

ФЕДЕРАЛЬНОЕ ГОСУДАРСТВЕННОЕ БЮДЖЕТНОЕ ОБРАЗОВАТЕЛЬНОЕ
УЧРЕЖДЕНИЕ
ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ
«БРЯНСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ ТЕХНИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ»

На правах рукописи

Школин Алексей Николаевич

**МАТЕМАТИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ
ПРОЦЕССОВ В ИНТЕГРАЛЬНЫХ МИКРОСХЕМАХ ИМПУЛЬСНЫХ
ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ НАПРЯЖЕНИЯ ПРИ ВНЕШНИХ ТЕПЛОВЫХ И
ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ВОЗДЕЙСТВИЯХ**

Специальность 05.13.18 – Математическое моделирование,
численные методы и комплексы программ

ДИССЕРТАЦИЯ

на соискание учёной степени
кандидата технических наук

Научный руководитель
Доктор технических наук, профессор
Потапов Л.А.

Брянск 2019

СОДЕРЖАНИЕ

ВВЕДЕНИЕ	4
ГЛАВА 1. АНАЛИЗ МОДЕЛЕЙ ЭЛЕКТРОННЫХ КОМПОНЕНТОВ И МЕТОДОВ ИДЕНТИФИКАЦИИ ИХ ПАРАМЕТРОВ	12
1.1. Классификация применяемых моделей электронных компонентов ...	12
1.2. Поведенческие модели	15
1.3. Обзор существующих методов построения поведенческих моделей и способы определения их параметров	19
1.4. Выводы	46
ГЛАВА 2. МАТЕМАТИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ДИНАМИЧЕСКИХ ПРОЦЕССОВ, ХАРАКТЕРИЗУЮЩИХ ПОВЕДЕНИЕ ИНТЕГРАЛЬНЫХ МИКРОСХЕМ ИМПУЛЬСНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ НАПРЯЖЕНИЯ (ИМС ИПН)	48
2.1. Типовые структуры ИМС ИПН	48
2.2. Функциональная структура обобщенной модели ИМС ИПН	54
2.3. Математическое моделирование элементов обобщенной модели ИМС ИПН	60
2.4. Разработка математической модели для анализа параметров поведенческой модели (ПМ) и расчета процессов в рабочем режиме ИМС ИПН с учетом схемы включения	75
2.5. Модифицированный численный метод получения аппроксимирующей зависимости переходной тепловой характеристики	89
2.6. Математический метод и алгоритм интерпретации экспериментальных данных, предназначенные для формирования мультидисциплинарных ПМ микросхем ИПН	94
2.7. Выводы	100

ГЛАВА 3. ПРОГРАММНЫЙ КОМПЛЕКС ДЛЯ ИССЛЕДОВАНИЯ И СИНТЕЗА ПОВЕДЕНЧЕСКИХ МОДЕЛЕЙ ИМС ИПН	101
3.1. Формирование требований к программному комплексу.....	101
3.2. Структура и интерфейс программного комплекса	103
3.3. Основные алгоритмы и алгоритм проверки адекватности математических моделей ИМС ИПН в частотной области.....	108
3.4. Выводы	120
ГЛАВА 4. РЕЗУЛЬТАТЫ МОДЕЛИРОВАНИЯ И ПРОВЕРКА АДЕКВАТНОСТИ СИНТЕЗИРОВАННЫХ ПМ ИМС ИПН	122
4.1. Тестовая задача поведенческого моделирования ИМС ИПН.....	122
4.2. Результаты синтеза ПМ ИМС ИПН	127
4.3. Результаты синтеза мультидисциплинарных ПМ ИМС ИПН	133
4.4. Выводы	141
ЗАКЛЮЧЕНИЕ	142
СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ И УСЛОВНЫХ ОБОЗНАЧЕНИЙ	144
СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ	145
ПРИЛОЖЕНИЯ	161
ПРИЛОЖЕНИЕ 1. Программный код поведенческой модели ИМС LM2596.....	162
ПРИЛОЖЕНИЕ 2. Программный код поведенческой модели ИМС LM2676.....	167
ПРИЛОЖЕНИЕ 3. Дополнительные материалы результатов моделирования.....	172
ПРИЛОЖЕНИЕ 4. Акты о внедрении результатов работы	186

ВВЕДЕНИЕ

Актуальность темы. Современное развитие электронной отрасли неразрывно связано с повышением уровня ее информатизации. Математическое моделирование применяется на этапах проектирования как электронных устройств в виде систем, функциональных узлов, модулей, блоков, так и отдельных элементов компонентной базы (ЭКБ), ярким примером которых выступают интегральные микросхемы (ИМС) различной степени интеграции и сложности.

Совершенствованию ИМС импульсных преобразователей напряжения (ИПН) препятствует то, что они являются сложными техническими объектами, имеющими в своем составе нелинейные и импульсные компоненты. В этой связи требуется разработка новых математических методов моделирования, учитывающих влияние нелинейных явлений в ИМС. Математическое моделирование с использованием новых методов позволяет проанализировать процессы в ИМС ИПН при внешних тепловых и электрических воздействиях.

Моделированию нелинейных динамических систем и изучению явлений в импульсных преобразователях посвящены работы Баушева В.С, Белова Г.А., Жусубалиева Ж.Т, Кобзева А.В., Колоколова Ю.В, Михальченко Г.Я., Михальченко С.Г., Di Bernardo M., Tse C.K., William C.Y. и др. Вопросам структурно-параметрической идентификации моделей аналоговых ИМС и импульсных преобразователей на их основе уделялось внимание в работах Осипова Д.Л., Guererro V.V., Arnedo L., Middlebrook R.D. и др., в том числе вопросам получения параметров и структуры мультидисциплинарных моделей элементов электронной компонентной базы с учетом тепловых свойств посвящены работы ученых Васькова О.С., Нисса В.С., Сергеева В.А., Poppe A., Székely V. и др.

Одним из широко распространённых видов динамических математических моделей ЭКБ являются поведенческие модели (ПМ). ПМ – это имитационная модель, воспроизводящая внешнее поведение объекта. Так как для ПМ описание внутренней структуры объекта моделирования является не обязательным, то, с одной стороны, ПМ с точки зрения минимальных требований к вычислительным

ресурсам представляют интерес для инженеров-разработчиков электронных устройств, или конечных потребителей ИМС, а с другой стороны, вследствие необязательности воспроизведения внутренней структуры элемента ЭКБ позволяют производителям реализовать свои права на интеллектуальную собственность (например, топологию ИМС). Вследствие этого ПМ активно применяются в электронной сфере.

Сегодня существуют математические методы моделирования и реализованные на их основе программные инструменты для синтеза ПМ простейших элементов ЭКБ (диоды, стабилитроны, транзисторы), однако средства для синтеза моделей ИМС отсутствуют. При этом наибольшую сложность представляет собой синтез моделей аналоговых и гибридных (цифро-аналоговых, импульсных и т.п.) ИМС. Одним из ярких примеров такого класса ИМС являются микросхемы ИПН, процессы в которых носят нелинейный и импульсный характер, обусловленный дискретностью работы ключевых элементов в составе ИПН. Это в свою очередь и обуславливает актуальность исследований в области разработки методов математического моделирования процессов в ИМС ИПН, алгоритмов синтеза и проверки адекватности ПМ ИМС ИПН и в разработке программного комплекса, обладающего возможностью структурно-параметрической идентификации моделей ИМС ИПН и позволяющего инженерам-разработчикам электронной техники осуществлять автоматизированный синтез ПМ микросхем ИПН и их последующую верификацию.

Объектом исследования являются процессы в интегральных микросхемах импульсных преобразователей напряжения при воздействии внешних электрических и тепловых факторов.

Предметом исследования являются методы и алгоритмы математического моделирования процессов в интегральных микросхемах импульсных преобразователей напряжения с учетом воздействий внешних электрических и тепловых факторов, а также эффективные численные методы, позволяющие реализовать данные методы математического моделирования.

Цель диссертационной работы – совершенствование математических методов, алгоритмов и программ для моделирования процессов в интегральных микросхемах импульсных преобразователей напряжения с учетом внешних тепловых и электрических воздействий, развитие которых имеет существенное значение для практики модельно-ориентированного проектирования и испытаний импульсных электронных устройств.

Задачи исследования, поставленные в диссертационной работе, для достижения указанной цели:

1. Провести исследование и выполнить анализ известных математических методов моделирования интегральных микросхем импульсных преобразователей напряжения, позволяющих учитывать внешние электрические и тепловые факторы.

2. Разработать математический метод и алгоритм интерпретации экспериментальных данных, полученных на основе тестовых электрических и тепловых воздействий, подаваемых на исследуемые интегральные микросхемы импульсных преобразователей напряжения и формирующих динамический отклик.

3. Предложить численный метод получения аппроксимирующей зависимости переходной тепловой характеристики микросхем импульсных преобразователей напряжения на основе экспериментальных данных.

4. Разработать алгоритм проверки адекватности математических моделей интегральных микросхем импульсных преобразователей напряжения.

5. Разработать программный комплекс для выполнения вычислительного эксперимента на основе алгоритмов, реализующих новые методы математического моделирования поведения интегральных микросхем импульсных преобразователей напряжения при воздействии внешних тепловых и электрических факторов.

Соответствие паспорту специальности. Содержание диссертационной работы соответствует паспорту специальности 05.13.18 – «Математическое моделирование, численные методы и комплексы программ» по следующим

пунктам: п.3 «Разработка, обоснование и тестирование эффективных вычислительных методов с применением современных компьютерных технологий»; п.4 «Реализация эффективных численных методов и алгоритмов в виде комплексов проблемно-ориентированных программ для проведения вычислительного эксперимента»; п.6 «Разработка новых математических методов и алгоритмов проверки адекватности математических моделей объектов на основе данных натурального эксперимента»; п.7 «Разработка новых математических методов и алгоритмов интерпретации натурального эксперимента на основе его математической модели».

Степень достоверности и апробация результатов. Степень достоверности выводов и положений диссертационной работы определяется:

- отсутствием противоречий с известными современными научными положениями;
- сопоставлением полученных результатов с результатами аналитических расчетов и результатами исследований, опубликованными в научной литературе.

Достоверность результатов, полученных в диссертации, обеспечивается использованием методов математического моделирования динамических процессов в созданном программном комплексе «SBM» (Synthesis of behavioral models) и сравнительном анализе (валидации) полученных результатов: с имитационными моделями в среде моделирования SystemVision Cloud компании Mentor Graphics, реализованными без применения предлагаемой методики автопостроения ПМ; с имитационными моделями, опубликованными фирмами изготовителями, в частности SPICE-моделями ИМС LM2596 компании Texas Instruments, ИМС LT1076, LT1372 компании Analog Devices и др.; с проведенными натурными экспериментами в программно-аппаратном измерительном комплексе АТоМ-9х, разработанном в НИЛ АТМ.

Научная новизна. В диссертационной работе получены следующие результаты, характеризующиеся научной новизной:

1. Новый математический метод и алгоритм интерпретации экспериментальных данных, полученных на основе тестовых воздействий на микросхему импульсного преобразователя напряжения и формирующих ее динамический отклик, базирующийся на новой динамической обобщенной математической модели микросхем импульсных преобразователей напряжения, отличающийся учетом внешних электрических и тепловых воздействий.

2. Модифицированный численный метод получения аппроксимирующей зависимости переходной тепловой характеристики микросхем импульсных преобразователей напряжения на основе экспериментальных данных, базирующийся на нелинейном методе наименьших квадратов и использовании алгоритма оптимизации Левенберга-Марквардта, отличающийся учетом спектральной плотности постоянных времени переходной тепловой характеристики для определения структуры и нахождения начального приближения при численном определении параметров искомой зависимости.

3. Новый алгоритм проверки адекватности математических моделей микросхем импульсных преобразователей напряжения в частотной области, базирующийся на численном решении системы нелинейных дифференциальных уравнений обобщенной модели методом Гира и получении решения во временной области, отличающийся от аналогов предложенным процедурой поиска стационарного режима на основе статистических методов.

4. Разработан комплекс проблемно-ориентированных программ для выполнения вычислительного эксперимента на основе разработанных методов математического моделирования поведения микросхем импульсных преобразователей напряжения при воздействии внешних тепловых и электрических факторов.

Теоретическая и практическая значимость работы. Проведенные в рамках диссертационной работы исследования, и разработанные на их основе положения позволили:

1. Применить результаты исследования:

– для внедрения в ЗАО «Группа Кремний ЭЛ», г. Брянск, при разработке и испытании опытных серий ряда микросхем ИМС ИПН (Акт внедрения № 32/205 от 18 октября 2019 г.);

– для внедрения в ООО «Фрекон», г. Томск, осуществляющую разработку и изготовление промышленных преобразователей электрической энергии (Акт внедрения от 12 ноября 2019 г.).

