

**Санкт-Петербургский политехнический университет  
Петра Великого  
Институт электроники и телекоммуникаций**

На правах рукописи

**Пергушев Алексей Олегович**

**Повышение коэффициента полезного действия и расширение полосы частот  
радиопередающих устройств, предназначенных для перспективных систем  
связи**

Направление подготовки 11.06.01 «Электроника, радиотехника и системы связи»

---

*Код и наименование*

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

---

*Код и наименование*

**НАУЧНЫЙ ДОКЛАД**

об основных результатах научно-квалификационной работы (диссертации)

Автор работы: Пергушев Алексей Олегович  
Научный руководитель: д.т.н., доцент,  
Сороцкий Владимир Александрович

Санкт Петербург – 2021

Научно-квалификационная работа выполнена в Высшей школе прикладной физики и космических технологий Института электроники и телекоммуникаций федерального государственного автономного образовательного учреждения высшего образования «Санкт-Петербургский политехнический университет Петра Великого»

Директор ВШ ПФиКТ: Гельгор Александр Леонидович,  
к. т. н., доцент

Научный руководитель: Сороцкий  
Владимир Александрович,  
д. т. н., доцент

Рецензент: Александров  
Владимир Александрович,  
д.т.н., АО «Концерн  
«Океанприбор», «Научно-  
исследовательский институт  
«БРИЗ», главный конструктор  
устройств и трактов силовой  
электроники

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

## ОБЩАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА РАБОТЫ

**Актуальность работы.** Постоянно растущие требования к повышению спектральной эффективности сигналов и скорости передачи информации обуславливают необходимость использования многочастотных сигналов, характеризующихся высоким пик-фактором, который прямо пропорционально зависит от количества используемых поднесущих и может достигать значений 10...15 дБ и более. Данная особенность негативно сказывается на КПД линейных усилителей мощности (УМ), применяемых для усиления таких сигналов. Среднее значение КПД в таких УМ может снижаться до 25...30%, поскольку активные элементы в них функционируют в неоптимальном с точки зрения энергетической эффективности недонапряженном режиме. Следует отметить, что проблема снижения КПД линейных УМ при усилении сигналов с изменяющейся огибающей не нова и актуальна не только при усилении сигналов, полученных с помощью цифровых, но и аналоговых методов модуляции (амплитудной и однополосной). Так, например, при передаче голосового сообщения пик-фактор сигнала может достигать значений до 18 дБ. С учетом того, что отмеченная выше проблема снижения КПД при возрастании пик-фактора известна давно, к настоящему времени разработано несколько методов, позволяющих повысить данный показатель. Одним из наиболее перспективных, интерес к которому возрос в настоящее время в том числе и благодаря современной элементной базе, способной функционировать на частотах сотни мегагерц и единицы гигагерц, является метод, предложенный Л. Каном. Тем не менее, основным фактором, сдерживающим широкое распространение таких УМ, является необходимость расширения полосы пропускания. Так для корректного восстановления радиочастотного сигнала на выходе УМ по методу Кана полоса пропускания модуляционного источника питания (МИП), используемого в низкочастотном тракте усиления, должна минимум в 3...5 раз превышать полосу радиочастотного сигнала. Для ряда телекоммуникационных систем полоса сигнала может составлять сотни мегагерц, что не позволит даже с помощью существующей элементной базы реализовать МИП не представляется возможным. Одним из путей решения данной проблемы, который в настоящее время рассматривается в ряде

публикаций, является использование многоячейковой структуры модуляционного источника питания. Это позволяет снизить частоту коммутации активных элементов в составе ячеек модуляционного источника питания. Но из-за ряда факторов, к которым относятся: инерционные параметры активных элементов, ошибки при цифровом представлении сигналов и формировании последовательностей управляющих импульсов с помощью широтно-импульсной модуляции, случайный разброс номиналов пассивных элементов схемы и инерционных параметров активных элементов, а также остаточного напряжения на них, возникают искажения выходного напряжения модуляционного источника питания, из-за которых сигнал на выходе радиочастотного усилителя мощности может не удовлетворять требованиям по допустимому уровню нелинейных искажений и электромагнитной совместимости.

Ввиду того, что в известных научных публикациях не уделено должного внимания обозначенной проблеме, актуальным становится вопрос учета перечисленных выше факторов.

**Цель и задачи исследования.** Целью данного исследования является повышение энергетической эффективности и расширение полосы пропускания усилителей мощности радиосигналов с высоким пик-фактором, реализованных на основе метода Кана.

Для достижения поставленной цели необходимо решить следующие задачи:

- 1) Разработать аналитическую модель многоячейкового модуляционного источника питания, позволяющую учесть влияние факторов, оказывающих наибольшее влияние на искажения сигнала огибающей;
- 2) Разработать имитационную модель МИП и с её помощью осуществить проверку адекватности аналитической модели.
- 3) На основе сочетания аналитических и имитационных методов провести исследование:
  - искажений, возникающих в выходном напряжении многоячейкового МИП, и способов их уменьшения;
  - способов расширения полосы пропускания МИП.

- 4) Разработать экспериментальный макет МИП и провести проверку результатов теоретических исследований;
- 5) Разработать компьютерную модель, предназначенную для исследования влияния искажений сигналов огибающей на вероятность битовой ошибки при приеме, и с ее помощью определить допустимые уровни искажений сигналов огибающей в МИП, обусловленные различными установленными в рамках настоящего исследования факторами, исходя из заданного допустимого уровня ошибок

**Научная новизна** работы заключается в следующем:

1. Разработана аналитическая модель многоячейкового модуляционного источника питания (МИП), предназначенная для исследования его характеристик с учетом основных факторов, способных оказать влияние на искажения сигналов огибающей. Указанная модель позволила в десятки раз (а в некоторых случаях и в сотни раз) сократить затраты времени, необходимые для определения характеристик МИП по сравнению со случаем проведения вычислений в специализированных средах схемотехнического моделирования, уступая последним в точности вычислений не более 10%.

2. Предложена методика учета в аналитической модели влияния на искажение сигналов в МИП таких факторов, как погрешности, возникающие при цифровом представлении усиливаемых сигналов, погрешности при формировании последовательностей управляющих импульсов, обусловленные инерционностью транзисторов, разброс номиналов пассивных элементов схемы и инерционных параметров транзисторов.

3. Разработана компьютерная модель, предназначенная для исследования влияния искажений сигналов огибающей на вероятность битовой ошибки при приеме, с помощью которой исходя из заданного допустимого уровня ошибок могут быть определены допустимые уровни искажений сигналов огибающей в МИП под воздействием перечисленных выше факторов и определены допустимые уровни искажений сигналов огибающей в МИП под воздействием перечисленных выше

факторов и определены технические требования к характеристикам входящих в его состав функциональных модулей.

4. На основе результатов теоретических и экспериментальных исследований предложены рекомендации, обеспечивающие расширение полосы пропускания МИП и связанной с ней полосой частот радиопередающих устройств при допустимом в применяемых системах связи уровне искажений сигналов.

#### **Теоретическая и практическая значимость.**

Теоретическая значимость работы заключается в развитии методов усиления мощности колебаний, характеризующихся высоким пик-фактором, в части разработки усовершенствованной аналитической модели многоячейкового модуляционного источника питания. По сравнению с ранее разработанными моделями, предложенная модель позволяет повысить точность вычислений, приближенную к точности имитационного моделирования при сокращении в десятки или сотни раз временных затрат на расчет. Предложенная модель может использоваться для исследования характеристик модуляционного источника питания, необходимых для разработки энергетически высокоэффективных с расширенной полосой пропускания усилителей мощности колебаний различных частотных диапазонов.

