала сам файл библиотеки lmg5200.lib был скопирован в папку LIBRARY и добавлена запись в файл NOM.lib:

```
.lib "lmg5200.lib"
```

Это позволило программе Micro-Cap находить описание изделия в этой библиотеке. Следующим шагом было создание графического изображения изделия в редакторе Shape Editor (рисунок 2.4а), и самого компонента LMG5200\_TRANS в редакторе Component Editor (рисунок 2.4б), входящих в состав программы Micro-Cap.



а)



б)

Рисунок 2.4 – Окно редактора Shape Editor а); окно редактора Component Editor б)

Название компонента совпадает с именем, которое указано в библиотеке модели, что позволяет программе при создании цепи с использованием данного компонента подключить соответствующую библиотеку lmg5200.lib.

Однако SPICE библиотека, созданная фирмой-производителем, содержала ряд несовместимостей с синтаксисом программы Micro-Cap. Они состояли в том, что при объявлении некоторых емкостных элементов были явно указаны два температурных коэффициента: линейный и квадратный температурные коэффициенты емкости. Однако значения этих коэффициентов соответствовали

значением по умолчанию, поэтому было принято решение удалить эту информацию. Таким образом синтаксическая несовместимость была устранена.

```

C_U1_C9      0 U1_N16655218 1n TC=0,0
C_U1_C11     0 U1_N16654120 1n TC=0,0
C_U1_C10     0 U1_N16655236 1p TC=0,0
C_U1_C14     0 U1_N16652926 1n TC=0,0
C_U1_C12     0 U1_N16655508 1p TC=0,0
C_U1_C13     0 U1_N16655764 1n TC=0,0

```

Для проверки работоспособности модели изделия и выявления ее предельных характеристик использовалась схема модели, приведенная на рисунке 2.5.

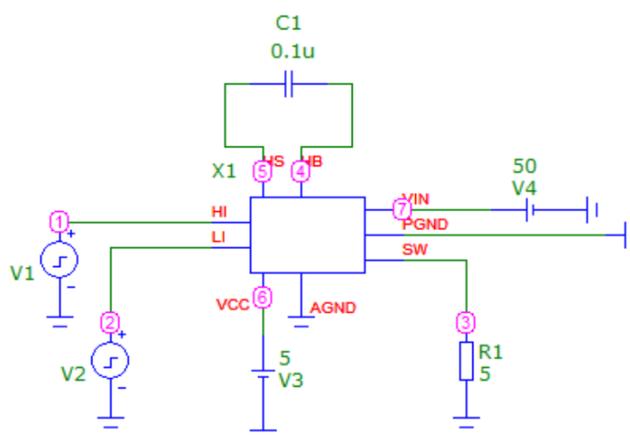


Рисунок 2.5 - Принципиальная схема для проверки работоспособности модели LMG5200

При работе на резистивную нагрузку на частоте 10 МГц и длительности входного импульса  $V_{HI} = 30ns$ , длительность выходного импульса составляла 32 - 36 ns (в зависимости от значения "мертвого времени", рисунок 2.6), задержка фронта импульса в районе 30 ns, а задержка спада импульса около 35 ns, что соответствует заявленным параметрам. Исследование минимально допустимого "мертвого времени", необходимого для исключения появления сквозных токов, разрушающих компонент, показало, что следует использовать значение 8 ns

между  $V_{HI}$  и  $V_{LO}$ . Если использовать большее значение - расширяется выходной импульс, что приводит к нарушению линейности преобразования, если меньше - начинают появляться существенные сквозные токи.

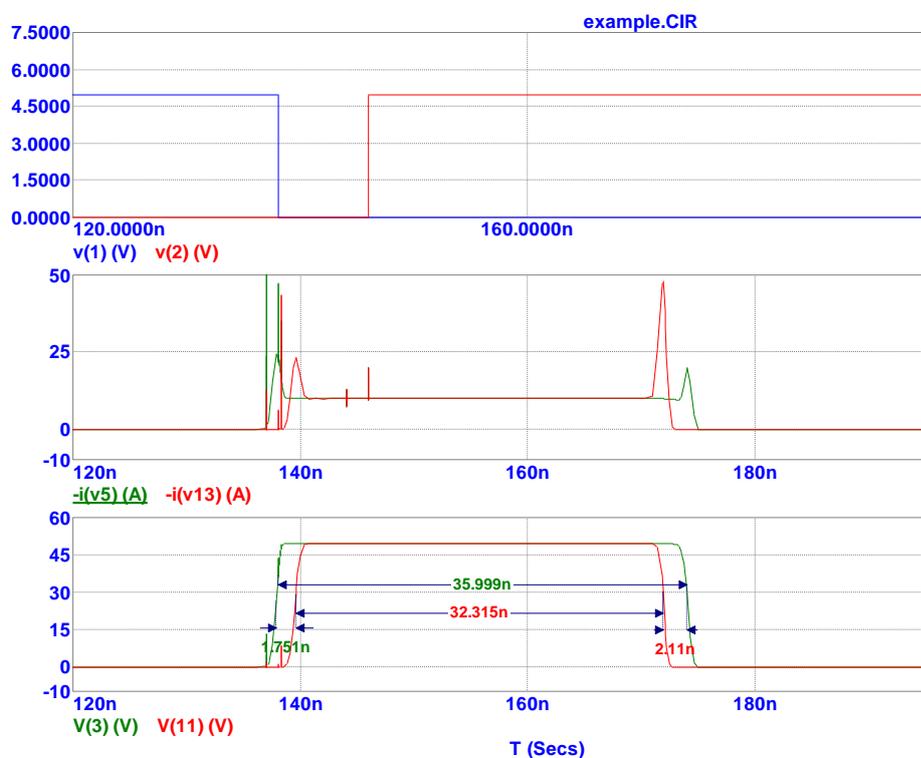


Рисунок 2.6 - Длительности выходного импульса и потребляемые от источника питания токи при различных значениях "мертвого времени": 7 нс (красный) и 8 нс (зеленый)

Проведенный поиск минимальной достижимой длительности импульса показал, что она составляет 14 нс (при значении ранее выбранного "мертвого времени" 8 нс), рисунок 2.7. Максимальная достижимая длительность импульса (при условии падения выходного напряжения до нуля) составила 80 нс (рисунок 2.8). Таким образом, проверка работоспособности модели изделия показала соответствие ее параметров данным производителя и возможность использования до тактовых частот, равных 10 МГц.

Схема для имитационного моделирования энергетических характеристик в программе Micro-Cap интегральной микросхемы LMG5200 представлена на рисунке 2.9 и содержит выходной ФНЧ, выделяющий постоянную составляющую

ШИМ сигнала. Результаты моделирования энергетических параметров ШИМ модулятора в схеме на рисунке 2.9 на частоте 10 МГц показали существенное расхождение со значением КПД, основанном на расчете тепловых потерь по методике производителя (точка "КПД при моделировании" на рисунке 2.2).

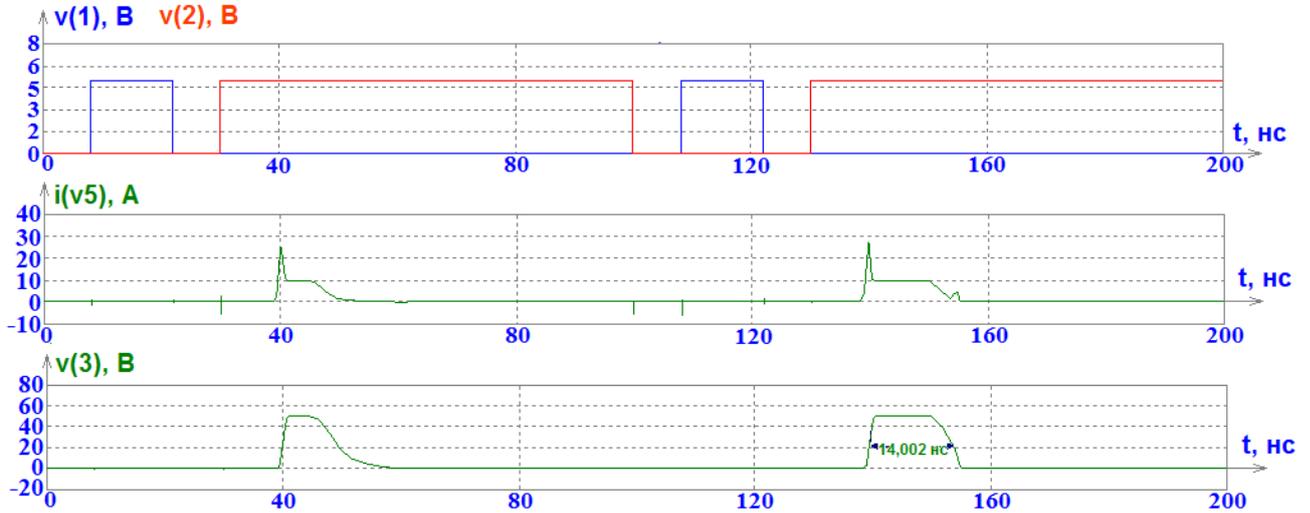


Рисунок 2.7 - Минимальная длительность импульса

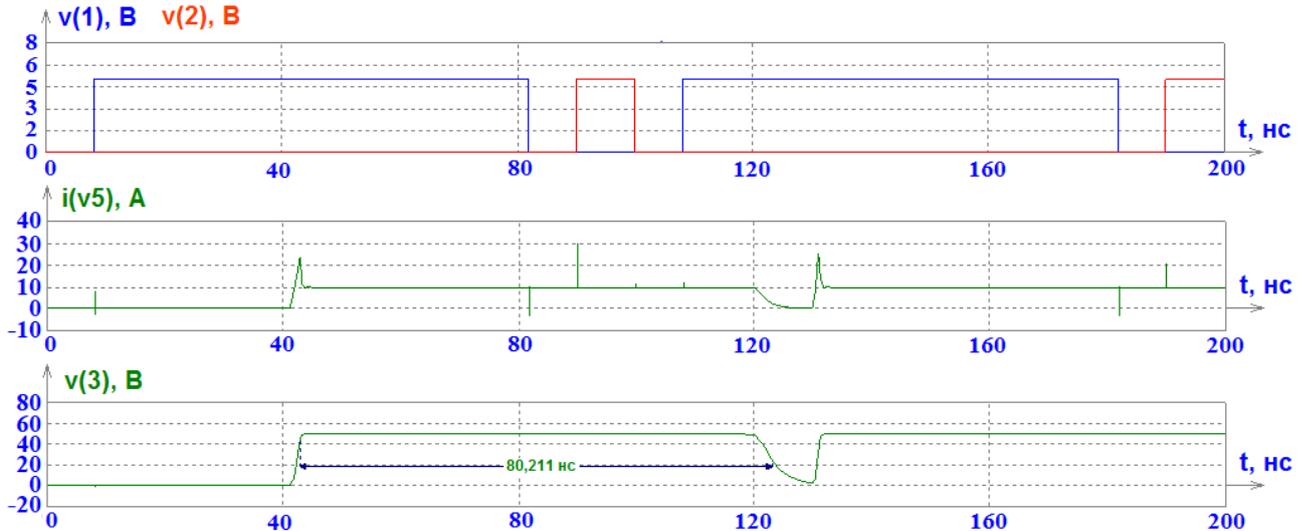


Рисунок 2.8 - Максимальная длительность импульса

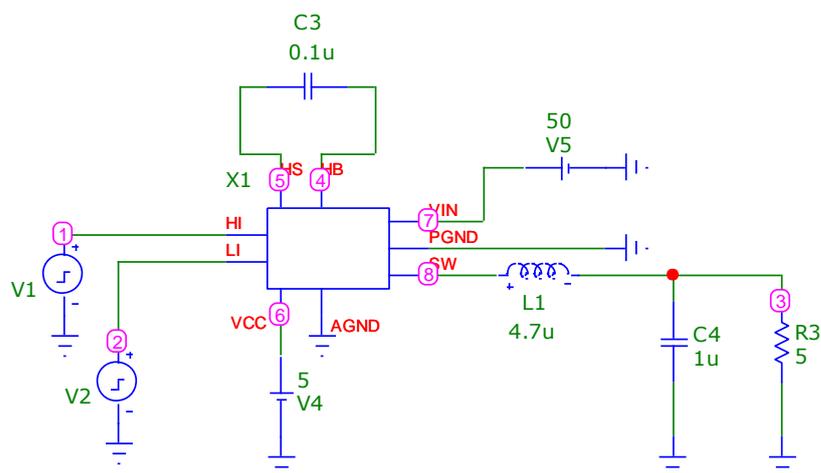
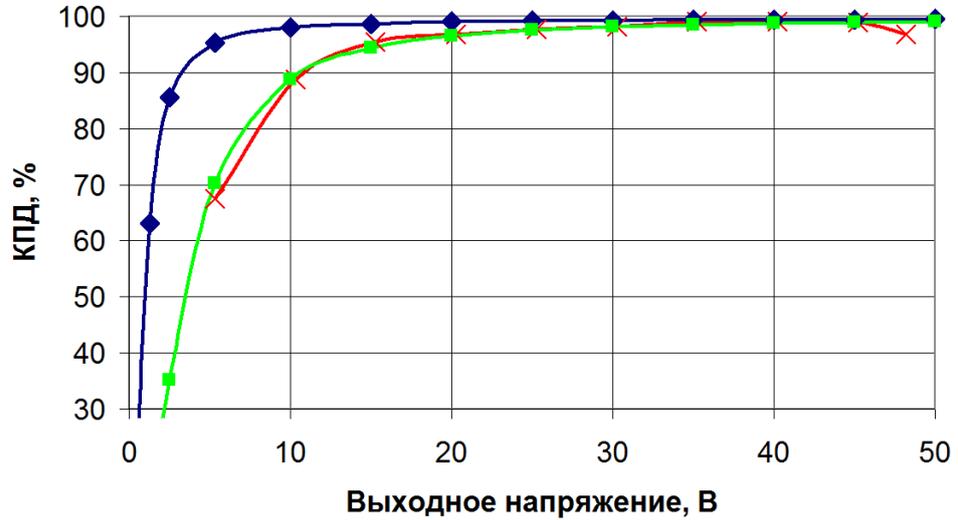


Рисунок 2.9 – Схема для имитационного моделирования энергетических характеристик интегральной микросхемы LMG5200

Кроме того, при существенном количестве значений выходного напряжения, процесс моделирование не находил решения. Для поиска причин несоответствия тактовая частота была снижена до номинальной, равной 1 МГц, при которой обеспечивалась возможность проведения расчетов в широком диапазоне входных и выходных напряжений. Сравнение результатов расчетов и моделирования на частоте 1 МГц при напряжении питания 50 В приведено на рисунке 2.10.