2. Использовать результаты исследования при выполнении НИР по заданию Министерства образования и науки № 8.1729.2017/ПЧ. «Разработка методов структурно-параметрической идентификации и автопостроения поведенческих и мультифизических моделей интегральных схем и разработка на их базе программно-аппаратного измерительного комплекса» 2017-2019 гг.

3. Применить разработанный программный комплекс и полученные с его помощью поведенческие модели в учебном процессе в БГТУ при обучении студентов по направлению подготовки 11.03.04 «Электроника и микроэлектроника» (профиль – Промышленная электроника, профиль – Микроэлектроника и твердотельная электроника).

Методология и методы исследования. Принятая в работе методология основана на анализе логической структуры известных методов и построении теоретических положений настоящей работы, проверке предположений и полученных результатов.

Полученные результаты, положения и сделанные выводы основаны на методах вычислительной математики, теории имитационного моделирования, теории дифференциальных уравнений, теории автоматического управления, теории идентификации систем, теории планирования эксперимента, теории математической статистики.

Положения, выносимые на защиту:

1. Новый математический метод и алгоритм интерпретации экспериментальных данных, полученных на основе тестовых воздействий на

интегральную микросхему импульсного преобразователя напряжения (ИМС ИПН) и формирующих ее динамический отклик.

2. Модифицированный численный метод получения аппроксимирующей зависимости переходной тепловой характеристики ИМС ИПН на основе экспериментальных данных.

3. Алгоритм проверки адекватности математических моделей ИМС ИПН в частотной области.

4. Комплекс проблемно-ориентированных программ для выполнения вычислительного эксперимента на основе алгоритмов, реализующих разработанные математические методы моделирования поведения ИМС ИПН при воздействии внешних тепловых и электрических факторов.

Апробация работы. Основные результаты диссертационной работы докладывались и обсуждались на международном московском IEEE-семинаре (2018 г., МИЭМ НИУ ВШЭ, г. Москва), международной научно-практической конференции «Электронные средства и системы управления» (2017 г., 2018 г., ТУСУР, г. Томск), международной IEEE-Сибирской конференции по управлению и связи (2019 г., ТУСУР, г. Томск), международной научно-технической конференции "Пром-Инжиниринг" (2019 г., ЮУрГУ, г. Сочи), всероссийской научно-технической конференции «Динамика нелинейных дискретных электротехнических и электронных систем» (2019 г., ЧГУ им. И.Н. Ульянова, г. Чебоксары), международной научно-практической конференции «САПР и моделирование в современной электронике» (2017 г., 2018 г., БГТУ г. Брянск).

Личный вклад автора. Развитие методов математического моделирования микросхем импульсных преобразователей, создание нового способа синтеза поведенческих моделей ИМС ИПН на базе разработанной обобщенной математической модели, создание программного комплекса для исследования и синтеза нелинейных поведенческих моделей ИМС ИПН выполнено лично автором. Постановка задачи выполнена совместно с научным руководителем проф. Л.А. Потаповым. Верификация и валидация результатов вычислительного

эксперимента проведена при участии к.т.н., с.н.с. НИЛ АТМ БГТУ А.Ю. Дракина и к.т.н., доц. кафедры «ПЭиЭ» В.Ф. Зотина.

Публикации. По материалам диссертации опубликовано 15 печатных работ, в том числе четыре статьи в журналах, входящих в перечень ВАК РФ, 5 статей в базах данных Scopus и Web of Science; получено четыре свидетельства о государственной регистрации программ для ЭВМ и один патент на полезную модель.

ГЛАВА 1. АНАЛИЗ МОДЕЛЕЙ ЭЛЕКТРОННЫХ КОМПОНЕНТОВ И МЕТОДОВ ИДЕНТИФИКАЦИИ ИХ ПАРАМЕТРОВ

1.1. Классификация применяемых моделей электронных компонентов

Сегодня в практике моделирования устройств и систем электроники применяется обширный спектр математических моделей.

На этапе разработки твердотельной конструкции отдельных электронных полупроводниковых приборов, таких как диоды, транзисторы и др., широко используется приборное моделирование, которое базируется на описании объекта с точки зрения полевой трехмерной задачи, формулируемой как система дифференциальных уравнений в частных производных с учетом краевых условий. Этот подход моделирования на основе совместного использования фундаментальных систем уравнений математической физики [39, 50], геометрии объекта исследования, методов конечных элементов, реализован в программных продуктах Comsol Multiphysics [74], ANSYS [82], TCAD [128] и др. Подход позволяет получить весьма адекватные мультифизические модели отдельных компонентов. Проблемой здесь являются высокие требования к компетенции разработчика в методах математической физики, что вызывает сложности в повседневной инженерной практике, с одной стороны, и вычислительная сложность таких моделей с другой. Последнее характерно для всех подходов, связанных с численным решением систем дифференциальных уравнений. Вычислительная сложность адекватных моделей, получаемых этим путем такова, что часто проблемой является создание моделей, содержащих уже несколько десятков-сотен компонентов, а требования пользователей систем автоматизированного проектирования (САПР) к количеству компонентов в проектах постоянно растут и заказчики разработок электронной техники хотят видеть комплексные модели устройств, содержащих тысячи и на несколько порядков больше элементов в одной схеме.

Применение теоретического подхода для синтеза моделей реальных технических объектов обязательно предусматривает необходимое абстрагирование и идеализацию их свойств. Очевидно, что эти процессы могут значительно изменить описание моделируемой системы, что в свою очередь потенциально приведет к искажению результата моделирования и полученный результат не окажется ответом в поставленной задаче. На эти аспекты в свое время указывали акад. А.А. Самарский [29] и Я.З. Цыпкин [53]. Абстрагирование и идеализация обычно не применяются в экспериментально-статистических подходах, что могло бы дать возможность получения более адекватных моделей на основе экспериментальных данных, если бы эти подходы были лучше разработаны.

В микроэлектронной и других технических отраслях, критически важным является время проектирования. Проектирование, изготовление и испытания становятся все более сложными и дорогостоящими. Для снижения трудовых и временных затрат на разработку, используются поведенческие модели ИМС. Такие модели описывают функционал интегральной микросхемы в целом, задают соответствие входных и выходных сигналов системы, имитируя ее работу в составе устройства, в котором она применяется.

Поведенческая модель (ПМ) воспроизводит требуемое внешнее поведение исходной анализируемой системы. При этом полагается существующим взаимно однозначное соответствие между поведением исходной физической системы и реализуемой модели [137]. Это в свою очередь означает, что такая модель однозначно предсказывает будущие состояния системы из данных о текущих и прошлых состояниях.

Использование поведенческого подхода в исследовательской работе обусловлено необходимостью получения данных для последующего системного анализа, который позволяет учесть лежащую в основе внешнего поведения физику и получить из нее соответствующие причинно-следственные, математические, логические и иные связи.

Другим направлением применения поведенческого подхода является симуляция систем, состоящих из большого количества элементов, например, сложных электронных, микроэлектронных и электрических схем. Это становится возможным поскольку затраты вычислительных ресурсов, необходимых для выполнения отдельной поведенческой модели компонента схемы на несколько порядков меньше, чем для аналогичной модели, описанной с помощью дифференциальных уравнений, или SPICE-модели.

«Поведенческая модель системы показывает, за счет чего достигается требуемая функциональность и какие данные используются для ее обеспечения. Таким образом, поведенческая модель напрямую базируется на функциональной и информационной моделях системы»[5].

Высокочастотные импульсные преобразователи напряжения (ИПН) широко используются во вторичных источниках питания, которые имеются практически во всех изделиях электротехнической и радиотехнической промышленности – в компьютерах, телевизорах, в различных автоматизированных устройствах и системах. В электрооборудовании современных технических объектов насчитывается до нескольких десятков таких микросхем. Выход из строя одной микросхемы может привести к тяжелым последствиям, что обуславливает необходимость организации сплошного входного контроля таких изделий. Кроме того, задача автоматизированного контроля параметров интегральных микросхем решается при их производстве на различных стадиях (на пластине, после корпусирования, и т.д.). Настоящая работа также посвящена варианту решения задачи определения рационального подхода к построению и применению поведенческих моделей в составе тестового оборудования интегральных схем на примере микросхем высокочастотных контроллеров импульсных преобразователей напряжения, а также в задачах контроля теплового сопротивления интегральных микросхем.

1.2. Поведенческие модели

Поведенческие модели интегральных схем создаются для решения различных задач – функционального анализа предполагаемой архитектуры устройства [1, 58, 133], верификации и отладки разрабатываемого программного обеспечения (драйверов) [133]. Основной задачей, которую необходимо решить, прежде чем приступить к разработке поведенческой модели, является ее детализация. С увеличением детализации растет время на ее разработку и выполнение. Однако при уменьшении детализации применимость модели в процессе проектирования электронного устройства падает - использовать очень простую модель можно только для конкретных локальных задач.

Применение поведенческих моделей для описания интегральных схем рассмотрено в работах [46, 133]. Так, в работе [46] предложено компромиссное решение, при котором разрабатывается функциональная модель без учета временных задержек с дополнительным блоком-арбитром. Блок арбитр распределяет эти задержки на входные и выходные сигналы, имитируя реальную работу устройства. Данное решение позволяет использовать разрабатываемую модель, как для функционального анализа, так и для верификации, путем включения или отключения блока арбитра.

В работе [46] ПМ интегральных схем, используемые для различных задач, состоят из связанных моделей функциональных блоков, входящих в состав ИС, например, таких как компаратор, усилитель, осциллятор и т.д. Данный метод повышает эффективность использования моделей для локальных задач, но требует относительно большего количества времени для их разработки.

В книге [80] подробно описаны поведенческие модели и их применение для аналоговых, цифровых [132], аналогово-цифровых [93, 135] устройств. Современные ЭВМ позволили смоделировать эти модели, используя сложные алгоритмы, которые делают миллионы вычислений за короткое время. Технология моделирования позволила моделировать влияние постоянного, переменного тока и переходные процессы в больших интегральных схемах. Также возможны

исследование шумов [103], частотный [73] и статистический анализ [127]. За счет ПМ конструкции интегральных схем могут быть оптимизированы с помощью анализа чувствительности.

SPICE-модели устройств используются для исследования поведения и параметров устройства (например, коэффициент передачи по постоянному току (β), напряжение насыщения ($U_{\text{нас}}$) и ток насыщения ($I_{\text{нас}}$) для биполярного транзистора). Модели устройств, реализованные в SPICE, обычно очень сложны при их применении для моделирования микросхем средней и большой степени интеграции, которые содержат значительное число транзисторов. Например, стандартная модель полевого транзистора имеет 3 уровня детализации. Простейшей является модель Шихмана-Ходжеса, основанная на использовании квадратичных уравнений. Ее целесообразно использовать в тех случаях, когда к точности моделирования не предъявляются высокие требования. Модель второго уровня основана на более точных аналитических выражениях. Модель третьего уровня является полуэмпирической и использует сочетание эмпирических и аналитических выражений. Для определения параметров этих выражений используются результаты измерения характеристик реальных полупроводниковых приборов. Модели второго и третьего уровня учитывают эффекты второго порядка, такие как модуляция длины канала. Модель третьего уровня целесообразно использовать при анализе цепей с мощными МОП-транзисторами вертикальной структуры. Это, в свою очередь, обычно требует значительно большего времени моделирования и памяти компьютера при моделировании сложных схем. Уравнения для устройств обычно внедряются в симулятор и доступны для пользователя. Пример использования такого уравнения – это симуляция работы биполярного транзистора по постоянному току. Это уравнения Эберса-Молла, которые обычно используются в программах-симуляторах SPICE.

Современные интегральные схемы содержат миллионы базовых элементов (транзисторов, логических элементов), и их сложность постоянно возрастает. Это приводит к проблемам вычислительного характера. В качестве решения указанной

проблемы в САПР было предложено и внедрено макро моделирование – средство абстрагирования более высокого уровня, которое было реализовано в том числе и в симуляторах SPICE. Такие макро модели легко применять при описании простого поведения, учитывающего только основные соотношения в модели [80]. Однако при излишнем увеличении точности и детализации, когда поведение становится сложным, разработка работоспособной макро модели может стать затруднительной, а иногда и невозможной.