Практическая значимость работы заключается в формулировке рекомендаций на основе исследований, проводимых с помощью разработанной модели, по расширению полосы пропускания усилителей, реализованных по методу Кана, и снижению искажений сигнала огибающей.

#### **Апробация работы.**

Результаты исследования были представлены на IV Международном форуме «*Instrumentation Engineering, Electronics and Telecommunications – 2018*», ФГБОУ ВО ИжГТУ имени М.Т. Калашникова, Ижевск, 12-14 декабря 2018 г., и на «75-й научно-технической конференции Санкт-Петербургского НТО РЭС им. А.С. Попова, посвященной Дню радио», ФГАОУ ВО Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ» им. В.И. Ульянова (Ленина), Санкт-Петербург, 22-24 апреля, 2020 г.

**Публикации.** Результаты проведённых исследований опубликованы в 5 научно-технических изданиях, входящих в Перечень изданий, рекомендованных ВАК РФ или индексируемых в базе SCOPUS.

**Положения, выносимые на защиту.** В ходе решения поставленных задач были сформулированы следующие положения:

1. Разработанная аналитическая модель модуляционного источника питания, позволяющая учесть погрешности, возникающие при цифровом представлении усиливаемых сигналов, а также погрешности при формировании последовательностей управляющих импульсов, обусловленные инерционностью транзисторов, и разброс номиналов пассивных элементов схемы и инерционных параметров транзисторов, обеспечивает погрешность расчета спектральных характеристик напряжения огибающей радиочастотного сигнала не более 10% по сравнению с имитационным моделированием при снижении затрат времени на вычисление в десятки-сотни раз.

2. Пределы расширения полосы пропускания МИП ограничены появлением паразитных спектральных компонент, обусловленных как погрешностью преобразования напряжения огибающей при использовании ключевых методов усиления, так и инерционными свойствами транзисторов и разбросом параметров элементов.

3. Для минимизации уровня паразитных гармоник в выходном напряжении МИП необходимо, чтобы разброс номиналов катушек индуктивностей, применяемых в выходном фильтре, не превышал 1...2%.

4. Для снижения влияния МИП на вероятность битовой ошибки следует обеспечивать полосу пропускания не менее, чем в 3 раза большую, по сравнению с полосой, занимаемой поднесущими частотами.

## СОДЕРЖАНИЕ РАБОТЫ

Работа состоит из введения, пяти глав, заключения, списка опубликованных работ, используемой литературы и приложений.

Во введении обоснована актуальность диссертационной работы, сформулирована цель и задачи исследования, описана научная новизна, показаны теоретическая и практическая значимость, изложены основные положения, выносимые на защиту.

В первой главе рассмотрены проблемы, возникающие при усилении сигналов с высоким пик-фактором. Рассмотрены основные методы повышения КПД усилителей мощности для сигналов с высоким пик-фактором, выявлены основные достоинства и недостатки для каждого из методов. Определено, что по ряду признаков наиболее перспективным является метод, предложенный Л. Каном, однако для его применения необходимо решить ряд проблем, связанных в основном с расширением полосы пропускания модуляционного источника питания.

Вторая глава посвящена разработке аналитической модели модуляционного источника питания, учитывающей ряд факторов, способных оказать влияние на искажения выходного напряжения МИП. В модели учтены инерционные параметры активных элементов, остаточного напряжения на них, разброс значений пассивных элементов функциональных составляющих МИП. Разработанная модель позволяет определить количественный и качественный вклад каждого из учтенных паразитных параметров на искажения, возникающие в спектре выходного напряжения МИП.

В третьей главе представлены результаты разработки имитационной модели МИП, подтверждается адекватность описанной во второй главе аналитической модели. Благодаря совместному использованию аналитической и имитационной модели МИП установлено ограничение на выбор частоты ШИМ.

В четвертой главе отражены результаты разработки и исследования экспериментального макета МИП. С его помощью подтверждена адекватность имитационной и аналитической модели.

Пятая глава посвящена компьютерной модели системы связи, включающей в себя разработанную аналитическую модель МИП. С помощью данной модели

определена степень влияния каждого паразитного параметра МИП на вероятность приема сигнала.

**Объектом** исследования является ключевой усилитель мощности радиосигналов с высоким пик-фактором, реализованный по методу Кана.

**Предметом** исследования являются методы расширения полосы пропускания радиопередающих устройств при использовании усилителя мощности по методу Кана с учетом известных ограничений по допустимому уровню искажений радиосигналов.

### **Основные методы исследования**

В работе использованы следующие методы исследования: анализ, синтез, дедукция, индукция, формализация, обобщение, сравнение, методы вычислительной математики, имитационное моделирование, эксперимент

### **Результаты**

Для решения первой и частично третьей научных задач разработана аналитическая модель многоячейкового МИП, учитывающая влияние некоторых факторов, свойственных настоящему устройству. Далее более подробно рассмотрена реализация упомянутой модели.

Использование многоячейковой структуры МИП представляет собой способ расширения полосы пропускания УМ, построенного по методу Кана. Так, если задаться количеством ячеек  $N$  и множителем  $q$ , указывающим на отношение частоты ШИМ к наибольшей частоте в полосе радиочастотного сигнала, то гармоники, кратные частоте ШИМ будут присутствовать на позициях  $nNq$ , где  $n = 1, 2, \dots, \infty$ . Исходя из этого, выходное напряжение МИП может быть представлено соотношением:

где  $U_{\text{вм}}$  – выходное напряжение многоячейкового МИП,  $U_{\text{вх}}$  – напряжение на входе МИП, соответствующее огибающей радиочастотного сигнала,  $\Theta$  – опорное пилообразное напряжение, используемое при формировании ШИМ-сигнала,  $t$  – время,  $i$  – текущий номер ячейки.

Однако математическая модель (1) МИП не учитывает факторов, влияющих на искажения его выходного напряжения: инерционные параметры активных элементов,

остаточное напряжение, их разброс по случайному закону, а также разброс некоторых пассивных элементов схемы, цифровое преобразование входного напряжения МИП и опорного напряжения, используемого для формирования ШИМ. Сделать это можно с помощью имитационного моделирования. Такой подход особенно удобен из-за того, что часто компании-производители предоставляют апробированные модели выпускаемых ими активных элементов. Благодаря этому результаты, полученные с помощью имитационной модели, могут отличаться от экспериментальных данных не более чем на 5...10%, что является приемлемым результатом в инженерной практике. Однако этот метод не лишен недостатков, одним из которых является рост временных затрат на моделирование, возникающее при увеличении сложности схемы. Это проблема приобретает бóльшую актуальность при моделировании многоячейковых МИП, количество активных элементов в которых в ряде случаев может достигать двух-трех десятков и более. Проблема усугубляется тем фактом, что модели активных элементов, как известно, имеют сложную нелинейную структуру, на расчет которой затрачиваются существенно большие вычислительные ресурсы, нежели на модели пассивных элементов. Более того, разброс параметров активных элементов, пассивных элементов схемы и импульсов управления носит, как правило, статистический характер и требует соответствующих правил обработки получаемых в результате моделирования данных. Это ещё больше увеличивает временные затраты на моделирование. Решить эту проблему можно с помощью аналитической модели. Для этого, необходимо на основе идеализированной модели многоячейкового МИП (1) разработать расширенную модель, учитывающую особенности реальной элементной базы и включающую в себя возможность введения статистического разброса упомянутых ранее параметров. Кроме выигрыша во временных затратах, аналитическая модель может помочь исследовать влияние отдельно взятого параметра или фактора на нелинейные искажения выходного напряжения МИП, что в свою очередь позволит сформулировать рекомендации по выбору элементной базы и настройке системы управления МИП.