Как видно из рисунка 2.10, при высоком выходном напряжении, где преобладают потери на сопротивление насыщения транзисторов, результаты расчетов по обоим методикам (производителя и уточненной в данной работе) и моделирования практически совпадают. При уменьшении выходного напряжения доля потерь на сопротивление насыщения снижается, и становятся более заметными коммутативные потери. В этой области результаты расчетов по методике производителя и моделирования начинают существенно расходиться, что отчетливо демонстрирует то, что при малых уровнях выходного напряжения, характерных для большей части времени при усилении сигнала огибающей ЦРВ, методика изготовителя неприменима. При этом предложенная в данной работе уточненная методика демонстрирует хорошее совпадение с результатами моделирования, что определяет ее дальнейшее использование в работе.

На рисунке 2.11 показано сравнение результатов расчетов по разработанной методике и результатов моделирования при различных напряжениях питания. Как видно из рисунка 2.11, предложенная методика учета потерь обеспечивает хорошее совпадение с результатами имитационного моделирования.



- × — Методика расчета, разработанная в настоящей работе
- □ — Результаты моделирования
- ◆ — Методика расчета изготовителя

Рисунок 2.10 – Сравнение результатов расчетов по методике изготовителя, расчетов по уточненной разработанной методике, и результатов моделирования на частоте 1 МГц при напряжении питания 50 В

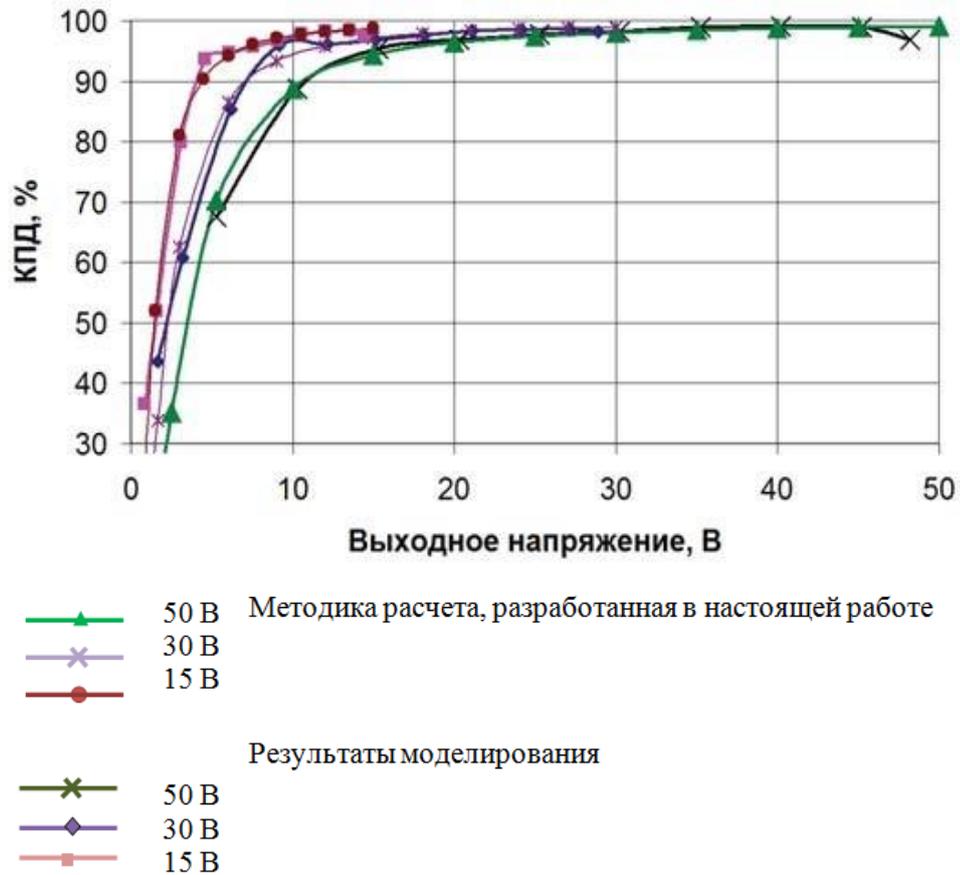


Рисунок 2.11 – Сравнение результатов расчетов по методике, разработанной в настоящей работе, и результатов моделирования на частоте 1 МГц при напряжении питания 50 В, 30 В, 15 В

Для дополнительной проверки также был проведен ряд расчетов для тактовой частоты 10 МГц, показавший достаточно хорошее совпадение предложенной методики с результатами моделирования. Следует отметить, что данное рассмотрение носило чисто академический характер, поскольку рассеиваемая на приборе мощность превышает допустимую и этот режим не может использоваться в практических условиях. Тем не менее, оно показывает адекватность методики и возможность ее применения и для дискретных приборов с большими величинами рассеиваемой мощности.

## 2.5 Выводы по разделу 2

1. Разработана уточненная методика расчета потерь в ШИМ модуляторе на GaN FET транзисторах с технологией НЕМТ.

2. Получены аналитические выражения для расчета потерь мощности в ШИМ модуляторе на GaN FET транзисторах EPC2016C, примененных в выходном каскаде интегральной микросхемы LMG5200B для произвольного напряжения питания, которые будут использоваться в следующем разделе при оптимизации числа уровней и порогов квантования напряжения питания.

3. Проведенное имитационное компьютерное моделирование работы интегральной микросхемы LMG5200B в качестве ШИМ модулятора показало хорошее совпадение разработанной уточненной методики расчета потерь с результатами моделирования.

Материалы раздела 2 опубликованы в работах [33, 35, 39].

## 3 ОПТИМИЗАЦИЯ УРОВНЕЙ КВАНТОВАНИЯ НАПРЯЖЕНИЯ ПИТАНИЯ ШИМ–МОДУЛЯТОРА НА GAN НЕМТ ТРАНЗИСТОРАХ

### 3.1 Введение к разделу 3

Разработанная в разделе 2 методика расчета потерь мощности в ШИМ–модуляторе на GaN FET транзисторах с технологией НЕМТ показала, что существенная часть потерь мощности являются функцией напряжения питания. Это позволяет применить в рассматриваемом ШИМ-модуляторе квантование напряжения питания для уменьшения потерь мощности, и, соответственно, увеличения КПД. Поскольку любое переключение напряжения питания в модуляционном устройстве ведет к дополнительным коммутационным потерям, то число переключений напряжения питания (порогов квантования) ограничено. Все это предопределяет возможность оптимизации значений уровней квантования напряжения питания при различном их количестве в модуляционном устройстве.

Реальные сигналы в системах ЦРВ, а также в ряде систем радиосвязи, используют OFDM или COFDM модуляцию с огибающей, имеющей случайную амплитуду, распределенную по закону Рэлея [68]. Попытка описать выбор уровней квантования для сигнала с Рэлеевским распределением амплитуд была предпринята в [69]. В этой работе выбор уровней квантования осуществлялся на основе эмпирических предположений. Анализ потерь для сигнала с Рэлеевским распределением амплитуд огибающей для УМ с комбинацией ШИМ и линейного канала приведен в [70]. Ни в той, ни в другой работе не решалась задача максимизации энергетических характеристик УМ путем оптимизации изменяемых параметров напряжения питания.

В настоящем разделе поставлена и решена задача исследования возможности максимизации КПД в ШИМ модуляторе передатчика систем ЦРВ путем оптимизации уровней квантования напряжения питания для различного их числа. Для решения поставленной задачи на основе соотношений, полученных в

разделе 2, разработана методика оптимизация уровней квантования напряжения питания в ШИМ–модуляторе на GaN FET транзисторах с технологией НЕМТ для сигналов, имеющих Рэлеевское распределение амплитуд, с целью получения минимального значения потерь мощности. На основе разработанной методики проведен ряд примеров расчета потерь мощности для различного числа оптимальных порогов квантования напряжения питания в ШИМ–модуляторе на GaN FET транзисторах с технологией НЕМТ, и различных параметров Рэлеевского закона распределения амплитуд.

### 3.2 Теоретические соотношения в передатчике с комбинированием синтетического метода раздельного усиления с ШИМ-модуляцией и квантования напряжения питания

Рассмотрим теоретические соотношения в УМ с комбинированием синтетического метода раздельного усиления с ШИМ-модуляцией и квантования напряжения питания.

Характер зависимостей КПД от выходного напряжения для многоуровневого GaN FET ШИМ модулятора (рисунок 2.11) показывает, что средний КПД будет зависеть от статистики распределения амплитуд огибающей усиливаемого сигнала. Так, например, широко использовавшийся во второй половине прошлого века для настройки и измерения характеристик радиопередающих устройств двухтоновый равноамплитудный измерительный сигнал [71] имеет распределение амплитуд огибающей смещенное в верхнюю половину амплитудной характеристики. Большинство современных телекоммуникационных сигналов, в том числе применяемые в рассматриваемых системах цифрового радиовещания, используют OFDM модуляцию. Огибающая таких сигналов имеет Релеевское распределение амплитуд [22, 68]:

$$\begin{cases} f(x, \sigma) = \frac{x}{\sigma^2} e^{\frac{-x^2}{2\sigma^2}}, & \text{при } \sigma \geq 0, \\ 0, & \text{при } \sigma < 0 \end{cases}, \quad (3.1)$$

где  $\sigma$  – параметр масштаба.

Оптимизация значений уровней квантования и их напряжений питания с учетом статистики используемых сигналов для достижения максимального среднего КПД была проведена для линейного усилителя модуляционного тракта с квантованием напряжения питания [22]. Применяя аналогичный подход, будем использовать сигнал огибающей, распределение амплитуд которого нормализовано к интервалу  $x \in [0;1]$  с незначительной компрессией:

$$f'(x, \sigma) = \frac{4x}{\sigma^2} e^{-\frac{16x^2}{2\sigma^2}}. \quad (3.2)$$

Далее будем рассматривать наиболее часто встречающийся в реальных сигналах интервал значений  $\sigma \in [0.6;0.8]$ .

Решение задачи оптимизации уровней квантования напряжения питания основывается на полученном в разделе 2 соотношении для суммарных потерь в ШИМ-модуляторе на GaN FET транзисторах с применением НЕМТ технологии. В таком устройстве суммарные потери, в соответствии методикой, разработанной в настоящей работе, в общем виде определяются выражением (2.12). Для рассматриваемого примера применения ИМС LMG5200, содержащей в выходном каскаде транзисторы EPC2016C, суммарные потери мощности определены в (2.14) Перепишем это выражение для удобства дальнейшего вывода формул:

$$\begin{aligned} P_{LOSS\Sigma} = & 2 \cdot f_{SW} \cdot 10^{-12} \cdot (-0,001 \cdot V_{IN}^3 + 0,2129 \cdot V_{IN}^2 - \\ & - 15,102 \cdot V_{IN} + 550,1) \cdot V_{IN}^2 + P_{gdr} + Q_{rr} \cdot V_{IN} \cdot f_{SW} + \\ & \cdot \frac{U_L^2 \cdot r}{R_L^2} + V_{IN}^2 U_L f_{SW} \cdot 10^{-9} / (R_L \cdot 25) \end{aligned} \quad (3.3)$$

Суммарные потери в ШИМ-модуляторе на GaN FET транзисторах в каждой точке амплитудной характеристики  $P_{LOSS\Sigma}$ , определенные в выражении (3.3), зависят от напряжения питания  $V_{IN}$ , напряжения на нагрузке  $U_L$  и ряда параметров (сопротивления нагрузки, тактовой частоты ШИМ преобразования и т.д.), не зависящих от выбора значений порогов квантования. Будем полагать, что  $U_{L\_MAX} = V_{IN}$ , тогда на интервале  $x \in [0;1]$  выполняется  $U_L = xV_{IN}$ , а потери равны:

$$P_{LOSS\Sigma} = P_{LOSS\Sigma}(xV_{IN}, V_{IN}). \quad (3.4)$$

Для системы с одним напряжением питания, равным  $V_{IN}$ , среднее значение потерь с учетом статистики сигнала можно определить как:

$$P_{LOSS} = \frac{1}{V_{IN}} \int_0^1 P_{LOSS\Sigma}(xV_{IN}, V_{IN}) \frac{4x}{\sigma^2} e^{-\frac{16x^2}{2\sigma^2}} dx \quad (3.5)$$

где  $P_{LOSS\Sigma}$  определяется выражением (3.4).