Аналоговое поведенческое моделирование использует язык описания аппаратных средств, посредством которого описывается поведение устройства. Такой вид моделирования позволяет пользователю описывать поведение устройства как функцию физических переменных (напряжение, ток, время моделирования и т. д.). Такие типы моделей как HDL и SPICE иногда смешиваются между собой, потому что уравнения SPICE также являются поведенческими моделями. Однако в SPICE уравнения компонентов непосредственно встроены в симулятор, тогда как поведенческий симулятор будет содержать уравнения для устройств в HDL. При аналоговом поведенческом моделировании возможно не только моделирование поведения электрических параметров устройства, но и моделирование температуры и мощности, формируя при этом так называемые мультидисциплинарные поведенческие модели

Наиболее известными и популярными сегодня общими методами разработки поведенческих моделей являются следующие: блок-схемы алгоритмов, ЕРС-диаграммы, использование UML, использование функциональных схем.

Построение блок-схем алгоритмов регламентируется рядом национальных стандартов, например [17], способ очень широко известен и является одним из самых распространенных в практике работы над созданием текстов на различных языках программирования, к которым относятся и языки, используемые для разработки ПМ. Важным преимуществом такого подхода является его наглядность и простота трансляции описания с языка блок-схем в текст программы на языке реализации поведенческой модели (VHDL, Verilog, SystemC, и др.)

Событийно управляемая цепь процессов (EPC, event-driven process chain) – это тип диаграмм и описаний, широко используемых для моделирования, анализа и реорганизации бизнес-процессов, также может использоваться для моделирования поведения частей системы, при реализации ее функций и служить полноценной заменой традиционным блок-схемам. «Диаграмма процесса (функции) в нотации EPC представляет собой упорядоченную комбинацию событий и функций. Для каждой функции могут быть определены начальные и конечные события, участники, исполнители, материальные и информационные потоки, сопровождающие её, а также проведена декомпозиция на более низкие уровни» [5].

Процесс моделирования процессов с помощью EPC подчиняется классическим принципам моделирования: декомпозиции и иерархического упорядочивания. Декомпозиция, с отображением на отдельных диаграммах, выполняется для функций, подобно predetermined процессам на блок-схемах.

Унифицированный язык моделирования (UML) в настоящий момент является широко распространенным стандартом при разработке объектно-ориентированных систем. Начало разработки UML было положено в 1994 г. Гради Бучем и Джеймсом Рамбо, работавшим в компании Rational Software. Осенью 1995 г. к ним присоединился Ивар Якобсон, и в октябре того же года была выпущена предварительная версия 0.8 унифицированного метода (Unified Method). С этого времени было выпущено несколько версий спецификации UML [92].

Блок-схемы алгоритмов и UML лучше всего подходят для моделирования традиционных систем, основанных на принципах структурного подхода и характеризующихся четким разделением функций на элементарные шаги (процедуры, операторы, действия и т.д.), выполняемые в определенной последовательности (по алгоритму). EPC-диаграммы и BPMN-диаграммы являются хорошим средством моделирования событийно-ориентированных систем, в которых выполнение действия или их набора зависит от происходящих в системе событий. Кроме этого, указанные способы и методологии могут использоваться не только в целях

поведенческого моделирования, но и функционального. Наличие в них элементов, позволяющих отображать условия выполнения тех или иных действий (логических символов), позволяет лучше понять логику и последовательность выполнения функций системы.

В общем случае для полностью наблюдаемой или математически адекватно описанной системы возможна реализация ПМ на любом алгоритмическом или объектно-ориентированном языке программирования, или если взглянуть шире, то вообще на любом достаточно развитом языке как описываемом формальными грамматиками, так и естественном, последнее следует из нашего повседневного практического опыта. Поэтому в данной работе рационально сузить область понятия системы до интегральной микросхемы с учетом практической цели работы – получения компактной поведенческой модели, пригодной для использования в САПР и автоматизированном тестовом оборудовании.

1.3. Обзор существующих методов построения поведенческих моделей и способы определения их параметров

Проблемы автопостроения моделей, их унификации, ускорения разработки интегральных схем давно стали объектом исследования ученых в области математики, физики, прикладных электротехнических наук и информационных технологий. В рамках выполнения настоящей работы был проведен поиск и аналитический обзор работ по данной тематике в отечественных и зарубежных научных журналах, сборниках тезисов докладов и конференций.

Некоторые примеры поведенческих моделей включают полиномиальные рациональные функции [76, 77, 83, 123, 126], модели Кригинга [123, 126], искусственные нейронные сети (ANNs) [116, 139] и машины опорных векторов (SVM) [89, 96]. Чтобы получить надежную модель, которая удовлетворяет всем требованиям проектирования, необходимо решить серьезные проблемы, такие как определение стратегии сбора данных, выбор подходящего типа, ранжирование

различных моделей в соответствии с качеством полученных результатов и т. д. Методика автопостроения обязательно должна учитывать эти аспекты.

В то же время эксперты по автоматизации электронного проектирования обычно не знакомы со всеми сложностями автоматизации синтеза модели. Их основная задача - получить точную поведенческую модель с минимальными вычислительными затратами. Выбор типов моделей, оптимизация параметров модели и стратегия выборки для них не представляют интереса, однако это необходимые промежуточные шаги для решения общей задачи автоматизации синтеза ПМ [138].

В работе [98] отмечается, что прежде чем рассмотреть возможность автоматизации и алгоритмизации процесса синтеза поведенческих моделей преобразователей напряжения, сначала необходимо понять, как этот процесс работает. Самый простой способ создания такого алгоритма начинается с создания модели вручную. Это позволяет разработчику увидеть, какие этапы процесса занимают больше всего времени, какие этапы наиболее важны и какие из них, скорее всего, можно будет исключить без потери точности в модели.

В работах [98, 99] рассматривается разработка и верификация поведенческой модели ряда импульсных микросхем, являющихся высокоэффективными импульсными преобразователями напряжения.

Первым этапом в разработке поведенческой модели импульсного преобразователя является анализ параметров из справочных данных (файл основной информации о параметрах устройства, предоставляемый разработчиком данного устройства) и получение как можно большей информации об этом устройстве.

Основными характеристиками являются:

- 1) тип преобразователя (понижающий, повышающий, SEPIC, преобразователь Кука и т.д.);
- 2) частота коммутации встроенного ключа;
- 3) характеристики работы при плавном пуске;

- 4) характеристики защиты от коротких замыканий и больших токов;
- 5) все значения рабочих напряжений (входные, выходные, напряжения управления);
- 6) максимальное и минимальное значение коэффициента заполнения.

Это только краткий список информации, содержащейся в справочных данных. В дополнение к перечисленным выше параметрам в нем также можно найти схемотехнические варианты применения ИС, информацию о массо-габаритных размерах, осциллограммы результатов тестирования и обширный объем другой информации.

После определения этих характеристик разработчик модели может начать создавать модель, опираясь на них. В общем виде функциональная схема представлена на рис. 1.1.

После этого разработчик модели может рассмотреть вопрос о добавлении функций защиты по току, перегреву, перенапряжению и другим параметрам. Следующим этапом будет являться процесс настройки параметров регулятора для достижения оптимального отклика обратной связи (рис. 1.2). Зачастую в справочных данных производителя представлены некоторые рекомендации по выбору подходящего значения индуктивности и оптимальной конфигурации для цепей обратной связи.



Рис.1.1. Обобщенная функциональная схема преобразователя

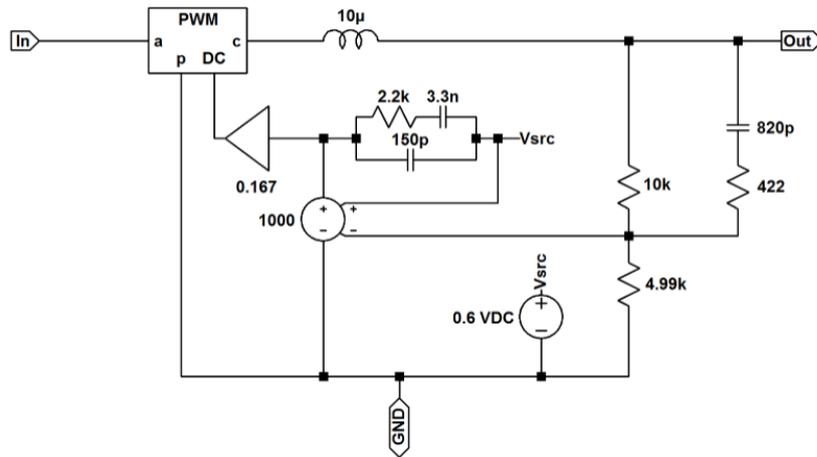


Рис.1.2. Пример реализации поведенческой модели с обратной связью на основе анализа справочных данных

В конце этого процесса у разработчика должна быть получена поведенческая модель разрабатываемой схемы, но для фактической верификации модели требуется провести ее тестирование в некоторых схемах применения (testbench). То есть условно этапами разработки поведенческой модели можно назвать:

- 1) определение основных характеристик интегральной схемы из справочных данных;
- 2) создание простой поведенческой модели на основе выбранных характеристик;
- 3) добавление дополнительного функционала схемы (защиты по току и т.д.);
- 4) настройка адекватной обратной связи в модели;
- 5) проверка адекватности модели при тестировании ее с использованием тестовой задачи (testbench).

После создания моделей вручную процесс становится достаточно хорошо опробован, чтобы можно было рассмотреть алгоритмы, необходимые для его автоматизации.

При разработке алгоритма, один из первых шагов всегда состоит в том, чтобы определить, какие части процесса являются повторяющимися, поскольку они часто являются наиболее подходящими для автоматизации.

Приведенный ниже список согласно работе [98] содержит сводку некоторых этапов процесса построения поведенческих моделей, которые можно автоматизировать в первую очередь:

1. Определение типа управления: любой импульсный преобразователь имеет своего рода схему управления для поддержания стабильного выходного напряжения в широком диапазоне. Эта схема управления контролируется либо напряжением, либо током, и это должно быть определено разработчиком модели. Это тип информации, который может быть определен из справочных данных.
2. Определение топологии преобразователя: поскольку подавляющее большинство импульсных преобразователей реализовано с помощью топологии с понижением или повышением напряжения, то очень просто определить тот или иной тип схемотехнической реализации. Поэтому данная задача должна быть встроена в процесс автопостроения.
3. Оптимизация параметров: эта часть процесса наиболее подходит для автопостроения поведенческих моделей. После определения типа преобразователя становится необходимым настроить параметры выбранной топологии, чтобы показать адекватное поведение. Этот процесс может быть достаточно трудоемким при ручном режиме работы. Обычно разработчик модели выполняет некоторые вычисления, чтобы получить приблизительную оценку используемых параметров, а затем переходит в итеративный процесс для точной настройки параметров. Итерация - это процесс, который достаточно просто может быть реализован при использовании ЭВМ.

Для того, чтобы автоматизировать процесс генерации модели, необходимо максимально упростить задачи разработчика при генерации модели и создать программное обеспечение, осуществляющее трансляцию полученного описания в целевой программный код. В идеальном случае, программное обеспечение должно быть достаточно простым в использовании, чтобы не снизить входной порог

компетенций к разработчику, и чтобы любой, имеющий минимальное представление о работе преобразователей, мог иметь возможность создать адекватную поведенческую модель, готовую для использования. Однако нелегко обобщить такую объемную задачу и сделать ПО таким простым в использовании.

В работе [121] предложен подход к автопостроению на основе шаблонов. Идея подхода, основанного на шаблонах, заключается в том, чтобы вручную определить часто используемые участки моделей интегральных схем, а затем обобщить их в параметризованный шаблон. Для этого были использованы *Python*, *Qt*, *PySide*, *Doxygen* и *ElementTree*. Алгоритм автопостроения модели представлен на рис. 1.3. Основанный на шаблонах подход генерации результатов был выбран автором [99] по следующей причине. После наблюдения за созданными вручную поведенческими моделями стало ясно, что у всех них есть что-то общее.