Как было упомянуто, цифровые методы могут быть источником искажений выходного напряжения МИП. Они связаны, очевидно, с процессами дискретизации и

квантования сигнала. Учесть их влияние на формирование выходного напряжения МИП можно путем преобразования выражений, описывающих поведение входного и опорного напряжений, в модели (1) к виду (2) и (3) соответственно:

где  $U_{вхд}(k\tau_d, n_{АЦП})$  – входное напряжение МИП в цифровом представлении,  $n_{АЦП}$  – разрядность аналого-цифрового преобразователя (АЦП),  $\psi(x)$  – функция, округляющая каждый элемент  $x$  до ближайшего целого числа, меньшего или равного этому элементу,  $\tau_d = T_{ш}/K_{сч}$  – период дискретизации,  $K_{сч}$  – коэффициент определяющий количество уровней квантования опорного напряжения. На практике в цифровом устройстве управления с помощью счетчиков с коэффициентом счета  $K_{сч}$  последовательно формируются цифровые коды, соответствующие ступенчатой линейно возрастающей кривой, которые в цифровом компараторе сравниваются с  $U_{вхд}(k\tau_d, n_{АЦП})$ .

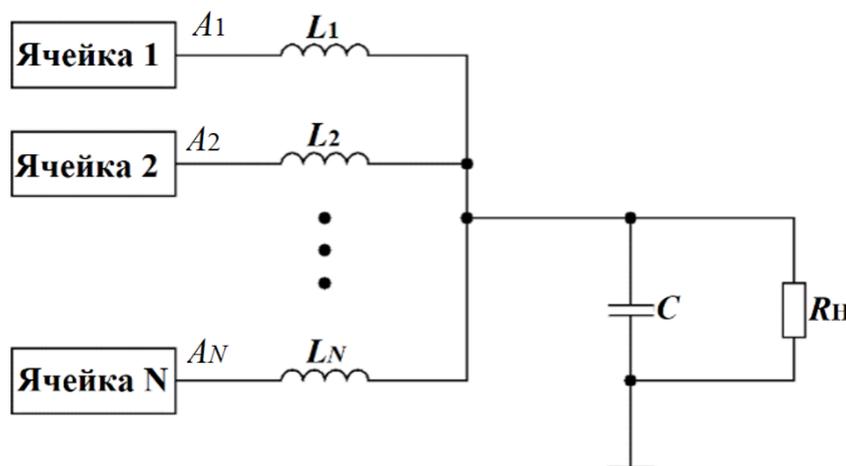
С учетом (2) и (3) идеализированная модель МИП, представленная (1), преобразуется к виду:

Для того, чтобы учесть инерционные параметры в процессах коммутации активных элементов, необходимо в выражении (4) заменить классическую функцию  $sign(x)$  на кусочно-заданную функцию  $f(x)$  которая учитывает временные задержки их включения и выключения, а также конечные времена нарастания и спада. Определена такая функция может быть следующим образом:

где  $\tau_{вкл}$  – время задержки включения,  $\tau_{выкл}$  – время задержки выключения,  $\tau_{фр}$  – длительность фронта,  $\tau_{сп}$  – длительность спада,  $\gamma_\tau$  – длительность переходного участка, на котором действует вспомогательная функция  $\mu(x)$ , задающая закон изменения напряжения. При этом изменение напряжения на интервалах нарастания и спада напряжения могут быть заданы как по линейному закону, так и по экспоненциальному. Исследования, результаты которых отражены в [71], показали, что отличие влияния на спектральный состав выходного напряжения МИП обоих вариантов аппроксимации нарастания и спада напряжения незначительное. Таким образом, предпочтительным является использование линейной аппроксимации ввиду более простой реализации.

У сигналов с высоким пик-фактором средний уровень огибающей в ряде случаев может отличаться от пикового значения на 10...15 дБ и более. В связи с этим при работе МИП с огибающей в промежутках, когда наблюдается средний уровень мощности сигнала, влияние может оказывать остаточное напряжение на активных элементах  $U_{ост}(r_{ТР})$ , зависящее от сопротивлений их каналов в проводящем состоянии. Кроме того, на появление «паразитных» спектральных составляющих в выходном напряжении МИП может оказывать разброс значений сопротивлений каналов активных элементов, подчиняющийся случайному закону распределения и обусловленный невозможностью обеспечения идентичности характеристик приборов при их производстве. Обеспечить учет остаточного напряжения на активных элементах при наборе набор значений сопротивлений открытых каналов  $r_{ТР}$  можно следующим образом. Выходное напряжение каждой ячейки, полученное после подстановки (5) в (4), умножается на выражение:  $(1 - U_{ост}(r_{ТР})/E_{пит})$ , – где  $E_{пит}$  – значение постоянного напряжения источника питания МИП. С учетом изложенного выходное напряжение МИП может быть представлено следующим соотношением:

Ранее было указано, что применение многоячейковой структуры МИП позволяет сместить гармонические составляющие, связанные с опорным напряжением в область частот, определяемую произведением  $qN$ . При этом подавления уровня этих гармоник не наблюдается, что определяет необходимость в установке фильтра нижних частот на выходе МИП, о чем уже упоминалось ранее. При этом сам ФНЧ будет иметь многоходовую структуру, вид которой, на примере фильтра 2-го порядка, представлен на рисунке 2.



## Рисунок 2 – Структура ФНЧ многоячейкового МИП

Подробно рассматривая структуру ФНЧ на выходе МИП необходимо отметить, что начинаться он должен с набора индуктивностей  $L_1, L_2, \dots, L_N$ , которые предназначены для устранения сквозных токов между активными элементами разных ячеек. В большинстве случаев при расчете спектральных характеристик выходного напряжения МИП номиналы индуктивностей полагают одинаковыми. Однако в реальном устройстве неизбежно присутствие разброса их значений, который может достигать до 10%. Его наличие приводит к появлению дополнительных искажений, которые выражаются в виде появления кратных частоте дискретизации ШИМ гармоник в промежутке между полезными гармониками усиленного напряжения огибающей и гармониками, определяемыми произведением  $qN$ . Эти гармоники связаны с тем, что отличие значений индуктивностей будет приводить к тому, что фазовый сдвиг для выходного напряжения каждой ячейки будет отличаться от значения  $i \cdot 360/N$  (где  $i$  – номер текущей ячейки) градусов. Величина этих сдвигов пропорциональна разбросу индуктивностей от расчетного значения, следовательно необходимо подбирать индуктивности с минимальным разбросом.

Учесть этот разброс возможно путем задания для каждой ветви многоходового ФНЧ передаточной функции  $H(L_i, C)$ , где  $L_i$  – индуктивность на выходе  $i$ -ой ячейки с учетом разброса,  $C$  – емкость фильтра. С учетом изложенного можно определить напряжение на выходе фильтра, как суперпозицию выходных напряжений каждой ветви многоходового ФНЧ. Полученный результат позволит осуществить анализ спектрального состава, благодаря которому появляется возможность оценить степень влияния разброса индуктивностей и сформулировать требования к его допустимому значению.