Для системы с двумя напряжениями питания, равными  $U_1 = u_1 V_{IN}; U_2 = u_2 V_{IN} = V_{IN}; u_1 < u_2; u_2 = 1$ , где  $U_1, U_2$  - абсолютные значения напряжений питания ступеней,  $u_1, u_2$  - их относительные значения, потери определяются суммой потерь на обеих ступенях:

$$P_{LOSS1}(u_1) = \frac{1}{V_{IN}} \int_0^{u_1} P_{LOSS\Sigma}(xV_{IN}, u_1 V_{IN}) \frac{4x}{\sigma^2} e^{-\frac{16x^2}{2\sigma^2}} dx; \quad (3.6)$$

$$P_{LOSS2}(u_2) = \frac{1}{V_{IN}} \int_{u_1}^1 P_{LOSS\Sigma}(xV_{IN}, u_2 V_{IN}) \frac{4x}{\sigma^2} e^{-\frac{16x^2}{2\sigma^2}} dx.$$

Обозначим:

$$P = P_{gdr}; Q = Q_{rr} \cdot f_{sw}; R = r / R_L^2; F = f_{sw} \cdot 10^{-9}, \text{ тогда потери на первой ступени}$$

будут описываться выражением:

$$P_{LOSS\Sigma1} = 0,002 \cdot F \cdot (-0,001 \cdot U_1^3 + 0,2129 \cdot U_1^2 - 15,102 \cdot U_1 + 550,1) \cdot U_1^2 + P + Q \cdot U_1 + RxV_{IN} + , \quad (3.7)$$

$$+ U_1^2 xV_{IN} F / (R_L \cdot 25)$$

а на второй, соответственно:

$$P_{LOSS\Sigma2} = 0,002 \cdot F \cdot (-0,001 \cdot U_2^3 + 0,2129 \cdot U_2^2 - 15,102 \cdot U_2 + 550,1) \cdot U_2^2 + P + Q \cdot U_2 + RxV_{IN} + . \quad (3.8)$$

$$+ U_2^2 xV_{IN} F / (R_L \cdot 25)$$

Суммарные потери  $P_{LOSS\Sigma}$  на обеих ступенях можно определить как сумму выражений:

$$P_{LOSS1}(u_1) = \frac{1}{V_{IN}} \int_0^{u_1} \left[ \begin{aligned} &(0,002 \cdot F \cdot (-0,001 \cdot U_1^3 + 0,2129 \cdot U_1^2 - \\ &-15,102 \cdot U_1 + 550,1) \cdot U_1^2 + P + Q \cdot U_1 + \\ &+ RxV_{IN} + U_1^2 xV_{IN} F / (R_L \cdot 25)) \frac{4x}{\sigma^2} e^{-\frac{16x^2}{2\sigma^2}} \end{aligned} \right] dx \quad (3.9)$$

$$P_{LOSS2}(u_1) = \frac{1}{V_{IN}} \int_{u_1}^{u_2} \left[ \begin{aligned} &(0,002 \cdot F \cdot (-0,001 \cdot U_2^3 + 0,2129 \cdot U_2^2 - \\ &-15,102 \cdot U_2 + 550,1) \cdot U_2^2 + P + Q \cdot U_2 + \\ &+ RxV_{IN} + U_2^2 xV_{IN} F / (R_L \cdot 25)) \frac{4x}{\sigma^2} e^{-\frac{16x^2}{2\sigma^2}} \end{aligned} \right] dx$$

или как

$$P_{LOSS\Sigma}(u_1) = P_{LOSS1}(u_1) + P_{LOSS2}(u_1). \quad (3.10)$$

Дифференцируя полученное выражение для суммарных потерь на обеих ступенях относительно первого порога квантования (напряжения питания первой ступени  $u_1$ ) с учетом того, что  $u_2 = 1$ , и приравнявая производную к нулю, найдем оптимальное значение, соответствующее минимуму суммарных потерь.

Учитывая, что аналитическое решение достаточно громоздко, целесообразно использовать численные методы нахождения решения.

Аналогичным образом можно записать выражения для системы с тремя напряжениями питания:

$$U_1 = u_1 V_{IN}; U_2 = u_2 V_{IN}; U_3 = u_3 V_{IN} = V_{IN}; u_1 < u_2 < u_3; u_3 = 1:$$

$$\begin{aligned}
P_{LOSS1}(u_1) &= \frac{1}{V_{IN}} \int_0^{u_1} \left[ \begin{aligned} &(0,002 \cdot F \cdot (-0,001 \cdot U_1^3 + 0,2129 \cdot U_1^2 - \\ &-15,102 \cdot U_1 + 550,1) \cdot U_1^2 + P + Q \cdot U_1 + \\ &+ RxV_{IN} + U_1^2 x V_{IN} F / (R_L \cdot 25)) \frac{4x}{\sigma^2} e^{-\frac{16x^2}{2\sigma^2}} \end{aligned} \right] dx \\
P_{LOSS2}(u_1, u_2) &= \frac{1}{V_{IN}} \int_{u_1}^{u_2} \left[ \begin{aligned} &(0,002 \cdot F \cdot (-0,001 \cdot U_2^3 + 0,2129 \cdot U_2^2 - \\ &-15,102 \cdot U_2 + 550,1) \cdot U_2^2 + P + Q \cdot U_2 + \\ &+ RxV_{IN} + U_2^2 x V_{IN} F / (R_L \cdot 25)) \frac{4x}{\sigma^2} e^{-\frac{16x^2}{2\sigma^2}} \end{aligned} \right] dx \\
P_{LOSS3}(u_2) &= \frac{1}{V_{IN}} \int_{u_2}^{u_3} \left[ \begin{aligned} &(0,002 \cdot F \cdot (-0,001 \cdot U_3^3 + 0,2129 \cdot U_3^2 - \\ &-15,102 \cdot U_3 + 550,1) \cdot U_3^2 + P + Q \cdot U_3 + \\ &+ RxV_{IN} + U_3^2 x V_{IN} F / (R_L \cdot 25)) \frac{4x}{\sigma^2} e^{-\frac{16x^2}{2\sigma^2}} \end{aligned} \right] dx
\end{aligned} \tag{3.11}$$

и найти суммарные потери:

$$P_{LOSS\Sigma}(u_1, u_2) = P_{LOSS1}(u_1) + P_{LOSS2}(u_1, u_2) + P_{LOSS3}(u_2). \tag{3.12}$$

Находя решения в частных производных, аналогично подходу, использованному в [22], можно найти оптимальные значения напряжений питания  $u_1, u_2$  (с учетом того, что  $u_3 = 1$ ), соответствующие минимуму суммарных потерь. Аналогичные вычисления можно провести и для произвольного числа уровней квантования. Оптимальные значения зависят как от параметров применяемой элементной базы (выходные емкости GaN FET транзисторов с их зависимостью от напряжения питания, сопротивления насыщения и т.д.), так и от используемого режима работы (рабочая частота, сопротивление нагрузки), а также от значения параметра масштаба Рэлеевского распределения амплитуд огибающей  $\sigma \in [0,6; 0,8]$ . Найденные значения напряжений питания, обеспечивающих минимальную величину средних потерь для различных параметров масштаба  $\sigma \in [0,6; 0,8]$ , для числа уровней квантования от одного до четырех, для рассматриваемой конфигурации приведены в таблице 3.1 (абсолютные значения средних потерь).

Таблица 3.1 - Значения напряжений питания, обеспечивающих минимальную величину средних потерь мощности

Число уровней напряжений питания	Уровень напряжения питания	$\sigma$				
		<b>0.60</b>	<b>0.65</b>	<b>0.70</b>	<b>0.75</b>	<b>0.80</b>
1	1	50	50	50	50	50
2	1	18,0	19,0	20,0	20,5	21,5
	2	50	50	50	50	50
3	1	12,5	13,0	13,5	14,0	14,5
	2	22,0	23,0	23,6	24,6	25,6
	3	50	50	50	50	50
4	1	10	10	10	11	11,5
	2	16,6	16,6	16,6	17,6	18,6
	3	24,5	25,0	25,6	26,5	27,5
	4	50	50	50	50	50

Приведенные выше значения имеют характер примера, иллюстрирующего разработанную методику оптимизации. Более общие результаты можно получить, рассматривая относительные и абсолютные выигрыши в рассеиваемой мощности. Действительно, при рассмотрении высоких значений КПД, не имеет существенного значения для экономии электроэнергии разница между КПД=99% и КПД=98%. Однако с точки зрения мощности потерь (то есть для большинства значений мощности, рассеиваемой на АЭ, которую необходимо отвести), между 1% и 2% разница в два раза. Учитывая, что габариты (объем) теплоотвода (в случае применения пассивного охлаждения) растут пропорционально третьей степени рассеиваемой мощности [32], то снижение мощности потерь в два раза позволяет снизить объем теплоотвода в 8 раз. Более важной характеристикой является в ряде случаев невозможность использования какого-либо технического решения из-за превышения рассеиваемой мощности на АЭ. При этом использование более мощного транзистора (с соответственно увеличенными паразитными емкостями) приводит к частотным ограничениям, и, как следствие, к

продолжению невозможности использования желательного технического решения.

Графические зависимости относительных значений потерь для различных значений параметра масштаба  $\sigma$  Рэлеевского распределения амплитуд огибающей в диапазоне  $\sigma \in [0,6; 0,8]$  для числа напряжений питания от одного до четырех, соответствующих таблице 3.1, приведены на рисунке 3.1.

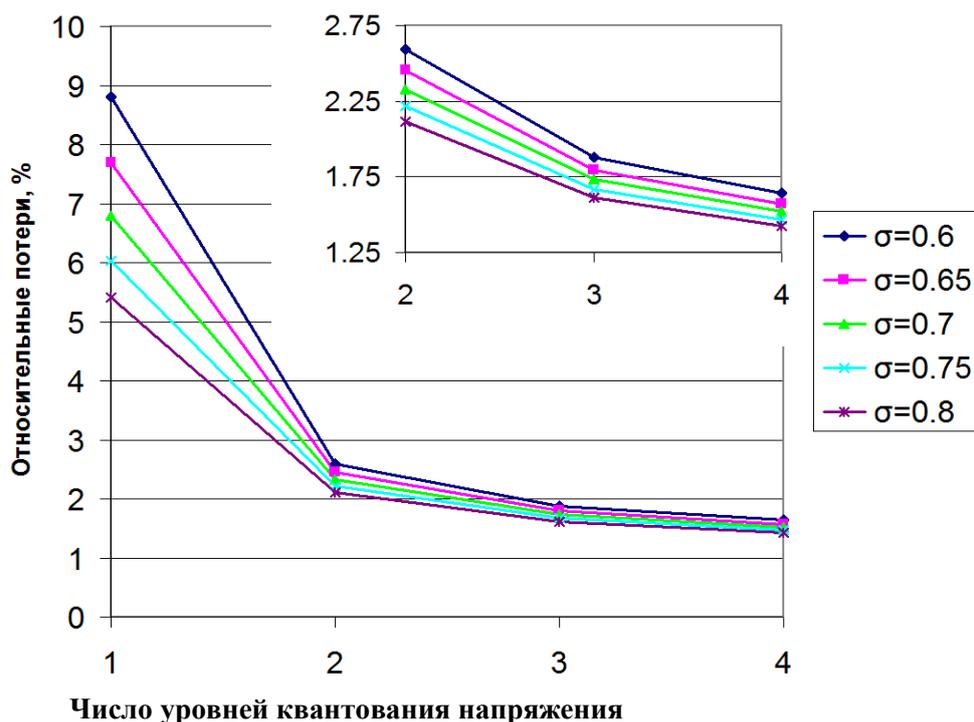


Рисунок 3.1 – Зависимости относительных значений потерь для различных значений параметра масштаба  $\sigma$  Релеевского распределения амплитуд огибающей от числа уровней квантования напряжения питания

Как видно из рисунка 3.1, основной выигрыш в снижении средней рассеиваемой мощности может быть достигнут при использовании всего двух уровней напряжений питания. Дальнейшее увеличение их числа приводит к меньшему выигрышу, и использование числа уровней напряжения питания более четырех следует признать нецелесообразным ввиду непропорционального достигаемому результату усложнению схемотехнической реализации.

Абсолютные значения средней мощности потерь для рассматриваемого примера (максимальное напряжение питания 50 В, сопротивление нагрузки 10 Ом, пиковая мощность 250 Вт) приведены в таблице 3.2. Там же указаны средние значения полезной мощности при различных значениях параметра масштаба  $\sigma$  Релеевского распределения амплитуд огибающей.

Таблица 3.2 - Абсолютные значения средней мощности потерь

Число уровней напряжения питания	Мощность потерь, Вт, при $\sigma$ :				
	<b>0,60</b>	<b>0,65</b>	<b>0,70</b>	<b>0,75</b>	<b>0,80</b>
1	0,538	0,545	0,552	0,559	0,566
2	0,148	0,164	0,181	0,197	0,214
3	0,107	0,120	0,134	0,148	0,163
4	0,093	0,104	0,117	0,130	0,143
Средняя выходная мощность, Вт	5,569	6,536	7,580	8,702	9,901

Как видно из Таблицы 3.2 применение разработанной методики оптимизации порогов квантования напряжения питания для двух значений напряжений питания, позволяет снизить среднюю мощность потерь в три раза для значения параметра масштаба  $\sigma = 0.7$  Рэлеевского распределения амплитуд огибающей, характерного для наиболее распространенных сигналов цифрового радиовещания диапазона ОБЧ (DRM+, RAVIS). При использовании четырех уровней напряжений питания для  $\sigma = 0.7$ , средняя мощность потерь снижается в 4,7 раза. Данное обстоятельство потенциально позволяет во столько же раз увеличить тактовую частоту преобразования ШИМ, не превышая предельных тепловых режимов используемой элементной базы.