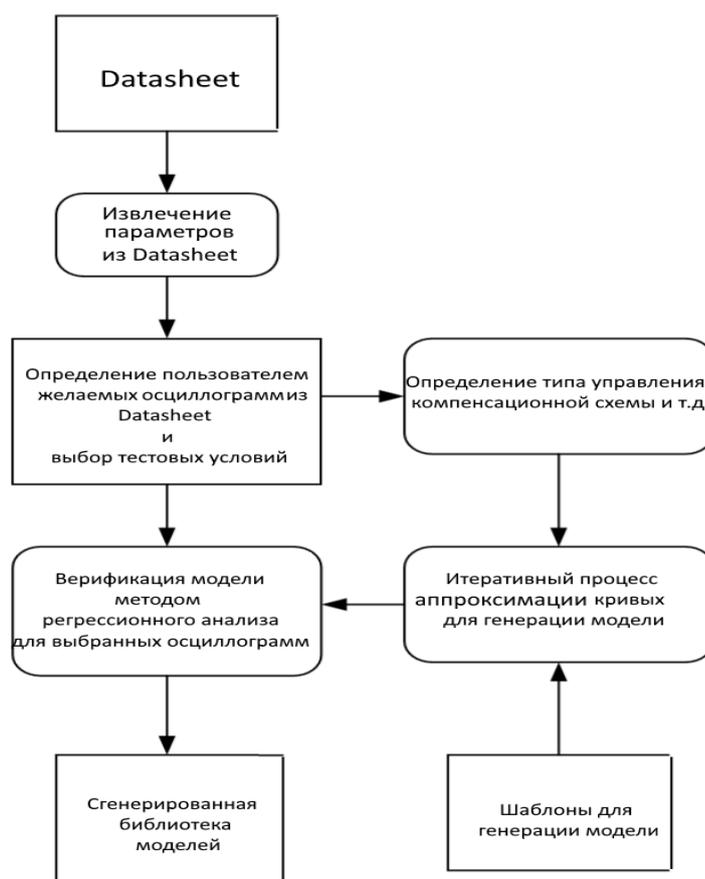


Рис.1.3. Алгоритм автоматизации построения модели на основе шаблонов

Частой ситуацией является то, что единственными различиями между моделями преобразователей одного и того же семейства являются незначительные корректировки параметров. Это тип ситуации, в которой основанный на шаблонах подход оптимален и упрощает использование алгоритмов подбора аппроксимационных кривых для поиска подходящих параметров. Процесс определения, в каком порядке в ПО представлять опции пользователю, был почти таким же, как решение любой инженерной или физической задачи.

Основным российским нормативным документом, определяющим метод контроля теплового сопротивления кристалл-корпус силовых диодов R_{thjc} , является национальный стандарт ГОСТ 24461-80 [18]. Рекомендуемые этим стандартом способы измерения теплового сопротивления из-за высокой трудоемкости применимы только для одиночных диодов в лабораторных условиях. Для автоматизированного контроля в условиях серийного производства они не используются.

Также следует выделить стандарты JESD51-1 и MIL-STD-883E [94, 106]. Однако в соответствии с ними при измерении переходного теплового сопротивления возникают трудности в связи с погрешностью, обусловленной погрешностью квантования аналого-цифрового преобразователя и влиянием переходных тепловых и электрических процессов при переключении полупроводникового прибора из режима разогрева в режим измерения. Для более точной идентификации тепловых параметров по ПТХ V. Szekely и A. Poore предложили так называемый математический аппарат структурных функций [112, 129].

В последнее время также разрабатываются способы, например [45], основанные на анализе частотных тепловых характеристик, то есть зависимости амплитуды и фазы изменения температуры перехода $T_J(\omega)$ от частоты при нагреве прибора мощностью, изменяющейся по гармоническому закону $P(t)=P_0+P_m\sin\omega t$. В них на основе вычисления амплитуд и фаз основных гармоник греющей мощности

и температуры p - n -перехода определяется модуль переходного теплового сопротивления (теплового импеданса) и сдвиг фаз φ между температурой p - n -перехода и греющей мощностью. Затем снимается зависимость модуля теплового импеданса от частоты модуляции греющей мощности $Z_{thjc}(\omega)$ и определяются параметры тепловой цепи. По аналогии с электрическими цепями рассматривают тепловой импеданс как комплексное число $\underline{Z}_{thjc} = Z_{thjc}e^{j\varphi}$, вещественная часть которого определяет тепловое сопротивление $R_{thjc} = Re[\underline{Z}_{thjc}]$.

Продолжая аналогию тепловых параметров диода с параметрами электрических цепей, можно сравнить ПТХ $T_J(t)$, определяемую по стандарту JESD51-1 [81], с временной характеристикой цепи $h(t)$, а тепловой импеданс \underline{Z}_{thjc} – с комплексной частотной характеристикой $K(j\omega)$. Тогда зависимость модуля теплового импеданса от частоты модуляции греющей мощности $Z_{thjc}(\omega)$ будет аналогична $K(\omega)$ – амплитудно-частотной характеристики электрической цепи.

Рассматриваемые тепловые характеристики диода отличаются видом аргумента анализируемой зависимости температуры перехода – время или частота. Они представляют интерес при исследовании динамических режимов работы диодов. Однако значительно чаще используется тепловое сопротивление R_{thjc} , определяемое в установившемся тепловом режиме. Оно приводится в справочных данных диодов и микросхем высокочастотных ИППН.

В ряде работ предложены существенно отличающиеся способы определения тепловых сопротивлений полупроводниковых приборов, например, измерение тепловых параметров цифровых интегральных схем с использованием температурной зависимости времени распространения сигнала [44]. Однако при наличии в микросхеме исходных наносекундных задержек, возникает необходимость их измерять с пикосекундной точностью, что затруднительно. Этот способ тоже не может быть использован для автоматизированного контроля тепловых параметров микросхем ИППН. Основываясь на изложенном, реализован оригинальный подход к применению поведенческих моделей для задач контроля теплового сопротивления и электрических параметров.

В процессе извлечения параметров определяются все рассматриваемые переменные, такие как тип схемы преобразователя, тип усилителя ошибки (для компенсации), метод управления (напряжение, ток и т. д.), параметры регулятора и функции защит ИМС. Пользователь должен выбрать, насколько точно генерируемая модель должна повторять оригинал исходя из осциллограмм в справочных данных.

Следующим шагом является определение переменных, зависящих друг от друга. Например, невозможно узнать, какие параметры регулятора необходимо выбрать, не зная какой тип преобразователя и метод управления используется.

Далее на основании шаблонов для разных типов преобразователей (понижающих, повышающих, с токовым управлением, с управлением по напряжению) происходит процесс аппроксимации осциллограмм, выбранных пользователем.

Следующим этапом является проверка адекватности модели. Здесь может быть использован достаточно широкий набор математических методов, к примеру метод регрессионного анализа. Полученные аппроксимационные зависимости сравниваются с осциллограммами из справочных данных и, при достижении заданной точности и повторяемости результатов принимается решение о переходе к следующему этапу.

После рассмотрения всех ограничений важно представить информацию в презентативной форме для пользователя (осциллограммы, зависимости, параметрические кривые). Затем при получении адекватных результатов нужно сформировать поведенческую модель в виде описания на языках моделирования и сохранить в библиотеке моделей. В дальнейшем при дополнении библиотеки важно анализировать полученные ранее модели в сравнении с новыми.

В работе [117] авторы предлагают метод автопостроения поведенческих моделей флэш-памяти в виде взаимодействующих конечных автоматов. Однако этот метод применим только к цифровым микросхемам, описываемым дискретными состояниями. При реализации автопостроения поведенческих

моделей аналого-цифровых микросхем данный подход не применим в виду непрерывности процессов в таких ИС.

Объемной работой по автопостроению поведенческих моделей импульсных преобразователей является работа [86]. Автором введена классификация методов моделирования на следующие виды:

- Структурные модели (модель “белый ящик”). Такие модели могут быть получены путем применения основных физических законов (например закон Ома). Они подробно отражают внутреннюю структуру моделируемого оборудования и имеют четкую физическую интерпретацию. Переключающие модели интегральных ШИМ-контроллеров попадают в эту категорию.

- Поведенческие модели. В отличие от структурных моделей, поведенческие модели не отражают внутреннюю структуру моделируемого оборудования. Их условно можно поделить на модели “черного ящика” и модели “серого ящика” :

-*Модели “черного ящика”*. Параметры моделей “черного ящика” являются средством для сопоставления отношений входа-выхода, поэтому они не имеют физической интерпретации. Следовательно, эти модели могут быть получены на основе экспериментов зависимости входов-выходов. Модели системного уровня, такие как двухполюсная модель g -параметров, попадают в эту категорию.

-*Модели “серого ящика”*. Модели “серого ящика” являются промежуточным случаем между “белым” и “черным ящиком”. Термин модель “серого ящика” обычно применяется, когда часть внутренней структуры системы известна, а часть - нет. Таким образом, часть модели отражает структуру системы, а другая часть численно моделируется как “черный ящик”. Осредненные модели с применением снижения порядка можно считать моделями “серого ящика”.

Сравнение между структурным и поведенческим подходами моделирования представлено в табл. 1.1.

С другой стороны, модели силовых преобразователей, согласно работе [86], могут быть отсортированы в зависимости от уровня проектирования в соответствии с концепцией “сверху вниз” следующим образом:

- *Системный уровень.* В данном случае модели сфокусированы на соотношениях сигналов на входе и выходе и опускают остальные части системы. Данный уровень включает в себя только варианты поведенческих моделей (то есть “серый” и “черный ящики”).

- *Физический уровень (Преобразовательный уровень).* Сюда можно отнести как структурные, так и поведенческие модели на различном уровне абстракции. Примерами могут быть модели переключения с высоким уровнем детализации, осредненные модели с уменьшенным порядком, модели частотных характеристик с рабочим циклом и выходным напряжением и т. д.

Таблица 1.1.

Сравнение подходов к моделированию

	Структурное моделирование	Поведенческое моделирование	
	“Белый ящик”	“Серый ящик”	“Черный ящик”
Физический смысл	Полностью открыт	Частично открыт	Нет
Знание внутренней структуры объекта	Требуется	Требуется частично	Не требуется
Автопостроение на основе измерительного эксперимента	Сложно реализуемо или невозможно	Возможно	
Относительное время расчета (по отношению к сложности модели)	Занимает как правило много времени	Занимает не много времени	

В работе [86] применяется автопостроение поведенческих моделей линейных систем. К основным методам автопостроения можно отнести:

1. *Непараметрические методы.* Непараметрические методы строят модели, которые описываются таблицей или графиком (например импульсная или частотная характеристика преобразователя).

-*Методы оценки импульсного отклика.* Данные методы направлены на оценку импульсного отклика системы по переходному отклику при predetermined сигнале возбуждения. Корреляционный метод является наиболее применяемым методом оценки импульсного отклика. Также используются методы импульсного и пошагового анализа.

-Методы оценки частотной характеристики. Данные методы предназначены для оценки частотной характеристики при проведении определенного эксперимента (например, анализа по изменяемой частоте переменного тока). К методам этого типа относят анализ частотной характеристики, анализ Фурье и спектральный анализ.

2. *Параметрические методы.* В отличие от непараметрических методов, которые строят модели, описываемые таблицей или графиком (например, импульсная или частотная характеристика преобразователя), параметрические методы производят автопостроение моделей, которые могут полностью описать поведение системы с использованием конечного числа параметров (обычно относительно малого числа). К их результатам можно отнести модели передаточных функций и модели пространства состояний. Параметрические модели строятся либо из данных во временной области, либо из данных в частотной области, а затем путем оптимизации (например, с использованием метода среднеквадратичной ошибки) упрощаются для ускорения последующих расчетов при их применении.

Иногда непараметрические модели используются в качестве входных данных для методов параметрической идентификации и автопостроения. Типичным примером такого подхода является автопостроение поведенческой модели на основе передаточной функции по данным частотной характеристики. На рис. 1.4 показан процесс идентификации и автопостроения линейно-инвариантной модели (LTI) с одним входом и одним выходом по экспериментальным данным для некоторой физической системы.

Непараметрические методы хорошо подходят для автопостроения поведенческих моделей устройств, где для расчета обратных связей достаточно лишь частотной характеристики. С другой стороны, параметрические методы удобно применять на системном уровне моделирования, где модель определяется несколькими параметрами.