Помимо прочего в реальном устройстве могут возникнуть погрешности в задании моментов времени начала формирования опорного напряжения ( $\Delta_{ti}$ ) для каждой ( $i$ -ой) из  $N$  ячеек в составе многоячейкового МИП. Эти погрешности также могут исказить выходное напряжение МИП, следовательно их учет в модели также необходим. С учетом изложенного, выходное напряжение многоячейкового МИП, в

котором учитывается разброс индуктивностей и задержек опорного напряжения, принимает следующий вид:

где  $L = \{L_1, L_2, \dots, L_N\}$  - набор индуктивностей в составе ФНЧ с учетом разброса значений от номинального,  $\Delta_\tau = \{\Delta_1, \Delta_2, \dots, \Delta_N\}$  - набор задержек при формировании опорных напряжений.

Исследование многоячейкового МИП с помощью разработанной модели позволило определить характер искажений усиленного сигнала огибающей в зависимости от учитываемого паразитного параметра, присущего реальному устройству. Так, например, неравенство фронта и спада, а также длительностей включения и выключения активного элемента приводит к возрастанию гармоник вблизи полосы пропускания МИП. С учетом этого необходимо более требовательно подходить к подбору элементной базы, в противном случае расширение полосы пропускания МИП ограничивается. Неравенство индуктивностей на выходах ячеек становится причиной появления гармоник, связанных с ШИМ, избавление от которых подразумевалось путем использования многоячейковой структуры. Причем, чем больше разброс между индуктивностями в каждом канале, тем больше значение гармоник. Таким образом, при высоких требованиях к уровню внеполосного излучения, сформирована рекомендация обеспечивать разброс индуктивностей не более 1% от номинального значения. Установлено, что использование цифрового метода формирования ШИМ, приводит к увеличению уровня шумов квантования. С учетом этого рекомендуется использовать цифровые устройства преобразования и формирования сигналов с наибольшей разрядностью. Очевидно, что данная рекомендация не может быть реализуема на практике, поэтому для каждой отдельно рассматриваемой телекоммуникационной системы на основе представленной модели, могут быть сформулированы индивидуальные рекомендации.

Таким образом, представленная аналитическая модель может существенно упростить и ускорить разработку УМ для сигналов с повышенным пик-фактором, в принципах работы которых применяется МИП. Однако, для подтверждения данного тезиса необходимо осуществить проверку адекватности разработанной

аналитической модели, реализовать которую можно с помощью имитационного моделирования.

Для проверки адекватности аналитической модели многоячейкового МИП разработана его имитационная модель.

Имитационная модель позволяет учесть свойства реальных активных элементов, предоставляя возможность исследовать процессы в МИП с точностью сопоставимой с результатами, полученными на практике. Как правило, компании-производители современной элементной базы предоставляют потребителям апробированные модели своих устройств, подходящие для использования в различных средах схемотехнического моделирования, таких как *Micro-Cap*, *Simulink*, *NI Multisim*, *PSpice* и др.

Для создания имитационной модели многоячейкового МИП, с помощью которой можно проверить адекватность аналитического метода, осуществлен подбор элементной базы, на основе которого выбраны транзисторы фирмы *STMicroelectronics*, *STP25N10F7*. На рисунке 3 представлена имитационная модель многоячейкового МИП.

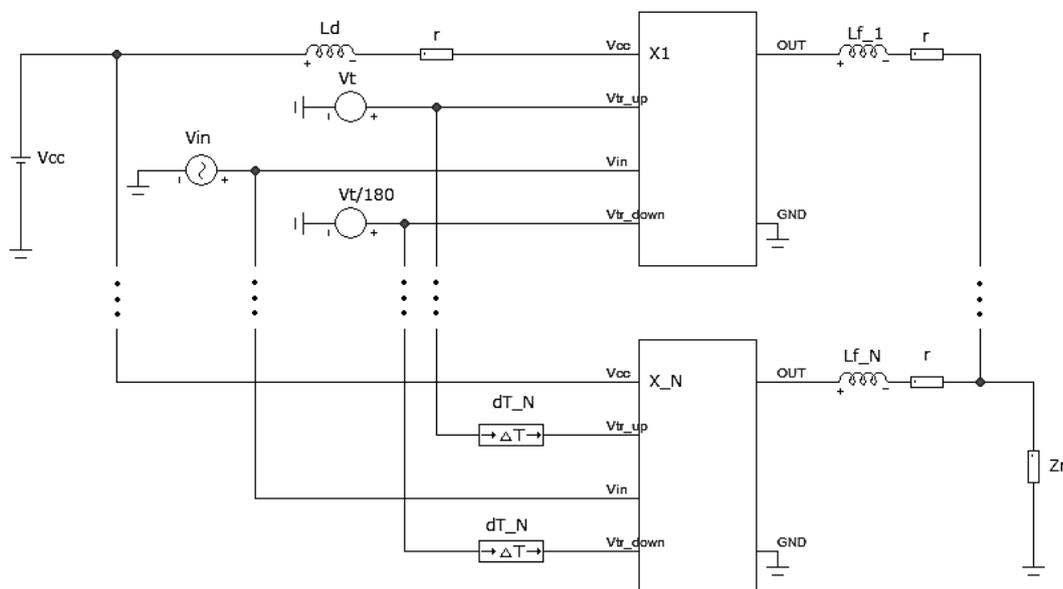


Рисунок 3 – Имитационная модель многоячейкового МИП

Блоки  $X_1 \dots X_N$  представляют собой полумостовые ключевые ячейки со схемой формирования ШИМ-последовательности в цепи управления ключевыми элементами. Для их корректной работы в средние точки полумостовых ячеек

подключаются катушки индуктивности, которые являются элементом выходной фильтрующей цепи, необходимой для ослабления внеполосного излучения в спектре выходного сигнала многочастотного МИП. Частота среза фильтрующей цепи настроена на частоту тестового сигнала.

Расчет аналитической модели осуществляется с помощью вычислительной среды *Matlab*, достоинством которой является, в том числе, и наличие встроенных средств для проведения статистической обработки данных, которые в нашем случае удобно использовать для учета разброса учитываемых в модели параметров. В качестве входного напряжения МИП использовалось тестовое гармоническое напряжение с частотой  $F_{\text{МАКС}}$ . На рисунке 4 представлены спектральные диаграммы, полученные с помощью имитационной модели (а, в, д) и аналитической модели (б, г, е).