### 3.3 Возможности практической реализации ШИМ-модулятора с квантованием напряжения питания

Для практической реализации рассматриваемого в настоящей работе способа повышения энергетической эффективности модуляционного устройства для передатчиков систем ЦРВ диапазона ОВЧ требуется решить следующие задачи:

- реализовать изменение длительности формируемых импульсов ШИМ при смене напряжения питания для обеспечения линейности модуляционной характеристики;

- организовать переключение источников питания оконечного каскада ШИМ модулятора с высоким КПД и минимальными переходными процессами.

Рассмотрим эти задачи более подробно.

#### 3.3.1 Изменение длительности формируемых импульсов ШИМ при смене напряжения питания

В последние годы формирование ШИМ является широко распространенной опцией, имеющейся даже в микроконтроллерах общего применения. Однако, при работе с тактовыми частотами ШИМ в районе 1 МГц и более, для обеспечения динамического диапазона в 40 дБ, требуемая минимальная длительность импульса приближается к 10 нс, а шаг изменения длительности - к единицам наносекунд. Формирование ШИМ последовательности с такими характеристиками требует гигагерцовых тактовых частот процессора, что сопровождается соответствующим потреблением электроэнергии. Потери энергии на формирование ШИМ в этой ситуации могут превысить потенциальный выигрыш от применения предлагаемого метода, что делает в настоящее время использование процессорного способа формирования малоперспективным. Аналогичные рассуждения можно провести и для различных структур

формирования ШИМ на жесткой логике или более современной реализации на ПЛИС.

Возникший исторически первым аналоговый способ формирования ШИМ, заключающийся в сравнении огибающей входного сигнала с напряжением, получаемым от генератора треугольных импульсов, описанный в большом числе литературных источников, в том числе в [62], не имеет дискретных ограничений. Он при относительно малом энергопотреблении может обеспечить требуемую минимальную длительность формируемого импульса в единицы - десятки наносекунд. Для обеспечения соответствия длительности импульсов линейной амплитудной характеристике при изменении напряжения питания можно использовать давно известное решение. Оно применялось на рубеже 90-х годов прошлого века в мощных радиовещательных передатчиках с полупроводниковым ШИМ модулятором. В них, для снижения уровня фона от выпрямленного сетевого напряжения, пропорционально поделенное напряжение питания оконечного каскада (с не полностью отфильтрованными пульсациями) использовалось как напряжение питания для генератора треугольных импульсов формирователя ШИМ последовательности. Таким образом, осуществлялась автоматическая подстройка длительности формируемых импульсов ШИМ в зависимости от напряжения питания для обеспечения линейности амплитудной характеристики.

Данное решение успешно может быть применено и в рассматриваемой задаче при условии отсутствия существенно инерционных элементов, что несложно достигается в малосигнальной технике.

### 3.3.2 Переключение источников питания оконечного каскада

Потери в коммутаторе источников питания  $P_{L\_sw}$  можно записать как:

$$P_{L\_sw} = \frac{U_L^2 \cdot r_{sw}}{R_L^2}, \quad (3.13)$$

где  $r_{sw}$  - сопротивление насыщения ключа коммутатора. Динамическими потерями в данном случае можно пренебречь, поскольку осуществление переключений коммутатора источников питания происходит медленнее скорости изменения огибающей усиливаемого сигнала, которая, в свою очередь, в несколько раз меньше тактовой частоты ШИМ.

Для переключения источников питания оконечного каскада ШИМ модулятора с высоким КПД достаточно использовать ключи с сопротивлением насыщения на порядок меньше, чем в оконечном каскаде ШИМ. При использовании той же базовой технологии, данные характеристики обеспечиваются пропорциональным увеличением площади кристалла (или параллельным включением нескольких приборов). Соответственно, пропорционально увеличению площади кристалла, возрастут паразитные емкости и снизится скорость переключения.

Постоянная времени парциальной цепи переключения:

$$\tau_{sw} = r_{sw} C_{oss}(V_{ds}), \quad (3.14)$$

и при рассматриваемой элементной базе, для которой  $r_{sw} = 15$  мОм,  $C_{oss} = 200...550$  пФ, составляет  $3...8,35$  пс, что пренебрежимо мало даже по сравнению с длительностью фронта единичного импульса, и тем более много меньше скорости изменения огибающей усиливаемого сигнала. Можно предположить, что большее влияние будет иметь паразитная индуктивность соединительных линий, однако при планирующейся интегральной реализации данного узла на одном кристалле она также может быть минимизирована.

Таким образом, проведенное рассмотрение принципов практической реализации предлагаемого способа повышения среднего КПД ШИМ модулятора для передатчиков ЦРВ диапазона ОВЧ показало возможность его осуществления.

### 3.4 Выводы по разделу 3

На основании материалов раздела 3 можно сделать следующие выводы:

1. Проведенная оптимизация порогов квантования многоуровневого ШИМ модулятора на GaN HEMT транзисторах по критерию минимума средних потерь для различных значений параметра масштаба  $\sigma$  Релеевского распределения амплитуд огибающей сигнала в диапазоне  $\sigma \in [0.6; 0.8]$  показала, что основной выигрыш в снижении средней рассеиваемой мощности может быть достигнут при использовании всего двух напряжений питания. Дальнейшее увеличение числа уровней квантования приводит к меньшему выигрышу, и использование числа напряжений питания более четырех следует признать нецелесообразным ввиду непропорционального достигаемому результату усложнению схемотехнической реализации.

2. При использовании четырех напряжений питания, средняя мощность потерь снижается в 3,9...5,5 раз по сравнению с постоянным напряжением питания зависимости от значения параметра масштаба  $\sigma$  Рэлеевского распределения амплитуд огибающей. Для наиболее распространенных сигналов цифрового радиовещания диапазона ОБЧ (DRM+, RAVIS), характеризующихся значением  $\sigma = 0,7$ , средняя мощность потерь снижается в 4,7 раза.

3. Рассмотрение принципов практической реализации предлагаемого способа повышения среднего КПД модуляционного устройства передатчиков систем ЦРВ диапазона ОБЧ показало возможность его осуществления.

Материалы раздела 3 опубликованы в работах [34, 37, 38].

## 4 ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ УСИЛИТЕЛЯ С ШИМ НА GAN НЕМТ ТРАНЗИСТОРАХ С КВАНТОВАНИЕМ НАПРЯЖЕНИЯ ПИТАНИЯ

### 4.1 Введение к разделу 4

В разделе 2 настоящей работы разработана уточненная методика расчета энергетических характеристик ШИМ-модулятора на GaN FET транзисторах с технологией НЕМТ, и проведено компьютерное моделирование на примере ИМС LMG5200, показавшие применимость предложенной методики. В разделе 3 разработана методика оптимизации уровней квантования напряжений питания по критерию минимума средних потерь мощности и проведены примеры расчета зависимости мощности потерь от числа напряжений питания для Рэлеевского распределения амплитуды сигнала, при оптимальных порогах квантования напряжения питания.

В разделе 4 поставлена и решена задача экспериментального исследования ШИМ модулятора на современной элементной базе - GaN FET транзисторах с технологией НЕМТ с целью подтверждения разработанной методики расчета потерь мощности и возможности построения высокоэффективного модуляционного устройства с квантованием напряжения питания. Таким образом, в настоящем разделе решалась задача экспериментальной проверки результатов, полученных в разделах 2, 3.

### 4.2 Влияние улучшения энергетических показателей ШИМ модулятора на эксплуатационные характеристики

Рассмотренные в предыдущих разделах вопросы повышения энергетической эффективности радиопередающих устройств в тех областях, где особенно важна минимизация потерь (мощные радиопередатчики ЦРВ, передатчики портативной абонентской РЭА, необслуживаемые передатчики

передачи данных Интернета Вещей (IoT) и др.) нужно рассматривать в рамках комплексной задачи снижения потерь в выходных каскадах передатчиков.

Приведем основные источники потерь в радиопередатчике и покажем место полученных результатов в снижении потерь.

Источниками потерь в схеме передатчика являются потери на тепловое излучение, паразитное радиоизлучение, потери за счет рассогласований на стыках в выходной цепи (сумматорах и выходных фильтрах) при прохождении мощного радиосигнала в антенну.

В предыдущих разделах показано, что ключевые режимы работы в выходных каскадах передатчиков являются необходимыми для достижения высокого КПД. Среди различных методов построения УМ к уменьшению потерь при условии сохранения высоких требований к качеству выходного сигнала приводит рассмотренное применение комбинированного синтетического метода усиления на основе применения ключевых усилителей, ШИМ-сигнала и системы квантования напряжения питания.

Тепловой режим любого передатчика чрезвычайно важен для получения высокого КПД. Это связано как с режимами работы активных элементов, которые перестают быть оптимальными при высоких температурах, так и уходом настроек в схеме передатчика, оптимизированных при проектировании.

Отношение полезной мощности  $P_u$  к рассеиваемой мощности  $P_d$  растет с уменьшением КПД  $\eta$  согласно соотношению

$$P_d/P_u = (1 - \eta)/\eta. \quad (4.1)$$

Как правило, при построении передатчика требуется отвод тепла с применением радиаторов. Расчет требуемого радиатора для обеспечения температурного режима АЭ  $t_{AЭ}$  при температуре передатчика  $t_{tr\ max}$  оценивается по формуле [72]

$$R_{rad} \leq (t_{AЭ} - t_{tr\ max})/P_d. \quad (4.2)$$

Минимальная площадь поверхности радиатора  $S_{rad}$ , требуемая для отведения тепла транзистора, зависит от КПД согласно формуле

$$S_{rad} = P_u k (1 - \eta) / \eta, \quad (4.3)$$

где для пластинчатого радиатора и естественного воздушного охлаждения коэффициент  $k = (0,1 \dots 0,25) / \Delta t$  при  $\Delta t = t_{dAЭ} - t_{tr\max}$ .

Результат расчета нормированной площади радиатора  $S_{rad} / P_u$  от  $\eta$  приведен на рисунке 4.1.

Кроме того, недостаточный отвод тепла может повлиять на надежность радиопередатчика [32], [73], так же от температуры растёт сопротивление насыщения, что ещё больше ухудшает КПД (рисунок 4.2) [74], [75].

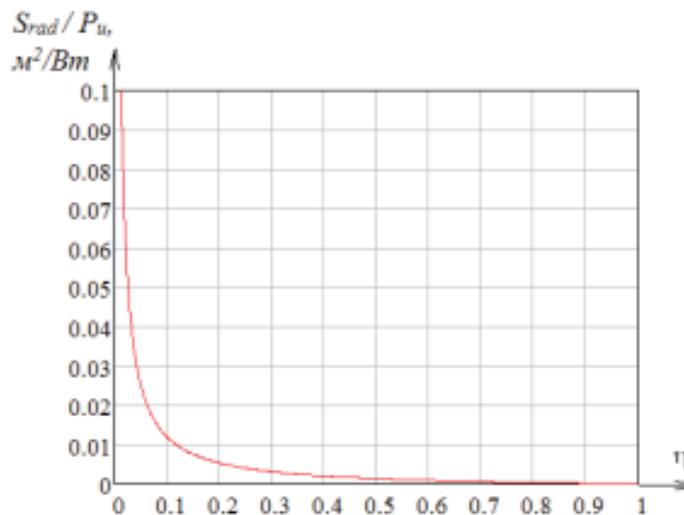


Рисунок 4.1 – Зависимость нормированной площади радиатора от КПД  
(для  $\Delta t = 75$  °С)

Достижение высокой энергоэффективности радиопередатчиков должно происходить при одновременном обеспечении всех требуемых показателей качества выходного сигнала. Обеспечение линейности усилителей мощности является важным требованием для удовлетворения таких требований. Обеспечение параметров выходного сигнала достигается при работе усилителя в соответствующих режимах, а также применением дополнительных схемных решений (например, предкоррекции, предискажений и др.), минимизирующих нелинейные искажения. Для устранения возможных помех передатчикам в соседних каналах предъявляются требования к уровню внеполосных излучений (обеспечение маски спектра), что может потребовать наличия дополнительных фильтров в схеме передатчика. Требования по уровням побочных излучений в

широком диапазоне частот определяются нормативными документами и направлены на обеспечение электромагнитной совместимости.