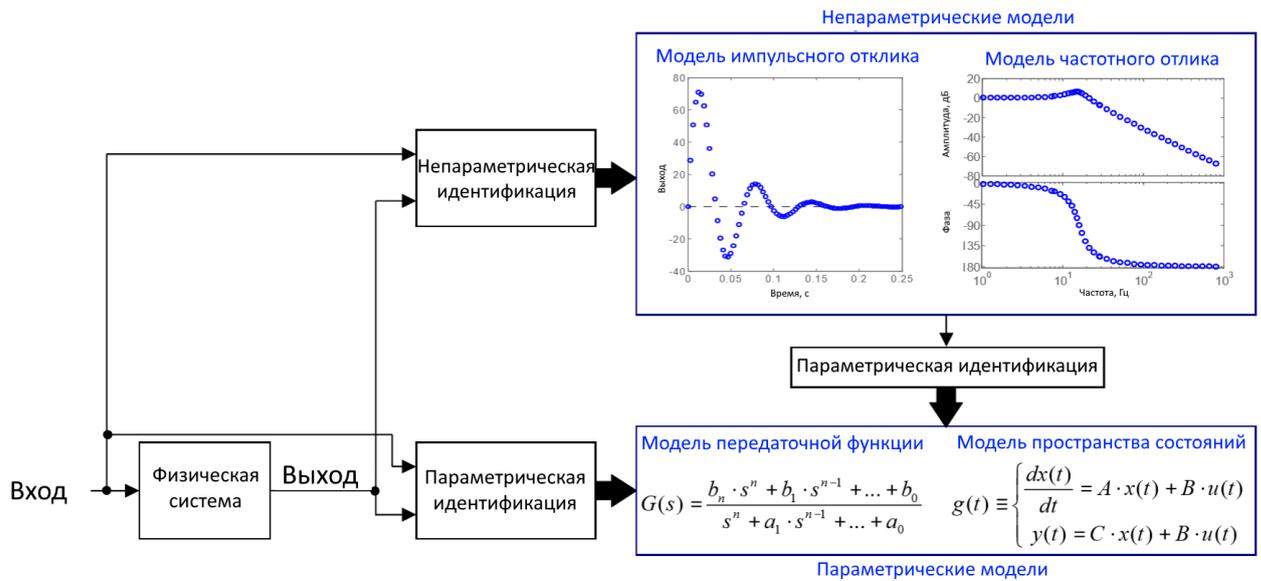


Рис.1.4. Способы идентификации и автоподстройки поведенческих моделей

В работе [86] описаны линейный и нелинейный подходы к автоподстройке. Измерение частотной характеристики посредством теста развертки переменного тока является классическим и наиболее применяемым методом идентификации системы в силовой электронике. Р. Д. Миддлбрук в 1975 г. описал метод экспериментального измерения частотной характеристики усиления контура с помощью теста развертки переменного тока [105]. Примером параметрического подхода в идентификации является работа [90], в котором определены коэффициенты дискретного разностного уравнения с использованием псевдослучайного двоичного сигнала (PRBS) в качестве входного сигнала возбуждения.

Благодаря развитию цифрового управления автонастройка обратной связи для микросхем ШИМ-контроллеров приобрела популярность с середины 00-х годов. Были предложены новые методы онлайн-идентификации микросхем. Большинство из них используют непараметрический подход, так как частотная характеристика и кривая импульсной характеристики обычно достаточны для расчета обратной связи в поведенческой модели. Один из таких вариантов описан в работе [124]. В этой статье предлагается метод кросс-корреляции для

идентификации импульсной характеристики с использованием псевдослучайного двоичного сигнала в качестве входного сигнала возбуждения. Затем частотный отклик малого сигнала получают путем применения анализа Фурье к импульсному отклику. При использовании этого метода требуемое время для получения частотной характеристики значительно сокращается по сравнению с классическим методом обычной разверткой переменного тока. Более того, псевдослучайный двоичный сигнал и кросс-корреляция просты для реализации в виде программного кода, что существенно снижает временные затраты. На рис. 1.5 представлен описанный метод.

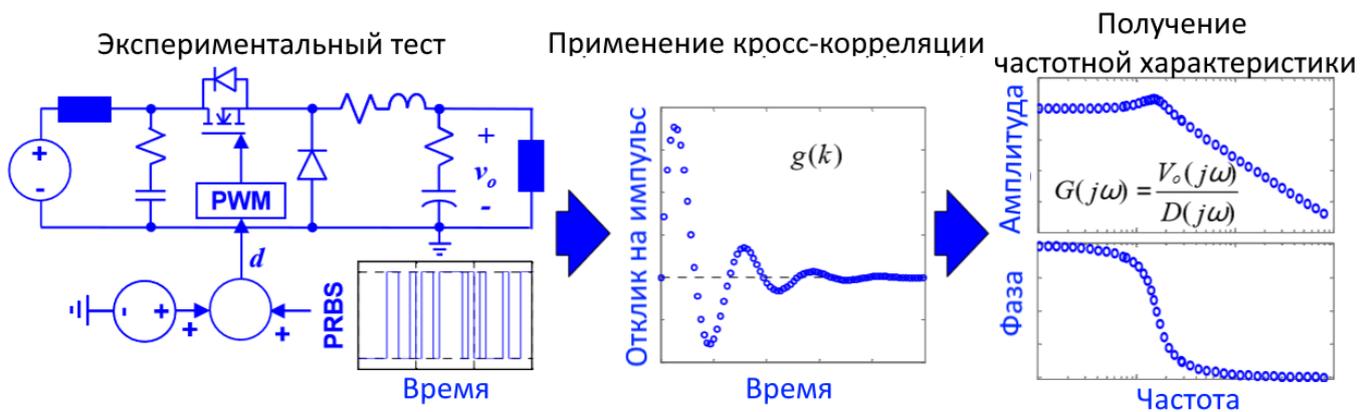


Рис.1.5. Метод идентификации и автоподстройки непараметрической поведенческой модели

Практическая реализация и улучшение метода кросс-корреляции на основе PRBS были предложены в работе [68], соответственно. Метод анализа неопределенности идентификации был описан в работе [119]. Для повышения точности в работах [120, 121] были предложены альтернативные двоичные сигналы, отличные от PRBS, а также методы идентификации на основе спектра.

В работе [111] предложено использовать алгоритм параметрической идентификации для подгонки дискретного рабочего цикла к передаточной функции выходного напряжения в пошаговом тесте.

Импульсные преобразователи, как правило, являются нелинейными системами, так как отношения между управляющей и выходной переменной в

целом зависят от рабочей точки. Следовательно, предыдущие подходы в целом действительны для локальной рабочей точки.

Для того, чтобы создаваемые поведенческие модели адекватно описывали работу преобразователя в большом диапазоне, применяются нелинейные подходы в создании моделей “черного ящика” при их идентификации и автопостроении. Нелинейная авторегрессионная модель с экзогенным входом (NARMAX), состоящая из нелинейного дискретного дифференциального уравнения, была применена в работе [70] для автопостроения поведенческой модели динамики выходного напряжения как понижающего, так и повышающего преобразователя. Так же к нелинейному подходу можно отнести результаты исследования статьи [101], в которой была построена нелинейная непараметрическая поведенческая модель повышающего преобразователя на основе нейронных сетей.

Другим подходом, довольно распространенным в литературе по идентификации и автопостроению систем, является блочно-ориентированное моделирование, которое по существу использует нелинейные статические сети в паре с линейными динамическими сетями (рис. 1.6). Сеть Гаммерштейна используется в работе [62] для моделирования передаточной функции коэффициента заполнения и выходного напряжения повышающего преобразователя. Гибридная сеть Гаммерштейна-Винера применяется для моделирования фотоэлектрического инвертора [110].

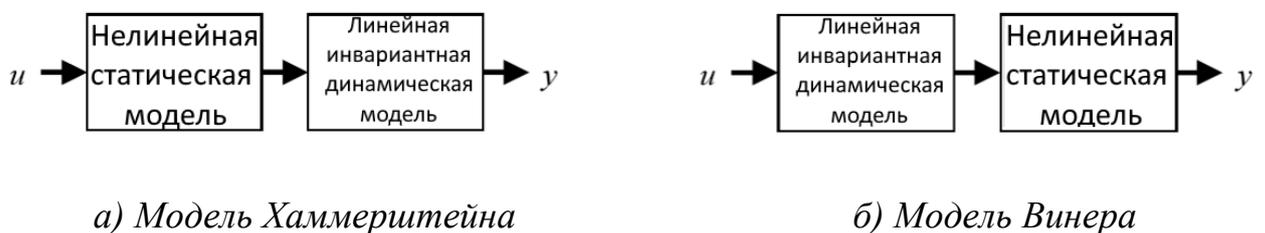


Рис.1.6. Модели Хаммерштейна (а) и Винера (б)

Литература по автопостроению на системном уровне менее обширна, чем литература по автопостроению на преобразовательном уровне. Поведенческое моделирование на системном уровне в ИМС появилось, чтобы упростить анализ

больших систем и ускорить время моделирования. Основной вклад по этой тематике описан в работах [71, 72, 97] на примере крупногабаритных космических энергетических систем (Международная Космическая Станция). В этой работе каждый компонент в энергосистеме моделируется на основании четырехполюсников и сводится к четырехпараметрическим сетям (рис.1.7).

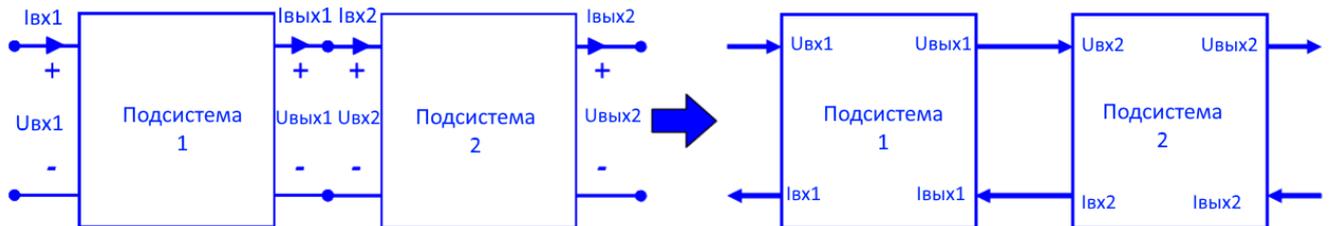


Рис.1.7. Схема перехода от четырехполюсников к четырехпараметрическим сетям

Подсистемы в данном случае могут быть смоделированы двумя способами:

1. Нелинейный подход с учетом режима большого сигнала и дискретности в работе силовых ключей преобразователя: каждый компонент моделируется с использованием уравнений состояния для каждого этапа переключения.

2. Малосигнальный осредненный линейный подход: подсистемы моделируются с помощью четырехполюсника линейных g -параметров, состоящей из «незавершенных» локальных передаточных функций в Лапласовой области: выходное сопротивление $Z_o(s)$, обратное усиление тока $H_i(s)$, восприимчивость $G_o(s)$ и входная пропускная способность $Y_i(s)$ (рис.4.8). Здесь $I_i(s)$, $I_o(s)$ – входные и выходные токи, $U_i(s)$, $U_o(s)$ – входные и выходные напряжения соответственно.

«Незавершенные» передаточные функции подразумевают собой передаточные функции, которые содержат только внутреннюю динамику моделируемых подсистем (т.е. они не зависят от динамики источника и нагрузки). Эти передаточные функции могут быть получены двумя способами:

- осреднение уравнений пространства состояний на основе слабосигнальных возмущений;

- при использовании эксперимента по определению частотного отклика и алгоритма его параметрической идентификации.

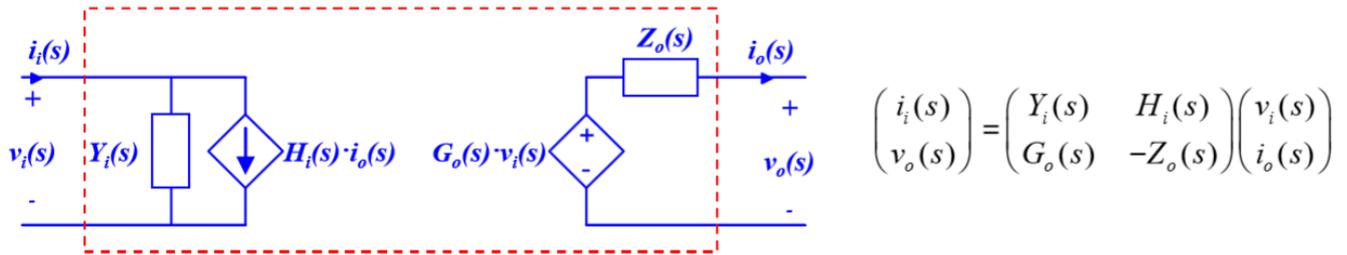


Рис.1.8. Четырехполюсник с G -параметрами

В работах [64–67] были проведены исследования по разработке новых методов автопостроения и идентификации, ориентированных на моделирование на системном уровне и основанных на экспериментальной идентификации. В этих статьях предложены модификации линейной модели g -параметров с целью автопостроения осредненной поведенческой модели на основе предложенных следующих конфигураций.

- *Использование шаблонных структур* (рис. 1.9). Данные структуры предложены для моделирования нелинейностей, проявляющихся в основном на низких частотах. Низкочастотное поведение при постоянной мощности и нагрузке, демонстрируемое на выходе каждым преобразователем с регулируемым выходным напряжением, может адекватно реализовано по структуре на рис.1.9. Выход свертки $H_i * I_o$ масштабируется с помощью нелинейной статической функции, состоящей из справочной таблицы в зависимости от входного напряжения. Такая структура называется структурой Винера [66, 67]. Кроме того, в структуре присутствует источник постоянного тока на выходе для поддержания выходного напряжения в стационарном состоянии, которое в преобразователях с обратной связью по существу определяется внутренним опорным сигналом.