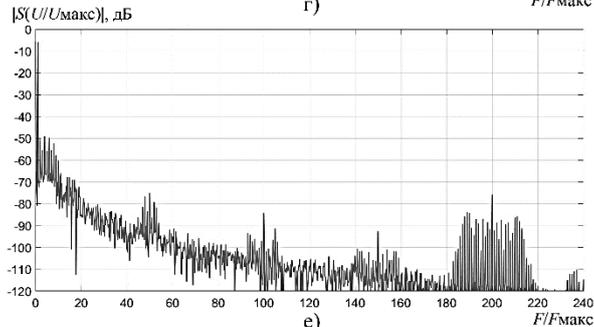
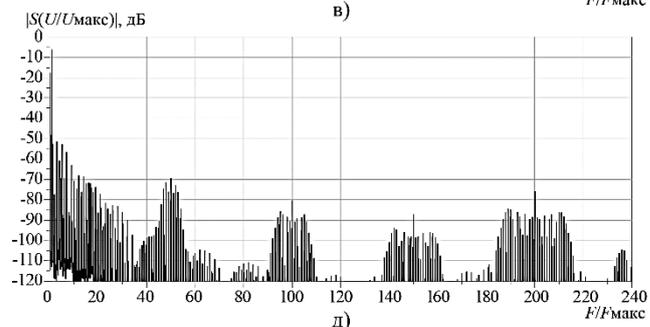
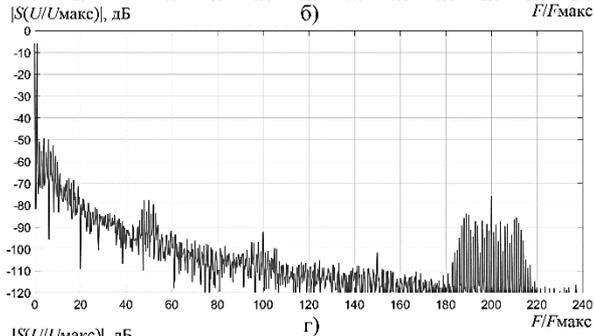
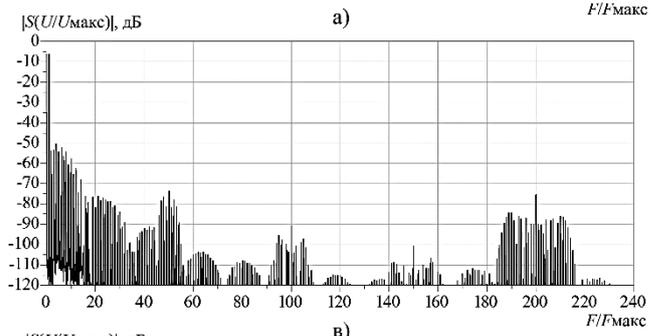
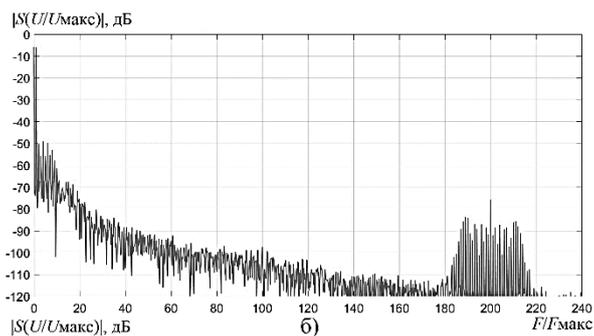
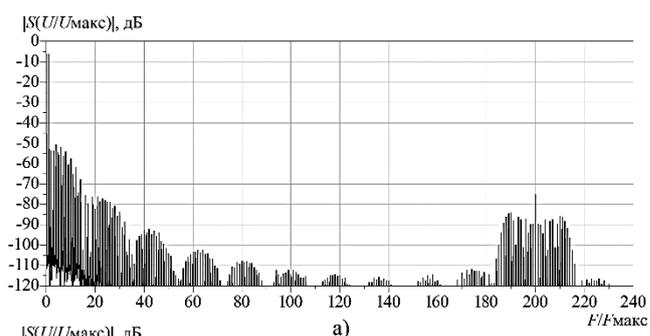


Рисунок 4 – Спектральные диаграммы выходного напряжения МИП, полученные с помощью имитационной модели: а), в), д) – и аналитического расчета б), г), е).

Представленные на рисунках 4 а) и б) спектральные диаграммы получены без учета разброса параметров элементов МИП, при этом параметры аналитической модели были определены по результатам численного эксперимента с использованием имитационной модели транзисторов. На рисунке 4 в) и г) представлены спектральные диаграммы при наличии 10% отстройки индуктивности в первой ячейке, а на рисунках 4 д) и е) – при наличии 5% ошибки во временной задержке опорного напряжения первой ячейки. Из представленных на рисунке 4 диаграмм видно, что наличие погрешностей как в задержке опорного напряжения, так и индуктивности одной ячейки приводит к появлению наборов комбинационных гармоник в области опорной частоты и ее высших гармоник. Причем их уровень соизмерим с уровнем гармоник в области частот, определяемых произведением  $qN$ . Отличие результатов аналитической модели от имитационной составляет не более 10% для спектральных составляющих вблизи гармоники тестового напряжения и не более 7% для гармоник, кратных частоте опорного напряжения. К тому же временные затраты при использовании аналитической модели в 500...1000 раз меньше, чем для имитационной.

Используя методику определения коммутационных потерь, представленную А.Д. Артымом в 80-х годах, можно дать оценку сверху по выбору параметра  $q$ , отвечающего за тактовую частоту ШИМ. На рисунке 5 представлены графики зависимости мощности квазистатических и коммутационных потерь от количества ячеек. Причем, поведение коммутационных потерь определяется параметром  $q$ . Так, например, параметр  $q$  может быть выбран таким образом, что квазистатические потери преобладают над коммутационными при одноячейковом варианте МИП (рисунок 5 а). По мере увеличения количества ячеек МИП при сохранении мощности, выделяемой в нагрузку, квазистатические потери в МИП уменьшаются обратно пропорционально  $N$ , где  $N$  – количество ячеек, а коммутационные потери возрастают

прямо пропорционально  $N$ . Таким образом возникнет оптимальное значение  $N$ , при котором суммарная мощность коммутационных и квазистатических потерь будет минимальной. С другой стороны, параметр  $q$  может быть выбран и таким образом, что коммутационные потери в одноячейковом МИП будут изначально превышать квазистатические (рисунок 5 б). В этом случае можно рекомендовать либо изменить используемую элементную базу на более быстродействующую, либо снизить значение параметра  $q$ . Однако последняя рекомендация должна выполняться с учетом оценки снизу. В ряде публикаций определяется правило, по которому полоса пропускания МИП должна в 3...5, а то и более раз быть шире полосы РЧ сигнала. В таком ограничении параметра  $q$  снизу должно соответствовать такому значению, при котором гармоники, кратные тактовой частоте ШИМ, не попадут в полосу пропускания МИП или не будут иметь уровень, не соответствующий допустимым значениям внеполосного излучения для рассматриваемой системы связи.

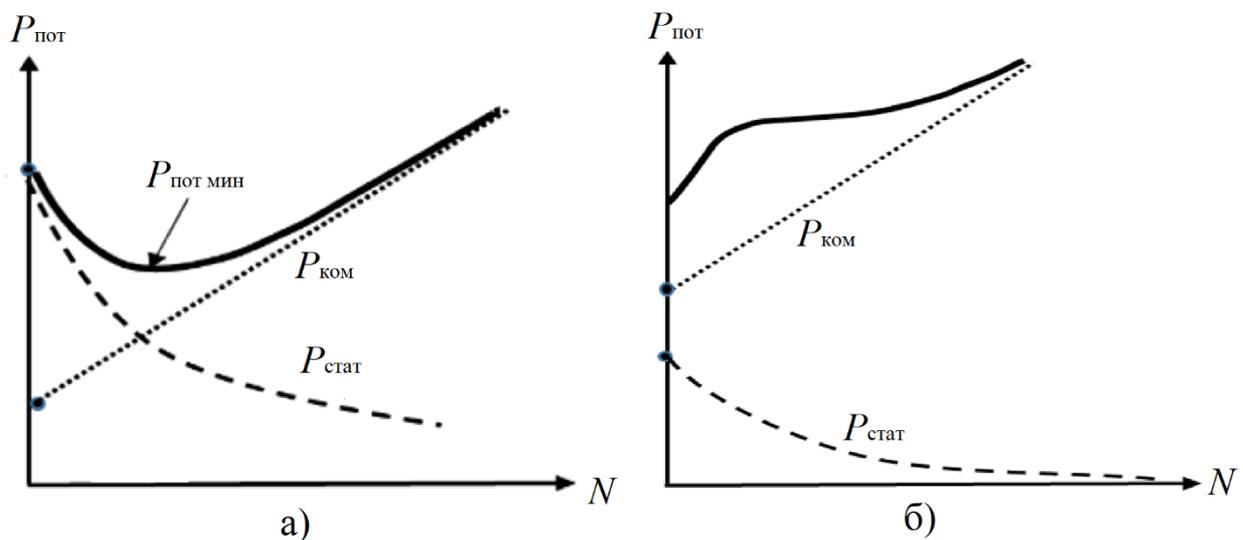


Рисунок 5 – Общие потери мощности в МИП

С учетом полученных результатов, разработанную аналитическую модель можно считать адекватной и использовать ее для исследования процессов в многоячейковом МИП. Кроме того, разработанная аналитическая модель является универсальной и не зависит от конкретных частот и элементной базы, что позволяет использовать ее не только для исследования поведения МИП, применяемых для усилителей мощности различных телекоммуникационных систем.