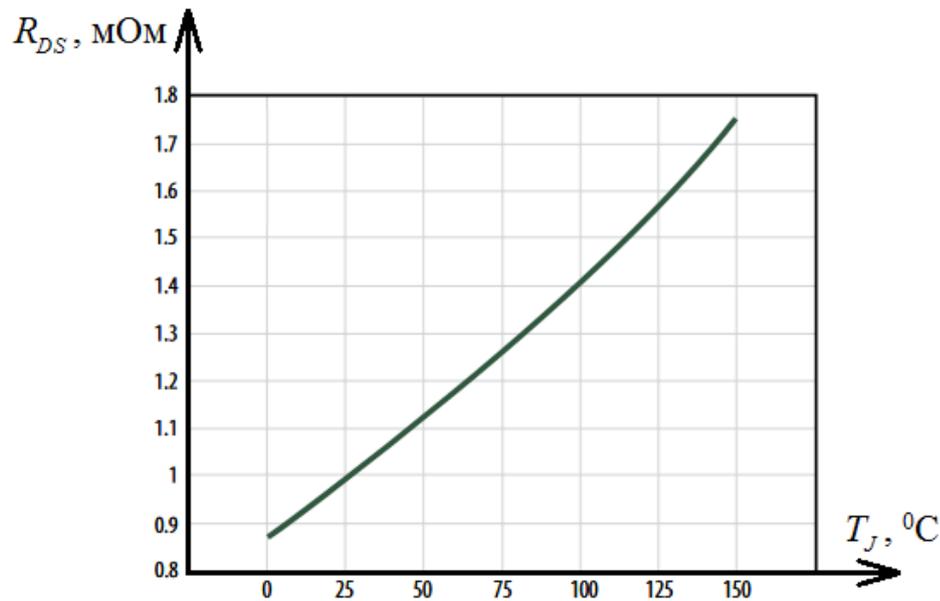


Рисунок 4.2 – График зависимости сопротивления насыщения  $R_{DS}$  от температуры перехода  $T_J$  для транзистора EPC2016C (ток нагрузки 11 А, напряжения питания 5 В )

Перечислим основные способы, применяемые для построения передатчиков для применений, в которых высокая энергетическая эффективность является важнейшим показателем:

- увеличение электронного КПД передатчика путем применения эффективных ключевых режимов усиления и комбинированных синтетических методов;
- использование высокоэффективных вторичных источников электропитания;
- использование управляемых источников вторичного питания в усилителях, позволяющих регулировать напряжение питания в зависимости от огибающей сигнала с достаточно высокой скоростью;
- снижение рассогласований и потерь в выходных пассивных устройствах;

- недопустимость перегрева, поддержание номинальной температуры работы передатчика;
- использование способов снижения пик-фактора сигнала при изменении способа обработки в приёмнике. (т.е изменения стандарта).

### 4.3 Экспериментальное исследование усилителя с ШИМ на GaN HEMT транзисторах

Для практической верификации разработанной аналитической модели проведены экспериментальные исследования статических энергетических характеристик ИМС LMG5200. Для этого использовалась отладочная плата LMG5200EVM-02 и созданная измерительная установка.

Отладочная плата LMG5200EVM-02 (рисунок 4.3.) содержит собственно саму микросхему LMG5200 (80 В, 10 А GaN полумостовой силовой каскад, Texas Instruments, США, <https://www.ti.com/lit/gpn/lmg5200>). Полумостовой модуль LMG5200 включает в себя два GaN-транзистора с сопротивлением канала 15 мОм и полумостовой драйвер. Функциональная блок-диаграмма модуля LMG5200 представлена на рисунке 4.4.

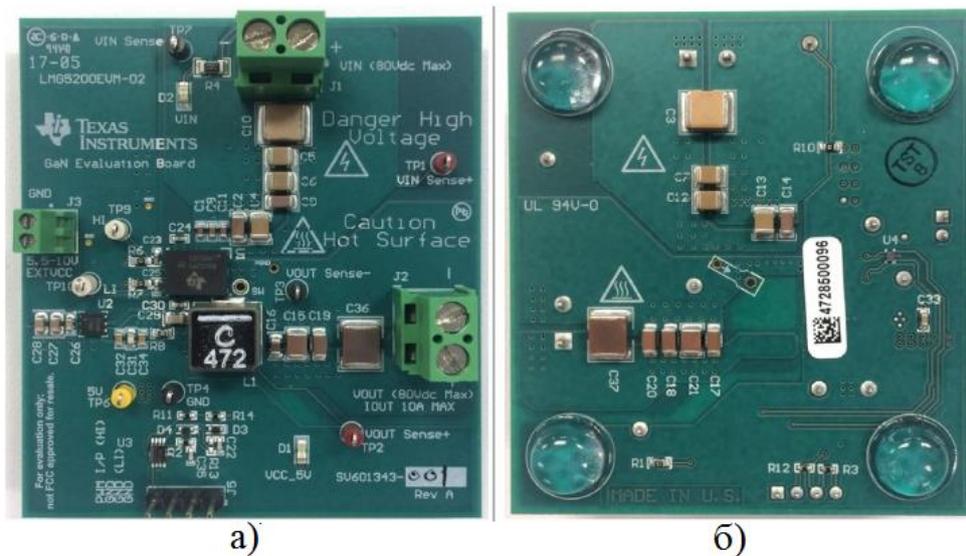


Рисунок 4.3 – Отладочная плата LMG5200EVM-02: вид сверху а); вид снизу

б)

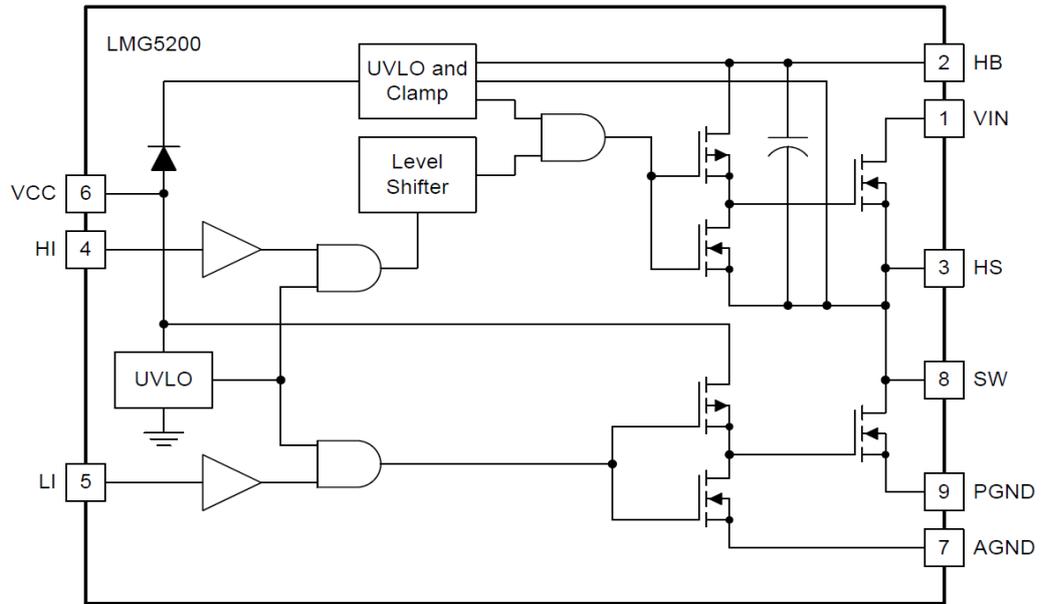


Рисунок 4.4 - Функциональная блок-диаграмма LMG5200

Отладочная плата содержит также встроенный формирователь "мертвого времени", который служит для компенсации разницы во времени включения и выключения выходных транзисторов, и предотвращает появление "сквозных токов", которые могут привести не только к снижению КПД, но и к выходу модуля из строя (рисунок 4.5). Наличие данного узла позволяет использовать однофазный источник ШИМ для управления как верхним, так и нижним транзисторами полумоста.

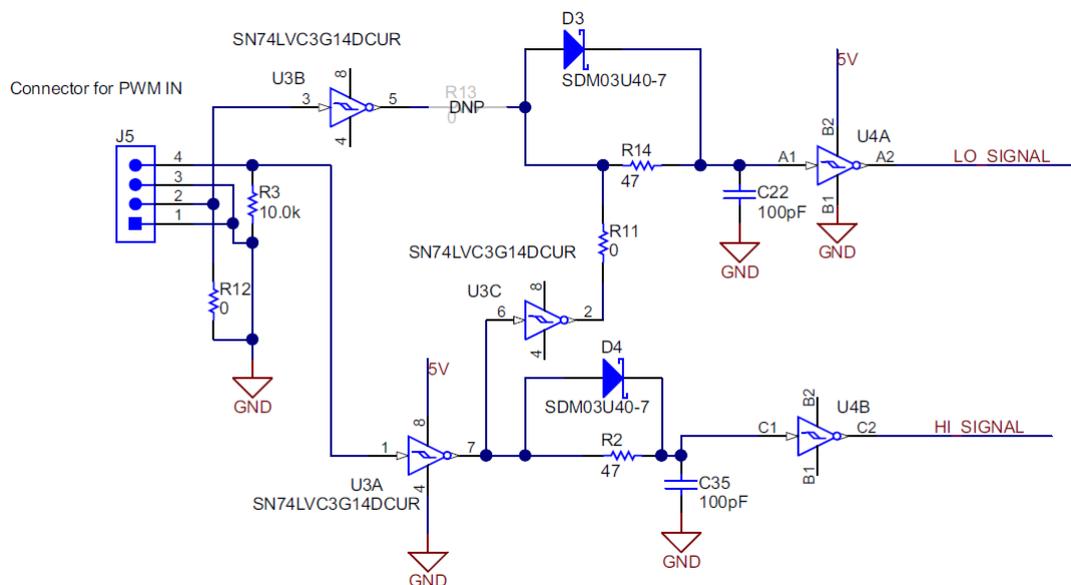


Рисунок 4.5 – Схема формирования «мертвого времени»

Модуль LMG5200 представляет собой силовой каскад с внешним ШИМ-сигналом. Отладочная плата может быть сконфигурирована как понижающий преобразователь, повышающий преобразователь или по другой полумостовой топологии. Для функционирования платы необходима подача внешнего сигнала ШИМ. В отладочной плате имеются точки подключения внешних устройств, что позволяет подключить измерительные приборы для измерения таких показателей как мощность и КПД, скорость переключения и другие характеристики сигнала.

Модуль может выдавать ток до 10 А, если тепловой режим не превосходит пороговых значений, что может быть обеспечено наличием радиатора или принудительным охлаждением.

Отладочная плата LMG5200EVM-02 имеет следующие характеристики:

- входное напряжение до 80 В постоянного тока;
- встроенные GaN-транзисторы 80 В, 15 мОм с драйвером;
- один вход для сигнала ШИМ с встроенным формирователем "мертвого времени" 8 нс;
- встроенный стабилизатор питания для получения напряжения питания постоянного тока 5 В от нестабилизированного источника питания в диапазоне от 5,5 В до 10 В;
- наличие точек подключения измерительных приборов для корректного определения входного и выходного напряжения.

В схеме имеется дроссель 4,7 мкГн. Частота переключения задается внешним TTL-совместимым сигналом ШИМ (с амплитудой от 0 В до 5 В). Рабочий цикл этого сигнала ШИМ устанавливает рабочий цикл полумостового модуля.

Натурные испытания ИМС LMG5200 выполнены с целью верификации разработанной методики расчета потерь мощности и результатов компьютерного моделирования, проведенных в разделе 2, а также подтверждения возможности повышения КПД при применении квантования напряжения питания, полученного в разделе 3.

Измерительная установка состоит из отладочной платы LMG5200EVM-02, генератора ШИМ-сигналов АКИП-3420/2, источников питания, резистивной нагрузки 10 Ом/160 Вт, вольтметра и амперметра класса точности 0,5. Для наблюдения за формой импульсов используется осциллограф TDS5104. Структурная схема экспериментальной установки и фотография экспериментального стенда показаны на рисунках 4.6, 4.7.

Методика измерений состоит в установлении тактовой частоты генератора ШИМ, равной 1 МГц, установлении напряжения питания из ряда 15 В, 30 В, 50 В, и изменении длительности импульсов ШИМ для получения выходного напряжения от 10% до 90% с шагом 10% от используемого напряжения питания для каждого значения частоты и напряжения питания. При каждом измерении фиксируется значение потребляемой мощности от всех источников питания и выходной мощности и затем вычисляется значение КПД.

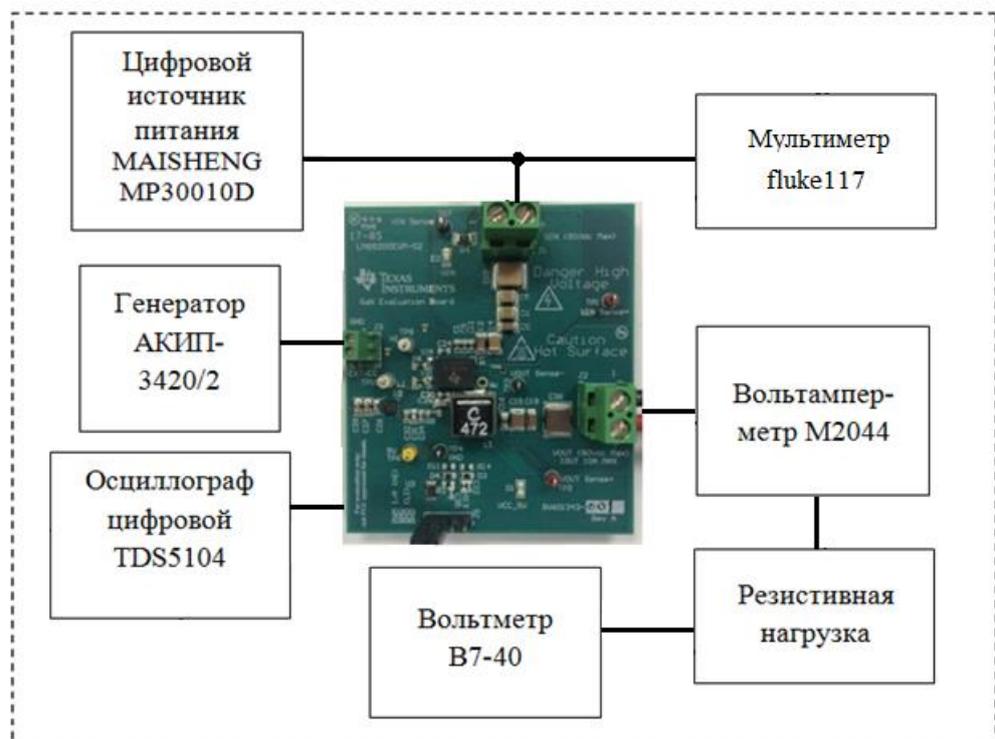


Рисунок 4.6 – Структурная схема экспериментального макета



Рисунок 4.7 – Фотография экспериментального стенда

Результаты измерений статических энергетических характеристик при различных напряжениях питания (15 В, 30 В, 50 В) для тактовой частоты ШИМ 1 МГц приведены в Таблице 4.1.