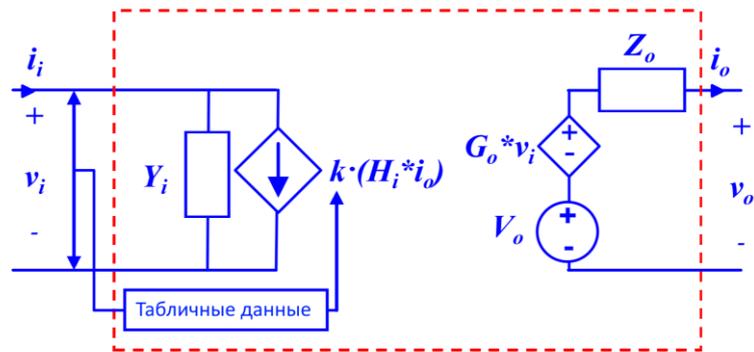


Рис.1.9. Шаблонная структура Винера

• *Локальные линейные модельные сети (LLMN, рис. 1.10).* Данные структуры предложены для моделирования зависимости динамики от рабочей точки в обобщенном виде. Они состоят из набора локальных линейных временных инвариантных моделей, выходы которых объединяются с помощью весовых функций в зависимости от рабочей точки. На рис. 1.10. представлена одномерная структура, состоящая из трех локальных моделей (G_i) и треугольных весовых функций (W_i), управляемых входным сигналом u . Такая структура называется политопной структурой [65].

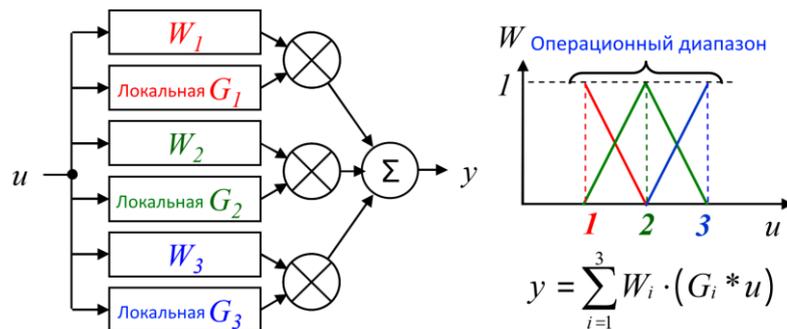


Рис.1.10. Политопная структура

Представленные варианты позволяют найти компромисс между сложностью построенной поведенческой модели и её скоростью расчета. Экспериментально опробованные поведенческие модели получились адекватными для линейных и

медленно переходящих из одного состояния в другое нелинейных динамических систем [64–67]. Тем не менее, предлагаемые структуры не могут быть использованы.

Различные методы абстрагирования линейных систем [63, 87] при автопостроении поведенческих моделей показывают хорошие результаты, при исследовании аналого-цифровых микросхем их применение ограничено в следствие нелинейностей таких систем. Подходы, используемые для моделирования нелинейных систем, основаны на их аппроксимации либо кусочно-линейными, либо полиномиальными функциями. Также при автопостроении используются методы абстрактного моделирования линейных или слабо нелинейных систем [118]. Кусочно-линейная аппроксимация приводит к трудностям при моделировании систем высокого порядка, в то время как кусочно-полиномиальная аппроксимация требует серьезного подхода при выборе входных данных аппроксимации [102]. Автопостроение поведенческих моделей аналоговых схем из данных эксперимента не требует больших дополнительных усилий со стороны разработчика модели.

Известен подход к верификации аналого-цифровых схем путем нахождения конечного числа “трасс” моделирования, достаточных для представления всех “траекторий” системы. Другие подходы включают проверку формальных свойств непосредственно на “трассах” моделирования [107, 108] и автопостроение формальной модели из них, которую можно проанализировать с использованием методов исследования пространства состояний. В работе [75] генерируются конечный автомат (FSM) из набора “трасс” моделирования. Нециклический конечный автомат строится с использованием токов, напряжений и времени в качестве переменных состояния. Пространство состояний системы разделено симметрично на подразделы. Состояние модели определяется после каждого шага приращения относительного времени и округляется до центра соответствующего подраздела состояния. Затем процесс итерационно повторяется до тех пор, пока глобальное время не достигнет указанного максимума.

В работе [69] представлен улучшенный метод для автопостроения поведенческих моделей из результатов экспериментов на реальном объекте. Модели, созданные с использованием представленного метода имеют ограниченную область применения, которая наводит ограничения на их способность заменять фактические схемы в виде абстрактных моделей. В [69] в качестве примера взята модель интегральной схемы фазового интерполятора для иллюстрации проблем, которые существуют в этом методе. Этот же пример используется для демонстрации способностей улучшенного метода решать эти проблемы. Авторы используют логические сети Петри (LPN) в процессе автопостроения моделей.

В работе [69] представлены:

- Метод для представления поведения устройства во временной области с использованием моделей логических сетей Петри (LPN).
- Обобщение результатов использования логических сетей Петри для различных целей моделирования.
- Общий способ трансляции извлеченных моделей логических сетей Петри в поведенческие модели на VHDL и Verilog.

Улучшенный метод реализован в ПО LEMA, и был применен на двух промышленных примерах - фазовом интерполяторе и преобразователе с обратной связью по напряжению. Результат показал, что поведенческие модели функционируют должным образом и адекватно описывают работу устройств.

Встроенный анализатор логических сетей Петри и смешанных сигналов (LEMA) – представляет собой ПО, которое берет “трассы” моделирования цепей аналого-цифровых сигналов и генерирует формальные модели в виде логических сетей Петри и поведенческих моделей в форме Verilog-AMS и VHDL-AMS [102]. Модели логических сетей Петри проходят в LEMA верификацию различными методами. Подход, используемый в LEMA, аналогичен подходу [75].

Пространство состояний делится на области на основе пороговых значений сигналов, которые могут быть предоставлены пользователем или сгенерированы

автоматически. Полученные графики могут быть периодическими, так как глобальное время не является одной из переменных состояния. Так как информация из “трасс” моделирования фиксируется от начала до конца, нигде не останавливаясь, то модели, построенные с помощью ПО LEMA, сохраняют исходные “трассы” моделирования. Используя этот подход, модель учитывает динамическое изменение параметров. Стандартные методы допускают изменения начальных условий и параметров, но эти значения затем фиксируются на время выполнения симуляции. Моделирование модели логических сетей Петри позволяет исследовать систему в диапазонах начальных условий, а также в диапазонах динамически изменяющихся значений параметров. Однако, используя этот метод, количество рассчитываемых “трасс” моделирования, необходимых для автопостроения поведенческой модели, которая дает достаточно адекватный результат в широком диапазоне работы, может быть очень высоким. Соответственно требуются достаточно большие затраты машинного времени.

В работах [84, 85] представлено ПО Sumo Toolbox для автопостроения поведенческих моделей электронных и других типов устройств. Автор предлагает перевести поведенческие модели на абстрактный уровень. Для абстрактного уровня компьютерный симулятор обрабатывает неизвестную многомерную функцию: $f : \Omega \rightarrow C^q$, которая определена в некоторой области $\Omega \subset R^d$ и значения функций которой $Y = \{f(x_1), \dots, f(x_k)\} \subset C^q$ известны в фиксированном наборе попарно различных точек выборки $X = \{x_1, \dots, x_k\} \subset \Omega$. Тогда поведенческая модель является подходящей функцией F^* , которая очень похожа на F и измерена по некоторому критерию ξ , где ξ определяется как функция трех аргументов, состоящая из следующих частей: $\xi = f(\Lambda, \varepsilon, \tau)$.

Λ является оценочным параметром качества модели, то есть функцией, которая присваивает положительную оценку поведенческой модели, где более низкие оценки указывают на более желательную модель. Λ учитывает множество параметров: ошибки в выборках, задержки, перекрестные проверки,

информационный критерий Акаике (AIC) и т. д. Реализация Λ обычно связана с функцией ошибок ε . Хотя Λ задает алгоритм оценки качества модели, такой как перекрестная проверка, ε указывает, какую функцию ошибки следует использовать для вычисления фактического показателя качества, например, средней относительной ошибки или максимальной абсолютной ошибки. Наконец, τ - это целевой показатель качества модели, требуемый пользователем.

Задача поведенческого моделирования (то есть нахождение наилучшего приближения \tilde{f}^*) для данного набора точек данных $D = \{(x_1, f(x_1)), \dots, (x_k, f(x_k))\}$ может быть формально определена как

$$\tilde{f}^* = \arg \min_{t \in T} \arg \min_{\theta \in \Theta} \Lambda(\varepsilon, \tilde{f}_{t, \theta}^*, D), \quad (1.1)$$

Используя данную формализацию (1.1), в работах [84, 85] производится автопостроение в ПО Sumo Toolbox модели интегральной схемы полосоподавляющего фильтра. При этом используются нейронные сети и методы машинного обучения.

В статье [130] представлен процесс построения поведенческой модели импульсного преобразователя с помощью языка Modelica. Общий вид поведенческой модели представлен на рис. 1.11.

Зачастую при построении поведенческих моделей уже существующих устройств используют результаты физического эксперимента. Определение многих параметров микросхем преобразователей (паразитные сопротивления элементов фильтра, индуктивностей и ёмкостей), которые позволили бы построить передаточную функцию анализируемой схемы и создать адекватную поведенческую модель в частотной области работы невозможно произвести вручную, так как интегральная схема достаточно миниатюрна и все элементы скрыты в корпусе.

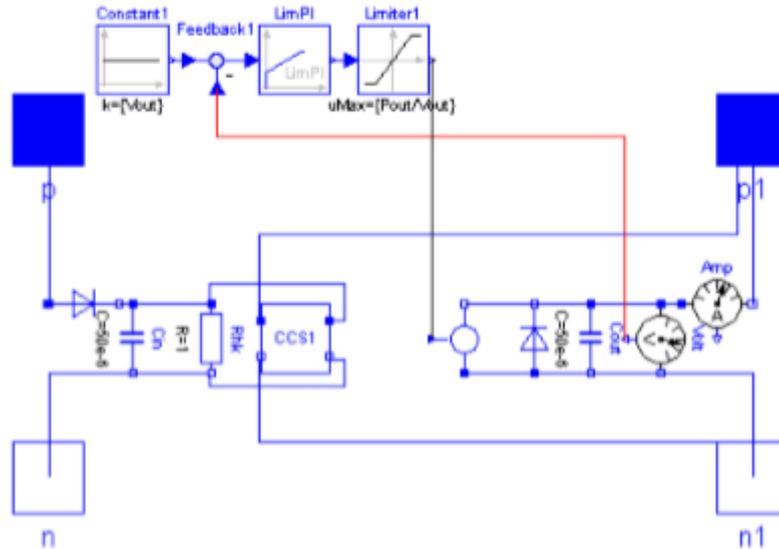


Рис.1.11. Поведенческая модель ИПН в среде Modelica

В работе [88] предложен способ автоматизированной идентификации этих параметров в ходе физического эксперимента. Он основан на теории дискретных состояний преобразователя в определенные моменты и стробоскопическом отображении переменных состояний системы (токов в катушках и напряжениях на конденсаторах). Любой преобразователь можно представить в виде нескольких связанных схем замещения, изменяющихся при коммутациях ключей. Автором работы [88] представлены матрицы постоянных коэффициентов для большинства стандартных вариантов топологий преобразователей. На основе них выведены расчетные выражения для искомых параметров микросхем на примере топологии понижающего преобразователя. Представлен физический эксперимент с реализацией в виде программы расчета на основе полученных с АЦП данных. Полученные параметры могут быть полезны при создании поведенческих моделей, позволяющих учитывать разброс и деградацию элементов микросхемы под действием времени.

В статье [115] представлено ПО для автопостроения поведенческих моделей интегральных схем преобразователей. Автором выбран подход к разработке обобщенных моделей, параметры которых можно получить из справочных данных

(особенно полезных для моделирования коммерческих преобразователей) или эквивалентных тестов (физических экспериментов). Поведенческая модель имеет настраиваемые функции, которые можно активировать или отключить для получения оптимального функционала модели. Это позволяет проводить автопостроение поведенческих моделей с различными уровнями абстракции для использования в методологии проектирования “Сверху вниз”.

Авторами приводятся основные требования к поведенческим моделям [115]:

- Поведенческие модели должны быть независимы от структуры реального устройства.
- Должны создаваться на основе информации, предоставленной производителями в справочных данных или при измерениях в эквивалентных испытаниях.
- Должны создаваться в соответствии с требованиями пользователя для каждого теста.
- Оптимизированы по скорости расчета.
- Реализованы в VHDL-AMS или аналогичных языках.

Согласно [115] ключевым элементом такого подхода к автопостроению является выбор структуры модели на основе топологии схемы и имеющихся знаний о её поведении. Сперва модель строится на основе статических базовых соотношений (при условии неограниченной ширины полосы управления), а затем добавляются дополнительные элементы, отражающие динамическое поведение: момент запуска, динамика скольжения выходного напряжения, отработка защит и плавного пуска.