На основе данных, полученных с помощью аналитической и имитационной моделей, разработан экспериментальный макет МИП (рисунок 6), позволяющий решить 3-ю научную задачу. Данный экспериментальный макет предназначен для проверки теоретических положений и выводов, полученных при исследовании аналитической и имитационной моделей. Следует отметить, что макет построен на основе 12 ячеек, благодаря чему присутствует возможность осуществлять его запуск с разным количеством задействованных ячеек.

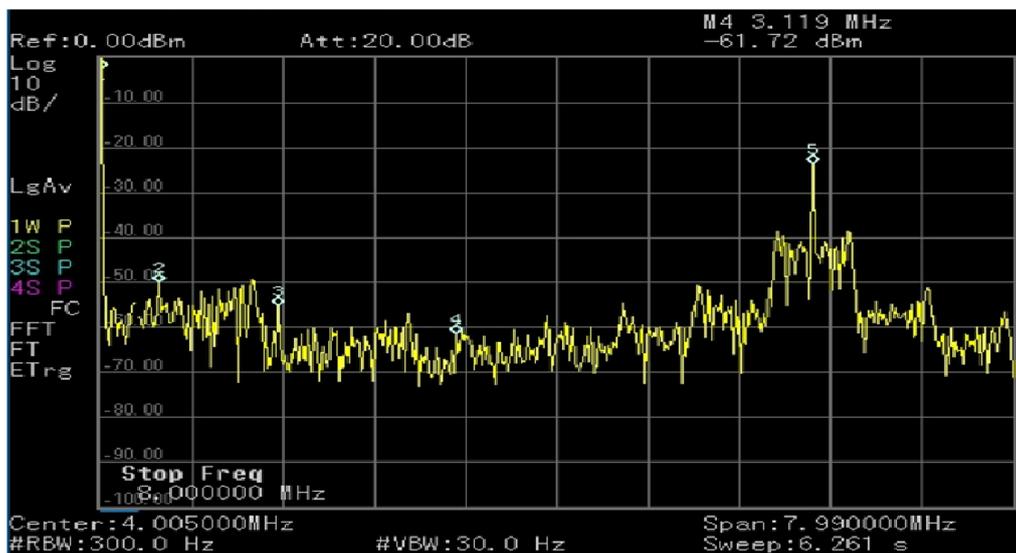
### Рисунок 6 – Лабораторный макет МИП

Экспериментальный макет включает силовую часть, обозначенную прямоугольником красного цвета; выходное фильтрующее устройство, обозначенное двумя прямоугольниками синего цвета; устройство управления, обведенное прямоугольником фиолетового цвета и реализованная на программируемой логической интегральной схеме (ПЛИС) и аналого-цифровом преобразователе (АЦП). Кроме того, прямоугольником желтого цвета обозначено суммирующее устройство, реализованное по принципу резистивного делителя, применяемое для наблюдения формы напряжения, представляющего собой суперпозицию напряжений в средних точках ячеек.

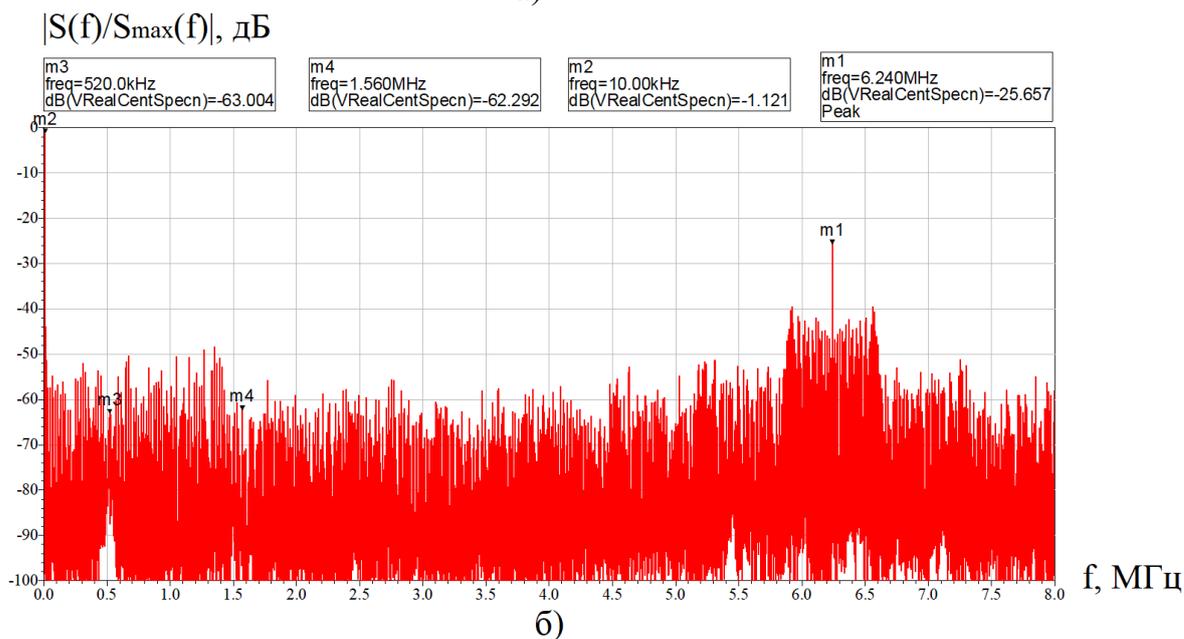
С помощью экспериментального макета получены спектральные и энергетические характеристики, позволяющие судить об адекватности имитационной модели, а, следовательно, и об адекватности аналитической модели.

На рисунке 7 представлены спектральные диаграммы суперпозиции напряжений в средних точках ячеек, полученные с помощью экспериментального макета (а) и имитационной модели (б). Данные характеристики получены для двенадцати ячейкового МИП, при этом частота тестового напряжения 10 кГц, тактовая частота ШИМ 520 кГц, количество уровней счетчика 48, разрядность АЦП

10 бит, амплитуда тестового напряжения составляет 90% от максимального напряжения МИП.



а)



б)

Рисунок 7 – Спектральные диаграммы суперпозиции напряжений в средних точках, полученные а) с помощью экспериментального макета, б) имитационной модели

На рисунке 7 а) составляющая на частоте 520,83 кГц (маркер №2) имеет уровень -50 дБ относительно уровня полезного сигнала на частоте 10 кГц (маркер №1), третья гармоника опорного напряжения частотой 1,56 МГц (маркер №3) имеет уровень -52 дБ и двенадцатая гармоника частотой 6,25 МГц (маркер №5,) имеет уровень -24 дБ.

Анализ данных на рисунке 7 показывает, что отличие результатов имитационного моделирования от результатов, полученных с помощью экспериментального макета, не превышает 12%. При этом наибольшее отличие наблюдается на гармониках, кратных тактовой частоте ШИМ. Его можно объяснить отсутствием учета в имитационной модели разброса индуктивностей фильтра МИП. С учетом этого имитационную модель многоячейкового МИП можно считать адекватной. На основе данного результата аналитическая модель также может быть признана адекватной и применяться для исследования процессов в МИП.