Таблица 4.1 - Результаты измерений статических энергетических характеристик

$V_{BX}$ V	$U_H$ V	$P_{BX}$ W	$P_{ВЫХ}$ W	$\eta$ , %
15,14	1,48	0,51	0,21	41,30
15,21	2,23	0,78	0,47	59,76
14,94	2,92	1,13	0,82	72,50
15,00	4,44	2,26	1,91	84,66
15,00	5,87	3,79	3,35	88,38
15,12	7,45	5,81	5,36	92,28
15,08	8,93	8,21	7,77	94,62
15,04	10,40	11,05	10,50	95,09
14,96	11,84	13,98	13,62	97,40
14,75	13,11	17,32	16,78	96,86

Таблица 4.1 - Результаты измерений статических энергетических характеристик (продолжение)

$V_{BX}, V$	$U_H, V$	$P_{BX}, W$	$P_{ВЫХ}, W$	$\eta, \%$
29,98	2,93	1,57	0,81	51,97
29,92	4,36	2,64	1,83	69,29
29,92	5,83	4,17	3,32	79,79
29,85	8,72	8,49	7,41	87,35
29,94	11,75	14,44	13,51	93,59
29,89	14,69	22,48	21,01	93,43
29,6	17,46	31,15	30,03	96,42
29,48	20,33	41,63	40,25	96,68
29,27	23,10	53,92	51,74	95,96
29,08	25,79	66,95	64,99	97,07
$V_{BX}, V$	$U_H, V$	$P_{BX}, W$	$P_{ВЫХ}, W$	$\eta, \%$
50,18	4,88	4,23	2,29	54,22
50,15	7,28	7,19	5,17	71,90
50,08	9,74	11,49	9,25	80,56
50,1	14,67	23,36	20,98	89,79
50,8	19,94	41,72	38,68	92,71
50,12	24,53	62,22	58,87	94,63
49,58	29,30	87,33	84,38	96,63
50,05	34,65	119,19	114,35	95,94
49,9	39,37	157,25	147,64	93,89
50,2	44,21	198,36	190,10	95,84

В разделе 2 было показано, что полная рассеиваемая мощность устройства LMG5200 представляет собой сумму потерь в драйвере затвора, потерь мощности на ограничительном диоде, а также совокупности потерь на переключение и на сопротивление насыщения в GaN FET транзисторах с технологией НЕМТ. Для сравнения результатов расчетов в соответствии с разработанной аналитической моделью раздела 2 с результатами измерений на рисунке 4.8 приведены теоретические графики (сплошные линии) и экспериментальные значения (точки) для сопоставимых режимов работы. Как видно из рисунка 4.8 результаты экспериментальных исследований статических энергетических характеристик на рассматриваемой рабочей частоте, напряжениях питания и длительностей

импульсов ШИМ подтверждают адекватность разработанной модели с достаточной для практики точностью.

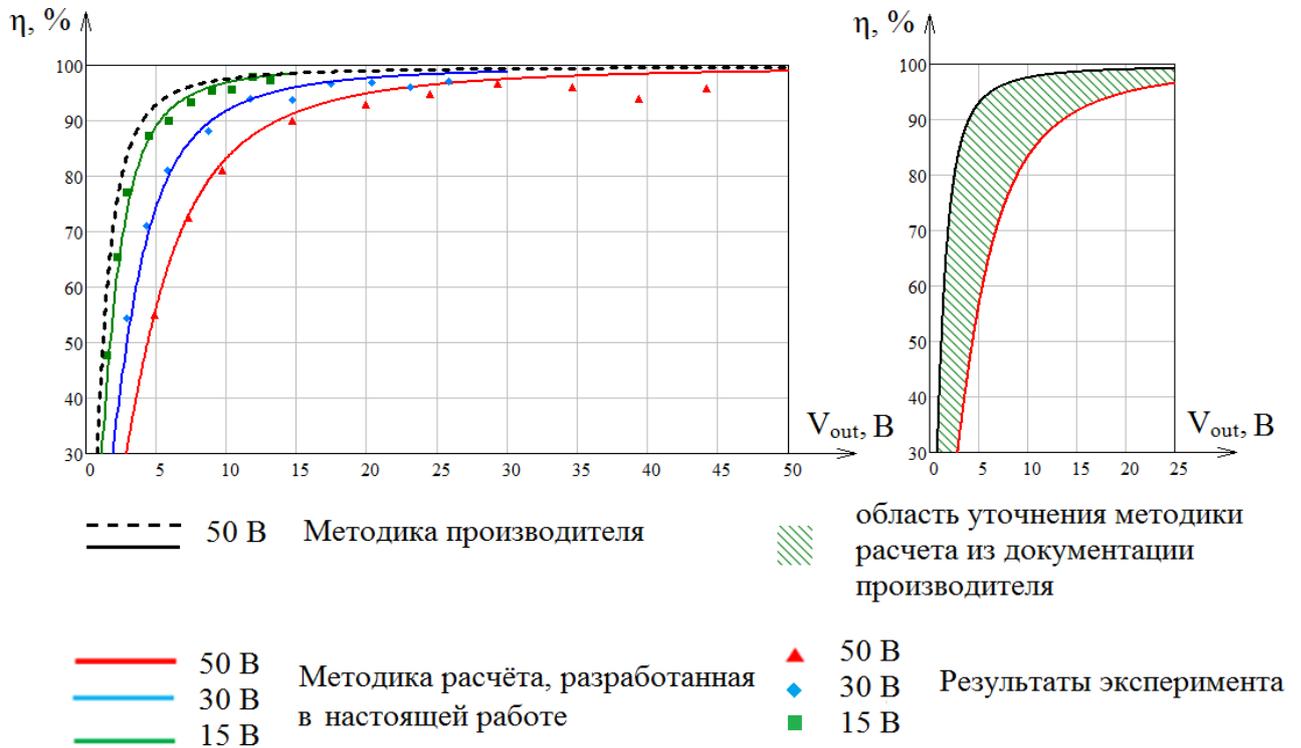


Рисунок 4.8 – Теоретические графики КПД (сплошные линии, штриховая линия) и результаты измерений (точки) в зависимости от выходного напряжения

Так же на графике рисунка 4.8 показана область уточнения методики расчёта из документации производителя из которой видно что, например, при выходном напряжении  $V_{OUT} = 10$  В (20% от максимального выходного напряжения), отличие КПД рассчитанного по методике предлагаемой производителем элементной базы от определённого по разработанной уточненной аналитической методики составляет 15%. При уменьшении выходного напряжения  $V_{OUT}$  точность расчёта КПД по разработанной методике увеличивается ещё больше.

Таким образом, разработанная в разделе 2 уточненная методика расчета потерь мощности в ШИМ-модуляторе на GaN FET транзисторах с технологией НЕМТ подтверждена экспериментальными исследованиями. Полученные результаты подтвердили правомерность использования для расчета энергетических потерь выражения (2.14) для оптимизации уровней квантования

напряжения питания в зависимости от вида и статистических характеристик огибающей усиливаемого сигнала.

#### 4.4 Выводы по разделу 4

На основании результатов, полученных в разделе 4 можно сделать следующие выводы:

1. Разработанная и созданная экспериментальная установка на основе отладочной платы LMG5200EVM-02 обладает достаточной точностью для исследования статических энергетических характеристик усилителя с ШИМ при различных напряжениях питания в режимах работы, соответствующих расчетным.

2. Проведенное экспериментальное исследование ШИМ-модулятора на GaN FET транзисторах с технологией НЕМТ подтвердило возможность использования разработанной уточненной методики аналитического расчета потерь мощности, а также подтвердило результаты имитационного компьютерного моделирования.

3. Результаты проведенного эксперимента подтвердили разработанную методику оптимизации уровней квантования напряжения питания по критерию минимума средних потерь с целью увеличения КПД ШИМ-модулятора на GaN FET транзисторах с технологией НЕМТ для сигнала с Рэлеевским распределением огибающей, а также подтвердили возможность практической реализации оптимизированного ШИМ-модулятора.

Материалы раздела 4 опубликованы в работах [34, 37].

## ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Диссертация является научно-квалификационной работой, содержащей решение важной научной задачи, имеющей значение для развития теории методов построения и практики проектирования высокоэффективных модуляционных устройств для радиопередатчиков систем ЦРВ диапазона ОВЧ с отдельным усилением составляющих.

В процессе выполнения диссертационного исследования успешно решены поставленные задачи и получены следующие основные научные результаты:

1. На основе проведенной классификации комбинирования синтетических методов линейного усиления показано, что для построения высокоэффективных передатчиков систем ЦРВ диапазона ОВЧ целесообразно использование предложенной комбинации синтетического метода с отдельным усилением составляющих и многоуровневого ШИМ модулятора с оптимизированными пороговыми значениями напряжения питания.

2. Разработана уточненная аналитическая методика расчета мощности потерь в ШИМ-модуляторах на GaN транзисторах более корректна, чем предлагаемая производителем элементной базы, что подтверждено имитационным компьютерным моделированием и экспериментальными исследованиями при различных напряжениях питания.

3. Разработана методика оптимизации порогов квантования напряжения питания по критерию минимума потерь мощности для высокоэффективных многоуровневых ШИМ модуляторов, усиливающих сигналы огибающей с Рэлеевским распределением.

4. Показано, что основной выигрыш в снижении средней мощности потерь (до трех раз) может быть достигнут при использовании всего двух напряжений питания в ШИМ модуляторе. При использовании четырех значений напряжений питания, для наиболее распространенных сигналов цифрового радиовещания диапазона ОВЧ (DRM+, RAVIS), средняя мощность потерь снижается в 4,7 раза.

Использование числа напряжений питания более четырех признано нецелесообразным ввиду непропорционального достигаемому результату усложнению схемотехники.

Таким образом, цель диссертационного исследования достигнута.

К перспективам дальнейшей разработки темы можно отнести использование разработанной уточненной аналитической методики расчета мощности потерь и имитационной компьютерной модели в ключевых приложениях на GaN транзисторах для исследования возможности построения высокоэффективного усилителя мощности диапазона ВЧ с синтетическим методом усиления - дефазированием с непосредственным сложением мощностей канальных усилителей в комбинации с квантованием напряжения питания.

## СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ И УСЛОВНЫХ ОБОЗНАЧЕНИЙ

<b>АЭ</b>	Активный элемент
<b>АРР</b>	Метод автоматической регулировки режима
<b>АФМ</b>	Амплитудно-фазовая модуляция
<b>БТ</b>	Биполярный транзистор
<b>ВЧ</b>	Высокие частоты
<b>КУМ</b>	Ключевой усилитель мощности
<b>КПД</b>	Коэффициент полезного действия
<b>МОП</b>	Технология металл-диэлектрик-полупроводник (МОП-транзистор)
<b>НИР</b>	Научно-исследовательская работа
<b>НЧ</b>	Низкие частоты
<b>ОВЧ</b>	Очень высокие частоты
<b>РЭА</b>	Радиоэлектронная аппаратура
<b>СЧ</b>	Средние частоты
<b>ТТЛ (TTL)</b>	Транзисторно-транзисторная логика
<b>УМ</b>	Усилитель мощности
<b>ФНЧ</b>	Фильтр нижних частот
<b>ЦРВ</b>	Цифровое радиовещание
<b>ШИМ</b>	Широтно-импульсная модуляция
<b>ЭМС</b>	Электромагнитная совместимость
<b>GaN</b>	Галлий-нитрид (технология транзисторов)
<b>COFDM</b>	Coded Orthogonal Frequency Division Multiplexing – ортогональное частотное разделение каналов с кодированием (OFDM с кодированием)

<b>DRM</b>	Digital Radio Mondiale – всемирное цифровое радио (стандарт ЦРВ)
<b>DAV</b>	Digital Audio Broadcasting – цифровое радиовещание (стандарт ЦРВ)
<b>EER</b>	Envelope Elimination and Restoration – метод отдельного усиления
<b>EMI</b>	Electromagnetic Interference – электромагнитные помехи
<b>EVM</b>	Error Vector Magnitude – величина вектора ошибки
<b>HEMT</b>	High Electron Mobility Transistors – транзистор с высокой подвижностью электронов
<b>IoT</b>	Internet of Things – Интернет вещей
<b>LINC</b>	Linear amplification using nonlinear components – линейное усиление с использованием нелинейных компонентов (метод дефазирования)
<b>VDMOS</b>	Vertical Diffusion Metal Oxide Semiconductors – двухдиффузионная технология с вертикальной МОП-структурой
<b>MOSFET</b>	Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor – технология металл-диэлектрик-полупроводник (МОП-транзистор)
<b>OFDM</b>	Orthogonal Frequency Division Multiplexing – ортогональное частотное разделение каналов с мультиплексированием
<b>RAVIS</b>	Real-time Audio Visual Information System – аудиовизуальная информационная система реального времени