Статическая модель представлена на рис.1.12.

Эта модель предполагает, что преобразователь мгновенно достигает установившихся условий, поэтому напряжение одного выхода можно выразить как:

$$U_{\text{вых}} = U_0 + f_v(U_{\text{вх}}) - f_z(I_{\text{вых}}). \quad (1.2)$$

Входной ток преобразователя получается из уравнения баланса мощности:

$$i_{\text{вх}} = \frac{1}{\eta(U_{\text{вх}}, I_{\text{ввых}})} \times \frac{U_{\text{ввых}} \cdot I_{\text{ввых}}}{U_{\text{вх}}} \quad (1.3)$$

Функция КПД η и влияние входного напряжения и выходного тока на выходное напряжение можно определить с помощью справочных таблиц. Основным недостатком является то, что функция требует двухпараметрической справочной таблицы, которая требует значительных вычислительных мощностей и может привести к проблемам сходимости итоговой поведенческой модели. Одним из достаточно точных решений может быть выражение двумерпараметрической справочной таблицы с помощью осреднения из двух однопараметрических справочных таблиц следующим образом:

$$\eta(U_{\text{вх}}, I_{\text{ввых}}) = \eta_0 + \Delta\eta_v(U_{\text{вх}}) + \Delta\eta_i(I_{\text{ввых}}), \quad (1.4)$$

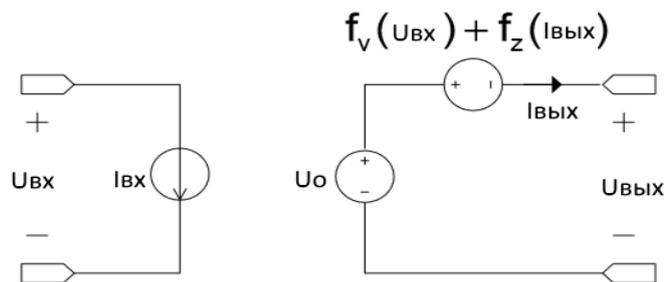


Рис.1.12. Статическая модель ИС

Следующей ступенью является создание высокосигнальной динамической модели (рис.1.13). Исключая влияние частоты коммутации и других динамических эффектов высокого порядка (бифуркаций, нелинейностей элементов), высокосигнальная динамическая модель может быть сведена к статической модели.

Информация, которая используется для построения данной модели может быть взята в справочных данных или получена в ходе эксперимента (к примеру данные о пусковом токе и переходных процессах). Динамическая модель основана на структуре Винера-Хаммерштейна, в этом случае модель определяется тремя блоками, где первый представляет входное сопротивление преобразователя, второй

– статическую модель, а третий – выходное сопротивление. Значения компонентов, составляющих динамическую модель, рассчитываются с использованием численных методов для адекватности динамического отклика модели.

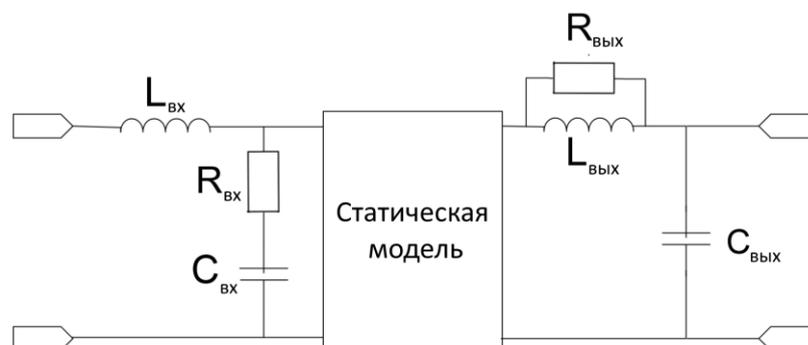


Рис.1.13. Динамическая модель ИМС ИПН

Управляющие сигналы и защита играют важную роль в стабилизации работы преобразователя. Следующим уровнем абстракции является событийная поведенческая модель. Используя возможности симуляторов аналого-цифровых сигналов, управляемое событиями поведение реализуется в виде конечного автомата, где для каждого состояния используется различный набор уравнений. В этой модели реализованы следующие функции: защита входного напряжения, защита от превышения выходного напряжения, защита от перегрева и дистанционное управление. Модель также учитывает задержки при включении и выключении.

Дополнительно к этому стоит учитывать поведение преобразователя в мультифизическом аспекте, а конкретно – тепловые процессы в модели. Тепловая модель основана на параметрах, заданных производителем, таких как удельное тепловое сопротивление и теплоемкость. Тепловая модель аппроксимируется уравнением первого порядка, которое моделирует постепенный нагрев преобразователя. Схема, используемая для моделирования тепловой модели, показана на рис. 1.14.

Для реализации автопостроения такой модели в [115] представлено ПО Cad Tool. Это ПО упрощает сбор параметров и создает модель в соответствии с предоставленными данными или уровнем абстракции, подходящим для каждого теста.

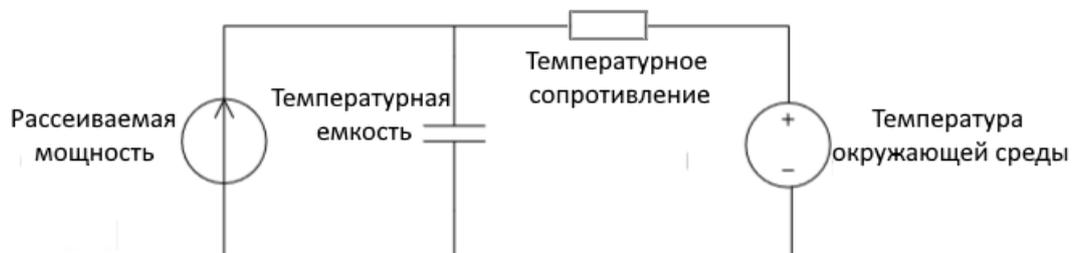


Рис.1.14. Температурная модель ИМС

В статье [136] описана автоматизация разработки поведенческой модели интегральных схем преобразователей для авионики. Опираясь на статьи [109] предложена поведенческая модель для преобразователя постоянного тока на основе структуры Винера-Хаммерштейна и реализована в программном комплексе [115] для автогенерации поведенческих моделей.

На этапе построения поведенческих моделей может быть использован непараметрический подход к их созданию с помощью регрессии Гауссовского процесса. Для автопостроения используется метод NARX (нелинейная авторегрессивная экзогенная модель). Записанные данные входов/выходов сохраняются в виде матрицы и используются для генерации программного кода на языках поведенческого моделирования. Полученная модель может прогнозировать состояние выходов во времени, а также определять достоверность прогнозирования. Используя представление функций временных рядов в такой модели имеется возможность изменять размер истории входов или обратной связи на выходе и сразу видеть влияние на точность модели, наблюдая изменение доверительных интервалов. Экспериментально обнаружено, что при использовании более 5 наборов истории поведения входов можно достаточно точно провести автопостроение поведенческой модели ИМС во временной области

для большого числа устройств, и что обратная связь по выходу необходима только тогда, когда производится моделирование очень сложного нелинейного поведения.

На основе анализа можно определить подход к синтезу ПМ ИМС ИПН как комбинации принципов непараметрических и параметрических методов, применительно к единой шаблонной структуре мультидисциплинарной обобщенной математической модели, позволяющей учесть нелинейный характер процессов, протекающих в ИМС ИПН.

1.4. Выводы

1. Для автопостроения поведенческих моделей необходимы исходные данные, которые можно получить из справочных данных производителя или в ходе ряда экспериментов, в том числе по определению отклика на частотные и амплитудные возмущения.

2. Важным этапом автопостроения является идентификация модели и для её проведения предложены подходы как с использованием параметрических, так и непараметрических моделей.

3. Одними из часто используемых моделей для автопостроения поведенческих моделей преобразователей являются блочно-ориентированные модели, например, модели Винера-Хаммерштейна, так как они позволяют разделить систему на линейную и нелинейную части.

4. Выделяются два аспекта постановки задачи исследований. Первый аспект связан с формированием поведения объекта моделирования во временной и частотной области с учетом его нелинейности и импульсного характера. Вторым аспектом - ММ должна быть ориентирована на автопостроение, что позволит выполнить экстракцию ее структуры и параметров с меньшими вычислительными затратами. Это доказывает необходимость разработки математического метода и алгоритма интерпретации экспериментальных данных, полученных на основе тестовых воздействий на исследуемую ИМС ИПН и формирующих ее динамический отклик.

5. Определен подход к синтезу ПМ ИМС ИПН как комбинации принципов непараметрических и параметрических методов, применительно к единой шаблонной структуре мультидисциплинарной обобщенной математической модели, позволяющей учесть нелинейный характер процессов, протекающих в ИМС ИПН. Это доказывает необходимость разработки математического метода и алгоритма интерпретации экспериментальных данных, полученных на основе тестовых воздействий на исследуемую ИМС ИПН и формирующих ее динамический отклик.

ГЛАВА 2. МАТЕМАТИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ДИНАМИЧЕСКИХ ПРОЦЕССОВ, ХАРАКТЕРИЗУЮЩИХ ПОВЕДЕНИЕ ИНТЕГРАЛЬНЫХ МИКРОСХЕМ ИМПУЛЬСНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ НАПРЯЖЕНИЯ (ИМС ИПН)

2.1. Типовые структуры ИМС ИПН

С учетом постановки задачи исследования необходимо синтезировать модель ИМС ИПН, отражающую внешнее поведение объекта моделирования во временной области. Такая модель должна учитывать импульсный характер сигналов, протекающих во внешних выводах микросхемы, и нелинейный характер внутренних взаимосвязей структуры объекта. Иными словами, ИМС ИПН как объект моделирования обладает существенными нелинейными зависимостями, характеризующимися функциями с разрывом первого рода.

На современном этапе развития науки существуют значительные трудности при построении моделей подобных объектов при наличии в качестве исходных данных временных зависимостей внешних сигналов импульсного характера с применением методов машинного обучения, как-то нечеткие множества, классические нейронные сети, нейронные свёрточные сети и др. В данной работе предлагается решить поставленную задачу с использованием наиболее важной информации о функциональной структуре ИМС ИПН.

Номенклатура предлагаемого в качестве примера к рассмотрению класса ИМС ИПН, выпускаемых промышленностью, представлена широким ассортиментом изделий. Поэтому для их рассмотрения в целях последующей классификации и анализа рассмотрены наиболее характерные представители класса ИМС ИПН, обладающее специфическими особенностями их функциональных схем.

На рис.2.1 представлена функциональная схема ИМС ИПН LM2596 компании Texas Instruments. Типовой схемой включения для данной микросхемы

является ИПН понижающего типа с классическим управлением по сигналу обратной связи, формируемом напряжением на нагрузке. С точки зрения формирования ПМ основными блоками функциональной схемы являются: делитель напряжения сигнала обратной связи β , блок сигнала задания $U_{оп}$, усилитель сигнала ошибки P-p, генератор пилообразного напряжения Γ и сигнала тактирования, ШИМ-компаратор НО, триггер-защелка, блоки тепловой и токовой защиты ТК и один или два силовых ключа, коммутирующих по цепи входного напряжения высокого потенциала относительно общего вывода ИМС внешнюю относительно ИМС силовую часть, содержащую силовой LC-фильтр и нагрузку.

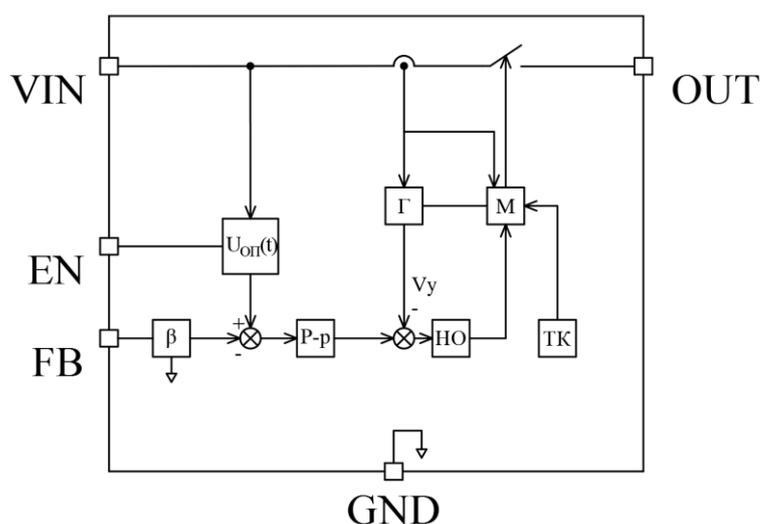


Рис.2.1. Функциональная схема ИМС ИПН LM2596

Функциональная схема ИМС ИПН LM2676 того же производителя (рис. 2.2.) структурно во многом повторяет LM2596 и отличается следующим:

- типом ключевого транзистора;
- дополнительным внешним выводом SBOOST, к которому подключается дополнительный внешний конденсатор, позволяющий включить силовой MOSFET-ключ в схеме с высоким потенциалом в его стоковой цепи;
- наличием компенсации коэффициента усиления сигнала ошибки ОС в зависимости от уровня входного напряжения.