На рисунке 8 представлена зависимость КПД модуляционного источника питания от частоты тестового напряжения.

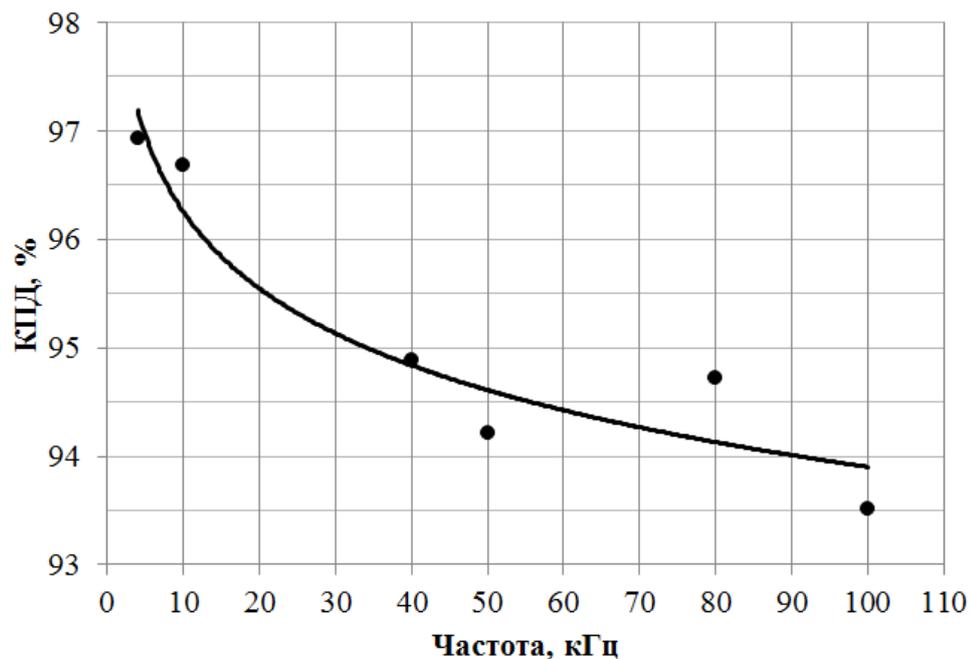


Рисунок 8 – Зависимость КПД многофазного МИП от частоты тестового напряжения

Из этой характеристики видно, что значение КПД модуляционного источника питания варьируется от 93 до 97%, что подтверждает результаты имитационного моделирования и должно положительно сказаться на промышленном КПД всего усилителя мощности.

Результаты исследования экспериментального макета МИП подтверждают адекватность имитационной и аналитической моделей МИП. Это позволяет

использовать их для исследования процессов, происходящих в МИП в обход трудоемких и длительных процессов настройки экспериментального макета. Кроме того, аналитическая модель, с учетом ее универсальности (за счет представления параметров запуска и результатов в нормированном виде) и минимальных временных затрат на расчет может использоваться применительно к другой элементной базе.

На рисунке 9 представлена модель системы передачи информации в составе которой применена аналитическая модель, разработанная в рамках данной работы.

### Рисунок 9 – Модель системы передачи информации

В результате учета параметров, приводящих к искажениям выходного напряжения МИП, рассмотренных в первой и второй главе настоящей работы, удалось определить степень влияния каждого из них в отдельности, а также их суперпозиции на вероятность битовой ошибки при приеме усиленного сигнала. При этом искажения в радиочастотном усилителе не учитываются, т.к. проблема анализа искажений сигналов в радиочастотных усилителях мощности не нова и в настоящее время существуют достаточно эффективные решения, обеспечивающие их снижение на основе введения предискажений в усиливаемый сигнал. В противоположность этому, вопросы исследования основных факторов, приводящих к возникновению искажений сигнала огибающей в источниках следящего питания, не нашли должного отражения в известных публикациях. В таблице 1 представлены результаты максимального отклонения кривой вероятности битовой ошибки при разных учтенных паразитных параметрах МИП от теоретической кривой, соответствующей передаче сигнала без искажений в МИП. Кроме того, в таблице 1 представлены в процентном значении отклонения спектральных компонент нормированного выходного напряжения МИП от нормированного входного.

На рисунке 10 приведены а) зависимости вероятности битовой ошибки от отношения сигнал-шум теоретической и полученной в результате учета искажений, вносимых МИП, б) и в) амплитудного спектра исходного и восстановленного РЧ

сигнала. Данные характеристики получены в результате «наихудшего» случая, соответствующего полосе пропускания МИП, равной ширине полосы частот, соответствующей поднесущим частотам, количеству уровней счетчика 24, разрядности АЦП 6 бит, и 10% отклонению индуктивностей многоходового ФНЧ от номинальных значений. Инерционные параметры транзисторов составляют единицы процентов от частоты ШИМ.

Из рисунка 9 видно, что максимальный энергетический проигрыш при учете паразитных параметров составляет почти 1 дБ. Данное значение является максимальным по отношению к результатам, учитывающим каждый паразитный параметр по отдельности. При «наилучшем» из представленных в таблице 2 наборе паразитных параметров энергетический проигрыш отсутствует.

Таблица 1 - Результаты численных экспериментов, полученных с помощью аналитической модели МИП

Параметры запуска численного эксперимента	Максимальное отклонение вероятности битовой ошибки от теоретического значения, дБ	Максимальное отклонение спектральных составляющих в полосе сигнала от теоретического значения, %	Отклонение наивысшей гармоники в полосе $F_{\max} < f < F_{\max}qN$ от теоретического значения, %	Отклонение спектральных составляющих вблизи области частот сигнала, определяемых $F_{\max}qN$ , от теоретического значения, %
$\omega_{\text{ср}}=M$ , $K_{\text{сч}}=96$ , $n_{\text{АЦП}}=8$ бит	<0,1	20	40	43
$\omega_{\text{ср}}=2M$ , $K_{\text{сч}}=96$ , $n_{\text{АЦП}}=8$ бит	<0,1	3	17	38
$\omega_{\text{ср}}=3M$ , $K_{\text{сч}}=96$ , $n_{\text{АЦП}}=8$ бит	<0,1	-	9	34
$\omega_{\text{ср}}=3M$ , $K_{\text{сч}}=24$ , $n_{\text{АЦП}}=10$ бит	<0,1	12	15	37
$\omega_{\text{ср}}=3M$ , $K_{\text{сч}}=48$ , $n_{\text{АЦП}}=10$ бит	<0,1	-	12	37
$\omega_{\text{ср}}=3M$ , $K_{\text{сч}}=96$ , $n_{\text{АЦП}}=6$ бит	<0,1	4	10	35
$\omega_{\text{ср}}=3M$ , $K_{\text{сч}}=96$ , $n_{\text{АЦП}}=8$ бит	<0,1	3	9	35

$\omega_{\text{ср}}=3M, K_{\text{сч}}=96,$ $n_{\text{АЦП}}=10$ бит, $\Delta L=1\%$	<0,1	3	9	34
$\omega_{\text{ср}}=3M, K_{\text{сч}}=96,$ $n_{\text{АЦП}}=10$ бит, $\Delta L=10\%$	<0,1	3	10	35
$\omega_{\text{ср}}=3M, K_{\text{сч}}=96,$ $n_{\text{АЦП}}=10$ бит, инерционные параметры транзисторов менее 1% от частоты ШИМ	<0,1	3	9	34
$\omega_{\text{ср}}=3M, K_{\text{сч}}=96,$ $n_{\text{АЦП}}=10$ бит, инерционные параметры транзисторов составляют единицы процентов от частоты ШИМ	<0,1	3	10	34