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Покрытие сети DAB стран мира. – URL: <https://www.worlddab.org/countries> (дата обращения: 10.02.2025).
2. Решение ГКРЧ N 18-46-01 «О выделении полос радиочастот 65,9-74 МГц и 87,5-108 МГц для использования радиоэлектронными средствами цифрового эфирного звукового вещания стандарта DRM+»: протокол заседания №18-46 от 11 сентября 2018 года. – URL: <https://digital.gov.ru/ru/documents/6230/> (дата обращения: 10.02.2025).
3. Решение ГКРЧ N 18-45-03 «Об использовании полосы радиочастот 174-230 МГц радиоэлектронными средствами цифрового звукового радиовещания стандарта DAB+»: протокол заседания №18-45 от 16 апреля 2018. – URL: <https://grfc.ru/grfc/zayav/radioservice/broadcasting-service/frequencies-system-standards-solutions-of-the-gkrch> (дата обращения: 10.02.2025).
4. Решение ГКРЧ N 19-51-03-2 «Об использовании полос радиочастот 65,8-74 МГц и 87,5-108 МГц радиоэлектронными средствами цифрового звукового и мультимедийного радиовещания стандарта РАВИС»: протокол заседания №19-51 от 25 июля 2019 года. – URL: <https://grfc.ru/grfc/zayav/radioservice/broadcasting-service/frequencies-system-standards-solutions-of-the-gkrch> (дата обращения: 10.02.2025).
5. Концепция развития телерадиовещания в Российской Федерации на 2020 – 2025 годы (проект). – URL: <https://telesputnik.ru/tvconcept/> (дата обращения: 10.02.2025).
6. ГОСТ Р 54462-2011 Система цифрового радиовещания DRM. Требования и параметры. - М.: Стандартинформ, 2013. - 198 с.
7. ГОСТ Р 55689-2013 Аудиовизуальная информационная система реального времени (РАВИС). Нормы и методы метрологического обеспечения. - М.: Стандартинформ, 2014. - 47 с.

8. Dvorkovich A. V. Field Tests of Digital Terrestrial Multimedia Broadcasting System RAVIS / A. V. Dvorkovich, V. P. Dvorkovich, V. A. Irtyuga, K. S. Mityagin. – DOI: 10.1109/EnT-MIPT.2018.00008. // 2018 Engineering and Telecommunication (EnT-MIPT). – 2018. –P. 3-7.

9. Varlamov O.V. DRM digital broadcasting system audio path qualitative characteristics / O. V. Varlamov // Synchroninfo Journal. – 2022. – Vol. 8, no. 4. – P. 2-5.

10. Varlamov O.V. 2019 24th Conference of Open Innovations Association (FRUCT) / O.V. Varlamov, V. Varlamov, A. Dolgopyatova. – DOI: 10.23919/FRUCT.2019.871193 // – 2019. – P. 457-462.

11. Ковалгин Ю.А. Сравнительная оценка энергетической эффективности систем аналогового ЧМ- и цифрового DRM радиовещания / Ю.А. Ковалгин, С.А. Соколов. // Информация и космос. – 2022. – № 2. – С. 16-26.

12. Varlamov O.V. DRM digital radio broadcasting technology for creating global coverage network. / – Vienna: IRIS, 2023. – 245 p. – ISBN: 978-3-9504882-0-3.

13. Varlamov, O. V. High Efficiency Power Amplifier for IoT Applications: RF Path / O. V. Varlamov, V. N. Gromorushkin. – DOI: 10.1109/IEEECONF48371.2020.9078651. // В сборнике: 2020 Systems of Signals Generating and Processing in the Field of on Board Communications. – Moscow, Russia, 2020. – P. 1-5.

14. Транзисторные генераторы гармонических колебаний в ключевом режиме / В. Б. Козырев, В. Г. Лаврушенко, В. П. Леонов [и др.] ; под ред. И. А. Попова. – М.: Радио и связь, 1985. – 192 с.

15. Sokal N. O. RF power amplifiers, classes A through S-how they operate, and when to use each // Professional Program Proceedings. Electronic Industries Forum of New England, Boston, MA, USA: 1997. – P. 179-252.

16. Grebennikov, A. Switchmode RF and Microwave Power Amplifiers / A. Grebennikov, M.J. Franco. – London, England: Academic Press, 2021. – 828 p. – ISBN 978-0-12-821448-0.

17. Varlamov, O. V. Class D Switching Power Amplifier with a Filter under Load Mismatch Conditions / O. V. Varlamov, V. N. Gromorushkin. – DOI: 10.1109/WECNF48837.2020.9131508. // В сборнике: 2020 Wave Electronics and its Application in Information and Telecommunication Systems (WECNF). – Saint Petersburg, Russia, 2020. – P. 1-6.

18. Абрамова, Е.С. Усилители мощности класса «D» с резистивной нагрузкой. // Современные проблемы телекоммуникаций: материалы Росс. научн.-техн. конф. – Новосибирск: Сиб. гос. ун-т телекоммуникаций и информатикую. – 2013. – С. 240-241.

19. Raab F. Efficiency of Outphasing RF Power-Amplifier Systems / F. Raab – DOI: 10.1109/TCOM.1985.1096219. // IEEE Transactions on Communications. – October 1985. – Vol. 33, no. 10. – P. 1094-1099.

20. Zhao Y. Doherty Amplifier with DSP Control to Improve performance in CDMA Operation / Y. Zhao, M. Iwamoto, L.E. Larson, P.M. Asbeck // 2003 IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig. – 2003. – Vol. 2687. – P. 690.

21. Kahn, L. R. Single-Sideband Transmission by Envelope Elimination and Restoration / L. R. Kahn. – DOI: 10.1109/JRPROC.1952.273844. // In Proceedings of the IRE. - July 1952. - Vol. 40, no. 7. - P. 803-806.

22. Varlamov, O. V. Broadband and efficient envelope amplifier for envelope elimination and restoration/envelope tracking higher-efficiency power amplifiers / O. V. Varlamov, D. C. Nguyen, A. Grebennikov. – DOI: 10.3390/s22239173. // Sensors. – 2022. – Т. 22, № 23. – С. 9173.

23. Варламов, О. В. Комбинирование синтетических методов высокоэффективного высокочастотного усиления / О. В. Варламов, Д. К. Нгуен, С. Е. Грычкин. – DOI: 10.36724/2072-8735-2021-15-9-11-16. // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. – 2021. – Т. 15, № 9. – С. 11-16.

24. Повышение эффективности мощных радиопередающих устройств / Под ред. А.Д. Артыма. – М.: Радио и связь, 1987. – 176 с.

25. Агеев Д.В., Маланов В.В., Полов К.П. Усилитель мощности НЧ с высоким КПД. // Радио.- 1958.- N 2.- С.45-47.

26. Варламов, О. В. Технология создания сети цифрового радиовещания стандарта DRM для Российской Федерации: специальность: 05.12.04: диссертация на соискание ученой степени доктора технических наук / Варламов Олег Витальевич; Московский технический университет связи и информатики. – Москва, 2017. – 350 с.

27. Козырев В.Б. Однотактный ключевой генератор с фильтрующим контуром // Сб. Полупроводниковые приборы в технике электросвязи. Вып. 8. - М.: Связь, 1971. С. 152-166.

28. Козырев В.Б., Попов И.А. Транзисторные генераторы гармонических колебаний // Радиотехника. – 1971. – Т. 26, № 11. – С. 90 – 103.

29. Kazimierzuk M.K. RF Power Amplifiers. / – Wiley, USA, 2015. – 687 P. – ISBN 978-1-118-84430-4.

30. Raab F. H. Power amplifiers and transmitters for RF and microwave / F. H. Raab, P. M. Asbeck, S.C. Cripps [et al.]. – DOI: 10.1109/22.989965. - IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – March 2002. - Т. 50, № 3. – С. 814-826.

31. Sokal N.O. RF power transistor storage time: theory and measurements. // IEEE Journal of Solid-State Circuits. – April 1976. – Vol. 11, no. 2. – P. 344-346.

32. Грычкин С.Е. Повышение энергетической эффективности радиопередающей аппаратуры / С.Е. Грычкин. – DOI: 10.36724/2072-8735-2023-17-5-25-31. // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. – 2023. – Т. 17. № 5. – С. 25-31.

33. Грычкин С.Е. Методика расчета КПД ШИМ модулятора на GAN FET транзисторах / С. Е. Грычкин, А.М. Захаров, О. В. Варламов. – DOI: 10.36724/2072-8735-2023-17-9-19-27. // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. – 2023. – Т. 17. № 9. – С. 19-27.

34. Грычкин С.Е. Высокоэффективный многоуровневый GaN FET ШИМ модулятор для передатчиков цифрового радиовещания диапазона ОВЧ / С. Е. Грычкин, О. В. Варламов. – DOI: 10.36724/2072-8735-2024-18-9-4-12. // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. – 2024. – Т. 18. № 9. – С. 4-11.

35. Grychkin S.E. Calculation and simulation of GaN FET modulator for envelope elimination and restoration power amplifier / S.E. Grychkin, A.M. Zakharov, O. V. Varlamov. – DOI: 10.1109/SYNCHROINFO57872.2023.10178469. // В сборнике: 2023 Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications. – 2023. – P. 1-7.

36. Varlamov, O. V. Simultaneous application of several synthetic methods for high efficiency radiofrequency amplification / O. V. Varlamov, D. C. Nguyen, S. E. Grychkin. – DOI: 10.1109/IEEECONF51389.2021.9416126. // В сборнике: 2021 Systems of Signals Generating and Processing in the Field of on Board Communications, Conference Proceedings. – 2021. – С. 9416126.

37. Grychkin S. E. Experimental Studies of a Multi-level GaN FET PWM Modulator / S.E. Grychkin, O. V. Varlamov. // В сборнике: 2024 Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications (SYNCHROINFO). – 2024. – P. 1-5.

38. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ №2024685533 Российская Федерация. Программа нахождения оптимальных порогов квантования многоуровневого GaN FET ШИМ модулятора: № 2024683748: заявлено 14.10.2024: опубликовано 30.10.2024, / Варламов О.В., Грычкин С. Е; правообладатель Ордена Трудового Красного Знамени федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования «Московский технический университет связи и информатики». – Зарегистрировано в Реестре программ для ЭВМ.

39. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ №2024686729 Российская Федерация. Программа расчета статических энергетических характеристик GaN FET ШИМ модулятора: № 2024683856: заявлено 14.10.2024: опубликовано 12.11.2024, / Варламов О.В., Грычкин С. Е; правообладатель Ордена Трудового Красного Знамени федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования «Московский технический университет связи и информатики». – Зарегистрировано в Реестре программ для ЭВМ.

40. Грычкин С.Е. Основные требования к энергоэффективности инфокоммуникационного и электрического оборудования / С.Е. Грычкин, Е.П. Строганова // Технологии информационного общества. Сборник трудов XIV Международной отраслевой научно-технической конференции. – 2020. – С. 29-30.

41. Исследование и разработка радиооборудования цифрового радиовещания и интернета вещей : отчет о НИР / Пестряков А.В., Варламов О.В., Дингес С.И., [и др.] – Москва: Московский технический университет связи и информатики, 2021. – 75 с.

42. Operation problems of the EER transmitter with narrowband antenna / V. N. Gromorushkin, O. V. Varlamov, A. V. Dolgopyatova, A. A. Voronkov // В сборнике: 2019 Systems of Signals Generating and Processing in the Field of on Board Communications, SOSG 2019. – 2019. – С. 8706736.

43. Chireix H. High power outphasing modulation / H. Chireix. // Proceedings of the IRE. – 1935. - №23. – P. 1370–1392.

44. Варламов, О.В. Мощный ВЧ цифроаналоговый преобразователь для усилителя мощности ОМ сигналов / О.В.Варламов, И.А.Гончаров, В.Г.Лаврушенко // Электросвязь. – 1989. – № 8. – С. 54-57.

45. Varlamov, O. V. Modeling of efficiency UHF class-D power amplifier with bandpass sigma-delta modulation / O. V. Varlamov, I. V. Chugunov. - DOI: 10.1109/SINKHROINFO.2017.7997508. // В сборнике: 2017 Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications (SINKHROINFO). – Kazan, 2017. – P. 1-3.

46. Varlamov, O. Research of influence of DRM broadcast transmitter nonlinearities onto the output signal parameters / O. Varlamov. // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. – 2014. – Т. 8, № 2. – С. 59-60.

47. Лосев А.А. Разработка и анализ технических решений усилителя мощности спутникового ретранслятора, построенного методом дефазирования: специальность: 05.12.04: диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук / Московский технический университет связи и информатики. Москва, 2017. – 218 с.

48. Варламов, О. В. Построение мощных широкополосных усилителей постоянного тока модуляционного тракта передатчиков с отдельным усилением составляющих / О. В. Варламов. – DOI: 10.36724/2072-8735-2022-16-11-4-14. // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. – 2022. – Т. 16, № 11. – С. 4-14.

49. Варламов, О.В. Сложение мощностей двухтактных ключевых генераторов ПН с резистивной нагрузкой / О.В.Варламов, В.Н.Громорушкин, В.Б.Козырев, А.В.Меланьин // Радиоэлектроника. Известия высших учебных заведений, Киев. – 1989. – Том 32. – № 7. – С. 31-36.

50. Westberg J., Richard H. 4M Modulation / Broadcast Electronics, 2004. – URL:[https://www.fredsforum.nl/pdf/4MX\\_White\\_Paper\\_4M\\_Modulation\\_BCEWHP.pdf](https://www.fredsforum.nl/pdf/4MX_White_Paper_4M_Modulation_BCEWHP.pdf) (дата обращения: 25.10.2024).

51. S7HP NEO. Medium wave radio transmitter / Product brochure - S7HP Neo. – URL: [https://thomsonbroadcast.tv/wp-content/uploads/2021/10/S7HPNEOEN\\_RVB-compresse.pdf](https://thomsonbroadcast.tv/wp-content/uploads/2021/10/S7HPNEOEN_RVB-compresse.pdf) (дата обращения 25.10.2024).

52. Kraus H.I. Solid State Radio Engineering / H.I. Kraus, C.W. Bostian, F.H. Raab.// –New York: John Wiley & Sons. – 1980.

53. Grebennikov A.V. An efficient CAD-oriented large-signal MOSFET model / A.V. Grebennikov, F. Lin // IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques. – 2000. – Vol. 48, N 10. – P. 1732 – 1742.

54. Theodoridis M.P. Robust MOSFET driver for RF, Class-D inverters / M.P. Theodoridis, S.V. Mollov // IEEE Trans. on Industrial Electronics. – 2008, JE-55. – P. 731 – 740.

55. Chudobiak W.J. Frequency and Power Limitations of Class-D Transistor Amplifiers / W.J. Chudobiak, D.E. Page // IEEE Journal of Solid-State Circuits. – 1969. – Vol.1, № 1. – P.25 - 37.

56. Kazimierczuk M.K. RF Power Amplifiers. / M.K. Kazimierczuk // – ISBN 978-1-118-84430-4. – Wiley, USA, 2015. – P. 687

57. Hung T-P. Design of high-efficiency current-mode class-D amplifiers for wireless handsets / T-P Hung, A.G. Metzger, P.J. Zampardi, M. Iwamoto, P.M. Asbeck.

– DOI: 10.1109/JSSC.1969.1049950. – IEEE Trans, on Microwave Theory and Techniques. – 2005. – Vol. 53, № 1. – P. 144-151.

58. Koizumi H. Class DE High- Efficiency Tuned Power Amplifier / H. Koizumi, T. Suetsugu, M. Fujii, K. Shinoda, S. Mori, K. Ikeda. – IEEE Trans. Circuits and Systems-I: Fundamental Theory Appl. –January 1996. – Vol. CAS-I-43. – P.51-60.

59. Алипов А.С. Исследование и разработка ключевых усилителей мощности для высокоэффективного СЧ передатчика цифрового радиовещания: специальность: 05.12.13: диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук / Московский технический университет связи и информатики. Москва, 2006. – 203 с.

60. Albulet M. An Exact Analysis of Class DE Amplifier at Any Output Q./ M. Albulet. – IEEE Trans. Circuits and Systems-I: Fundamental Theory Appl. – October 1999. – Vol.46, No 10. – P. 1228-1239.

61. Варламов, О.В. Разработка высокоэффективного модуляционного тракта для ВЧ усилителя мощности с отдельным усилением составляющих однополосного сигнала / О.В.Варламов // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. – 2011. – №9. – С. 45-46.

62. Варламов О.В. Подавление побочных продуктов преобразования в модуляторе с многофазной ШИМ при асимметрии каналов. // – Труды Научно-исследовательского института радио. – 2022. –№ 2. – С. 49 – 57.

63. Bolotov, A. O. EER power amplifier modulator efficiency improvement using PWM with additional sigma-delta modulation / A. O. Bolotov, R. G. Kholyukov, O. V. Varlamov. – DOI: 10.1109/SYNCHROINFO.2018.8456955. // В сборнике: 2018 Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications (SYNCHROINFO). – Minsk, 2018. – P. 1-4.

64. Rodríguez J. Pulse-Width Modulated 3-Level Buck Converter based on Stacking Switch-Cells for High Power Envelope Tracking Applications / J. Rodríguez, J.R. García-Meré, D.G. Aller, J. Sebastián. – DOI:10.1109/TPEL.2021.3131215. // IEEE Power Electronics Regular Paper. – 2022. – Vol. 37, №. 5. – P. 5786–5800.

65. Lobov E. M. 2023 Synthesis of the Optimal Dispersion Slope and Phase Joint Filtering Algorithm for the Broadband Signal in the Ionospheric Radio Channel / E. M. Lobov, E. O. Lobova, V. O. Varlamov – DOI: 10.1109/IEEECONF56737.2023.10092032. – Moscow, 2023. – P. 1-5.

66. Lipatkin V. I. Cramer-Rao Bounds for Wideband Signal Parameters Joint Estimation in Ionospheric Frequency Dispersion Distortion Conditions / V. I. Lipatkin, E. M. Lobov, E. O. Lobova, N. A. Kandaurov. – DOI: 10.1109/IEEECONF51389.2021.9416074. // В сборнике: 2021 Systems of Signals Generating and Processing in the Field of on Board Communications. – Moscow, 2021. – P. 1-7.

67. Разевиг В. Д. Схемотехническое моделирование с помощью Micro-Cap 7. / – М.: Горячая линия-Телеком, 2003. – 368 с.

68. Ермолаев В.Т. Теоретические основы обработки сигналов в беспроводных системах связи / В.Т. Ермолаев, А.Г. Флакман. – Н.Новгород: изд. ННГУ им.Лобачевского. – 2011. – 360 с.

69. Kim J.H. Envelope amplifier with multiple-linear regulator for envelope tracking power amplifier / J.H. Kim, H.S. Son, W.Y. Kim, C.S. Park. // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 2013. – Vol.61, No 11. – P. 3951–3960.

70. Renaud L. Analysis of systematic losses in hybrid envelope tracking modulators / L. Renaud, J. Baylon, S. Gopal, M. A. Hoque, D. Neo. // IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers. – 2019. – Vol.66, No 4. – P. 1319–1330.

71. Варламов О.В. Радиооборудование для цифрового радиовещания стандарта DRM – Москва: МТУСИ, 2021. – 96 с.

72. Корякин-Черняк С. Л. Электротехнический справочник. Практическое применение современных технологий / С. Л. Корякин-Черняк, О. Н. Партала, М. А. Шустов. – Москва: Наука и Техника. – 2014. – 592 с .

73. Анализ отказов полевых транзисторов при контроле работоспособности устройства по косвенным параметрам / Савин М.Л., Гришко А.К., Зуев В. Д.,

Кочегаров И.И., Соловьева Е.М. // Надежность и качество сложных систем. – 2022. – № 1 (37). С. 91-97.

74. T. Li. Measurement of GaN HEMTs' Temperature Dependent On-State Resistance in Switching Operation / T. Li, W. Yang, A. Lindemann – DOI: 10.30420/566091361 // PCIM Europe 2023; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management. – Nuremberg, Germany, 2023. – P. 1–8.

75. J. M. Salem. A High-Temperature Model for GaN-HEMT Transistors and its Application to Resistive Mixer Design / J. M. Salem, F. L. Pour and D. Sam Ha // IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers. – 2021. – Vol.68, No 2. – P. 581-591.

## ПРИЛОЖЕНИЕ А

## Акты о внедрении результатов диссертационной работы

МИНИСТЕРСТВО ЦИФРОВОГО  
РАЗВИТИЯ, СВЯЗИ И МАССОВЫХ  
КОММУНИКАЦИЙ  
РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ

Ордена Трудового Красного Знамени  
федеральное государственное  
бюджетное образовательное  
учреждение высшего образования

«МОСКОВСКИЙ ТЕХНИЧЕСКИЙ  
УНИВЕРСИТЕТ СВЯЗИ И  
ИНФОРМАТИКИ»  
(МТУСИ)



MINISTRY OF DIGITAL  
DEVELOPMENT,  
COMMUNICATIONS  
AND MASS MEDIA OF  
THE RUSSIAN FEDERATION

MOSCOW TECHNICAL  
UNIVERSITY  
OF COMMUNICATIONS  
AND INFORMATICS  
(MTUCI)

ул. Авиамоторная, д. 8а, Москва, 111024,  
www.mtuci.ru; mtuci.pf; e-mail: kanc@mtuci.ru  
Телефон (495) 957-77-31; факс (495) 957-77-36

ОГРН 1027700117191; ИНН/КПП 7722000820/772201001; ОКПО 0179959  
ОКВЭД 85.22, 46.19, 58.19, 61.10, 68.32, 72.19, 85.21, 85.23, 85.42.9, 71.20, 33.13, 26.60

24. 02. 2025 № 590/02-17  
На № \_\_\_\_\_ от \_\_\_\_\_

УТВЕРЖДАЮ

Проректор МТУСИ по научной работе  
д.т.н., проф. Леохин Ю.Л.



## АКТ

об использовании результатов диссертационной работы  
Грычкина Сергея Евгеньевича  
«Исследование и разработка высокоэффективных модуляционных  
устройств передатчиков цифрового радиовещания диапазона ОВЧ»,  
представленной на соискание ученой степени кандидата технических наук

Комиссия в составе: председатель - Пестряков А.В., д.т.н., проф., заведующий кафедрой  
«Радиооборудование и схемотехника», члены Поборчая Н.Е., д.т.н., доц., профессор кафедры  
"Общая теория связи" и Микенин А.Э., м.н.с. НИО "Радиотехнические системы и устройства",  
составили настоящий акт в том, что результаты диссертационной работы:

- целесообразность использования предложенной комбинации синтетического метода с  
раздельным усилением составляющих сигнала и многоуровневой ШИМ модуляции с  
оптимизированными порогоми квантования напряжения питания для построения  
высокоэффективного передатчика ЦРВ диапазона ОВЧ;

- разработанная уточненная аналитическая методика расчета мощности потерь в ШИМ-  
модуляторах на GaN транзисторах, подтвержденная компьютерным моделированием и  
экспериментальными исследованиями,

использованы в отчете о НИР "Исследование и разработка радиооборудования  
цифрового радиовещания и интернета вещей ", МТУСИ, 2021, Рег.№ НИОКТР АААА-А21-  
121012290177-5.

Председатель комиссии:

Пестряков А.В.

Члены комиссии:

Поборчая Н.Е.

Микенин А.Э.



## АО «Концерн ГРАНИТ»

Россия, 119019, г. Москва, ул. Гоголевский бульвар, д. 31, стр. 2, эт. 2, пом.1  
т. +7 495 642 97 42, ф. +7 499 558 15 29  
office@granit-concern.ru, granit-concern.ru

УТВЕРЖДАЮ  
Генеральный директор АО «Концерн  
Гранит»  
С.С. Гостев  
«12» февраля 2025 г.

### Акт о внедрении результатов диссертационной работы

Грычкина Сергея Евгеньевича  
на тему  
«Исследование и разработка высокоэффективных  
модуляционных устройств передатчиков цифрового радиовещания  
диапазона ОВЧ»

Комиссия в составе:

Генеральный директор	Гостев С.С.
Начальник отдела защиты информации	Зиновьев Р.С.

составила настоящий акт в том, что результаты диссертационной работы «Исследование и разработка методов построения высокоэффективных модуляционных устройств передатчиков цифрового радиовещания диапазона ОВЧ», представленной на соискание ученой степени кандидата технических наук, использованы при проектировании многоуровневых ШИМ модуляторов, применена разработанная методика оптимизации порогов квантования напряжения питания по критерию минимума потерь мощности.

Разработанная методика действительно позволила снизить среднюю мощность потерь, что позволило её применить при разработке радиопередатчика диапазона ОВЧ с отдельным усилением составляющих.

Генеральный директор,  
к.т.н

Гостев С. С.

Начальник отдела защиты информации

Зиновьев Р.С.

Свидетельства о государственной регистрации программ для ЭВМ

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации программы для ЭВМ

№ 2024685533

Программа нахождения оптимальных порогов квантования многоуровневого GaN FET ШИМ модулятора

Правообладатель: Ордена Трудового Красного Знамени федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования «Московский технический университет связи и информатики» (RU)

Авторы: Варламов Олег Витальевич (RU), Грычкин Сергей Евгеньевич (RU)

Заявка № 2024683748

Дата поступления 14 октября 2024 г.

Дата государственной регистрации

в Реестре программ для ЭВМ 30 октября 2024 г.



Руководитель Федеральной службы по интеллектуальной собственности

Документ подписан электронной подписью  
Сергей Ю.С. 2024.10.30 10:00:00  
Ю.С. Зубов  
Действителен с 2024.10.30 по 03.10.2025

Ю.С. Зубов

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



## СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации программы для ЭВМ

№ 2024686729

**Программа расчета статических энергетических характеристик GaN FET ШИМ модулятора**

Правообладатель: *Ордена Трудового Красного Знамени федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования «Московский технический университет связи и информатики» (RU)*

Авторы: *Варламов Олег Витальевич (RU), Грычкин Сергей Евгеньевич (RU)*

Заявка № 2024683856

Дата поступления 14 октября 2024 г.

Дата государственной регистрации в Реестре программ для ЭВМ 12 ноября 2024 г.



*Руководитель Федеральной службы по интеллектуальной собственности*

ДОКУМЕНТ ПОДПИСАН ЭЛЕКТРОННОЙ ПОДПИСЬЮ  
Сертификат (ЭЦП) № 2024040700002004  
Идентификатор: **Зубов Ю.С. Сергеевич**  
Действителен с 11.07.2024 по 03.10.2025

Ю.С. Зубов