$M$  – количество несущих частот в многочастотном сигнале, равное 8,  $\omega_{\text{ср}}$  – частота среза ФНЧ Баттерворта 2-го порядка

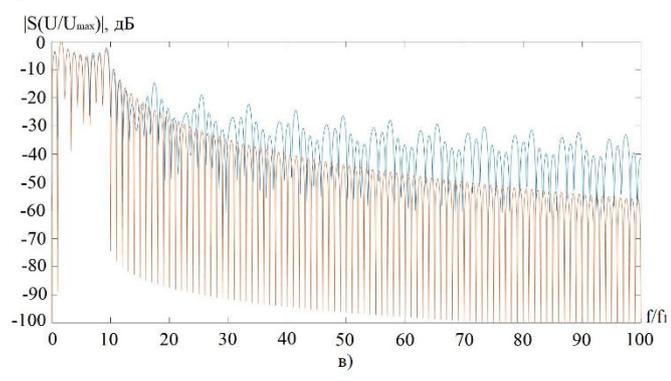
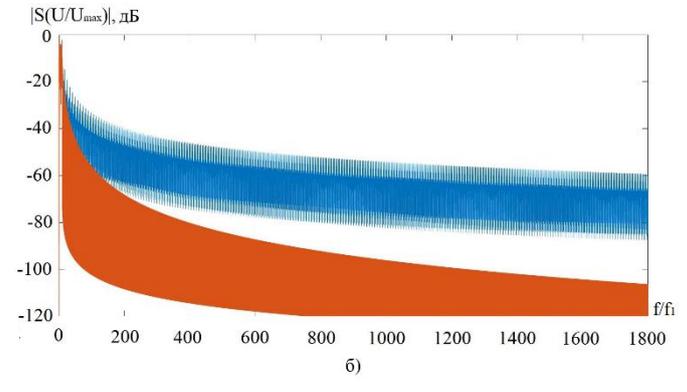
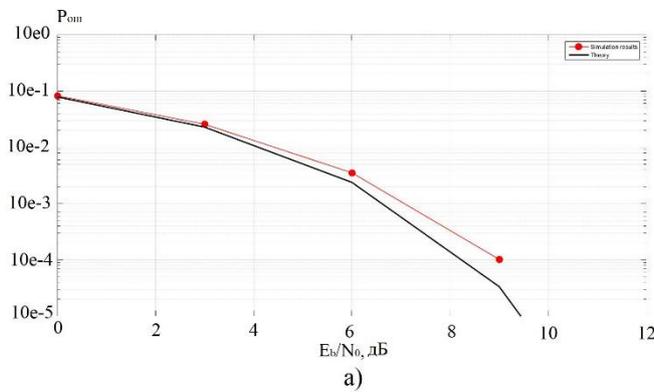


Рисунок 9 – Кривая вероятности битовой ошибки а) и спектральная диаграмма исходного и восстановленного РЧ сигнала б), в) соответствующие «наихудшему» набору паразитных параметров МИП

Исследование влияния искажений в сигнале огибающей, вызванных паразитными параметрами в МИП является одним из способов оценки линейности рассматриваемого устройства. На основе результатов моделирования могут быть сформулированы рекомендации по подбору параметров МИП, а также введению предискажений в сигнал огибающей, обеспечивающих приемлемую с точки зрения вероятности битовой ошибки, передачу радиочастотного сигнала.

### **Заключение**

В результате проведенного исследования получены основные результаты:

- 1) Разработана аналитическая модель многоячейкового МИП, учитывающая факторы, оказывающие наиболее существенное влияние на искажения сигнала огибающей.
- 2) Разработана имитационная модель МИП, с помощью которой проверена адекватность аналитической модели. При этом погрешность аналитической модели не превышает 10% по сравнению с результатами имитационного моделирования, а временные затраты на расчет меньше в 500...1000 раз и укладываются в длительность от десятков секунд до единиц минут. Полученная точность является приемлемой в инженерной практике, что позволяет применять аналитическую модель при исследовании процессов в МИП и определения начальных параметров запуска имитационной модели.
- 3) Показано, что для того, чтобы снизить искажения сигнала огибающей до уровня -60...-80 дБ, необходимо обеспечить разброс индуктивностей в составе фильтра не более 1...2% от номинального значения.
- 4) Для проверки адекватности имитационной модели разработан экспериментальный макет. В результате исследования его характеристик удалось выяснить, что точность имитационной модели укладывается в 10%,

что, как правило, удовлетворяет требованиям, предъявляемым к инженерным расчетам.

- 5) С использованием аналитической модели МИП разработана модель системы передачи информации, которая позволяет дать оценку влияния искажений сигнала огибающей на вероятность битовой ошибки при приеме радиочастотного сигнала. Представлены результаты её исследования, благодаря которым установлен вклад каждого из обозначенных факторов, влияющих на искажение сигнала огибающей. Благодаря полученным данным могут быть сформулированы рекомендации по выбору параметров МИП, обеспечивающих передачу сигналов с приемлемым уровнем вероятности битовой ошибки.

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

##### **Публикации в изданиях, рецензируемых ВАК**

1. Пергушев А.О. Снижение искажений выходного напряжения в модуляционных источниках питания для усилителей мощности радиосигналов с высоким пик-фактором. / А.О. Пергушев, В.А. Сороцкий, А.М. Уланов // Радиотехника. – 2019. – т.83. – №12(20). – С. 68-79.

##### **Публикации в изданиях, индексируемых в Scopus**

1. Pergushev A.O., Sorotsky V.A. Signal Distortion Decreasing in Envelope Tracking Power Amplifiers // 2018 IEEE International Conference On Electrical Engineering and Photonics, EExPolytech Proceedings. October 22 – 23. 2018. p. 44-47.
2. Aleksey Pergushev. The Analytical Model for Calculating Distortions in the Envelope Tracking Power Supply// 2019 IEEE International Conference on Electrical Engineering and Photonics (EExPolytech). October 17-18. 2019. p. 72-75
3. Aleksey Pergushev, Vladimir Sorotsky, Anatoly Ulanov. Output Voltage PWM Conversion Inaccuracies in Envelope Tracking Power Supply for High Peak-to-Average Power Ratio Applications // 2019 IEEE International Conference on Electrical Engineering and Photonics (EExPolytech). October 17-18. 2019. p. 9-12

4. Aleksey Pergushev, Vladimir Sorotsky, Anatoly Ulanov. Criteria for Selection Envelope Tracking Power Supply Parameters for High Peak-to-Average Power Ratio Applications// 2019 IEEE International Conference on Electrical Engineering and Photonics (EExPolytech). October 17-18. 2019. p. 13-16

#### **Другие статьи и материалы конференций**

1. Pergushev A.O., Sorotsky V.A. A Time-Reduced Method for Calculation Distortions in Envelope Tracking Power Amplifiers // Instrumentation Engineering, Electronics and Telecommunications – 2018, Proceedings of the IV International Forum. December 12–14. 2018. p. 83-88.

2. Пергушев А.О. Нелинейные искажения выходного напряжения в модуляционном источнике питания. / А.О. Пергушев, Р.И. Зудов, А.М. Уланов // Сборник докладов 75-й научно-технической конференции Санкт-Петербургского НТО РЭС им. А.С. Попова, посвященной Дню радио. 22-24 апреля. 2020, сс.93-96

Аспирант \_\_\_\_\_ Пергушев Алексей Олегович