ИМС ИПН LT1076 (рис.2.3) фирмы Linear Technologies также структурно похожа на предыдущие ИМС и качественно отличается следующим:

- наличием зависимости частоты коммутации силового ключа от уровня сигнала ОС;
- наличием внешнего вывода ИМС, позволяющем управлять уставкой блока токовой защиты в сторону.

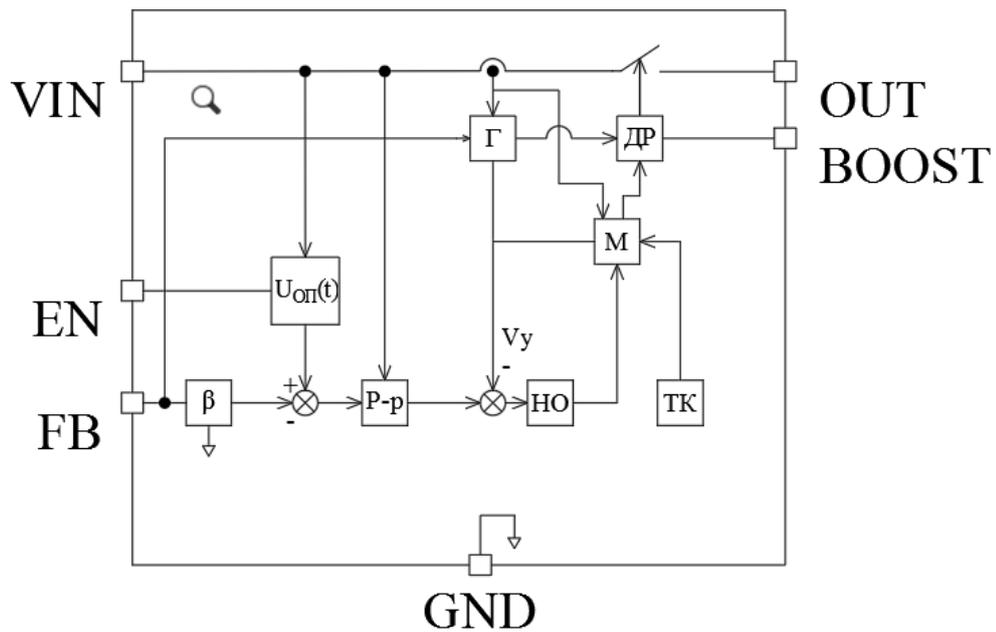


Рис.2.2. Функциональная схема ИМС ИПН LM2676

Другим существенным структурным отличием в микросхемах ИПН является наличие так называемого токового управления, которое зачастую позволяет улучшить характеристики ИПН в целом с точки зрения его устойчивости к возмущениям со стороны нагрузки и входного питающего напряжения. Указанным свойством, например, обладают следующие ИМС: ADP3050 фирмы Analog Devices (рис. 2.4), MP2012 (рис. 2.5) и MP4460 (рис. 2.6) фирмы Monolithic Power Systems.

Перечисленные ИМС позволяют применением внешних, относительно микросхемы, элементов общей схемы ИПН корректировать ЛАЧХ усилителя сигнала ОС по напряжению. Однако в ИМС MP2012 для этих целей применяется основной вывод микросхемы FB, а в ИМС ADP3050 и MP4460 для чего существует

дополнительный вывод компенсации ЛАЧХ усилителя сигнала ОС по напряжению. В таком случае этот вывод выступает в качестве зависимого источника тока.

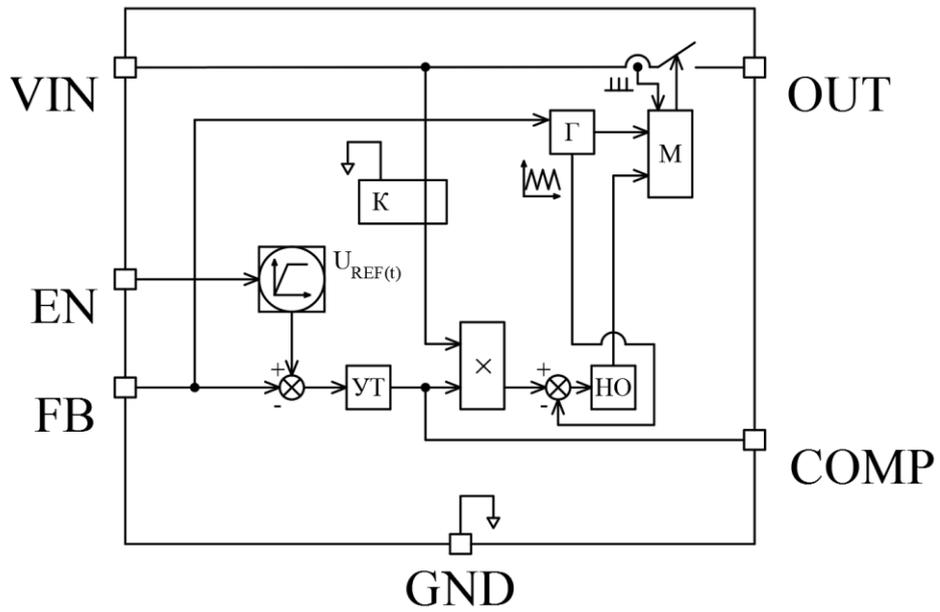


Рис.2.3. Функциональная схема ИМС ИПН LT1076/LT1074

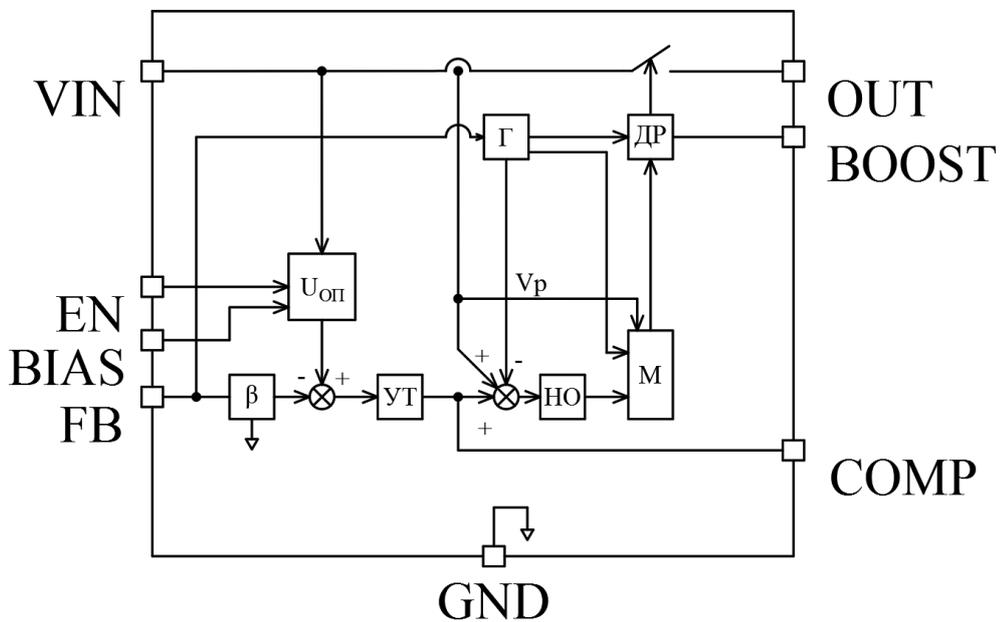


Рис.2.4. Функциональная схема ИМС ИПН ADP3050

ИМС ИПН МР2012 имеет структурные отличия в отношении выходной силовой цепи ИМС, т.к. в ней содержится дополнительный коммутирующий силовой ток транзистор, выполняющий функции диода (который подключается в предыдущих типах ИМС ко внешнему выводу) и получивший название «синхронный выпрямитель».

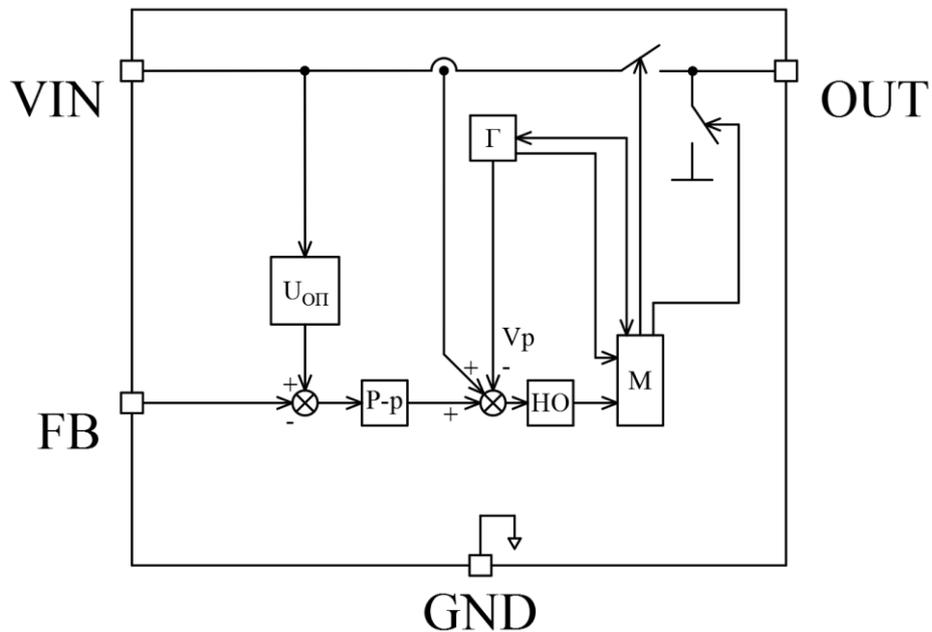


Рис.2.5. Функциональная схема ИМС ИПН МР2012

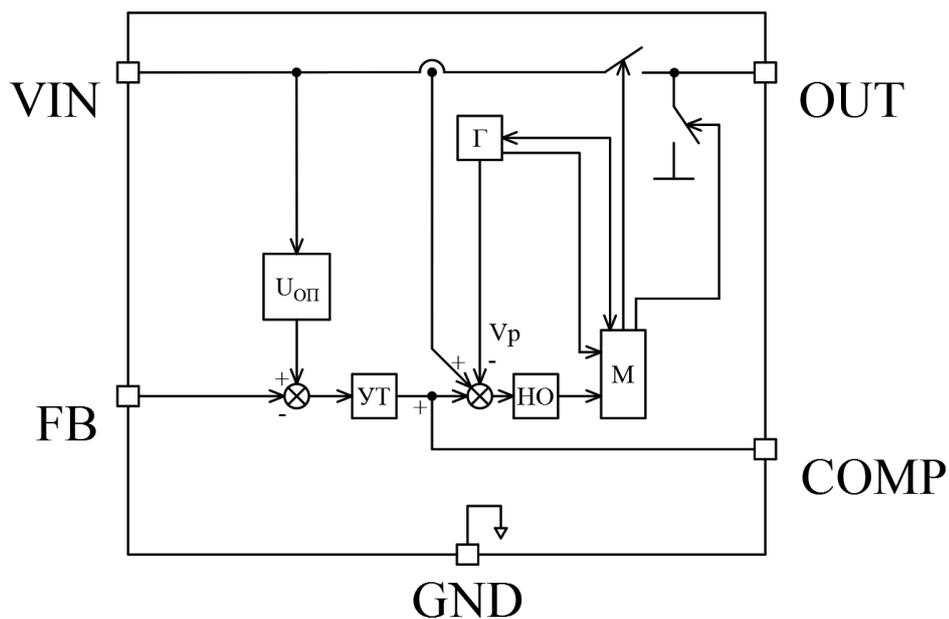


Рис.2.6. Функциональная схема ИМС ИПН МР4460

Внутренняя структура ИМС ИПН LT1372 (рис. 2.7) фирмы Linear Technologies отличается от предыдущих тем, что силовой ключ коммутирует внешние силовые элементы ИПН относительно цепи внешнего вывода GND, подключенного к общему проводу, т.к. типовой схемой включения данной микросхемы является схема повышающего непосредственного импульсного преобразователя напряжения.

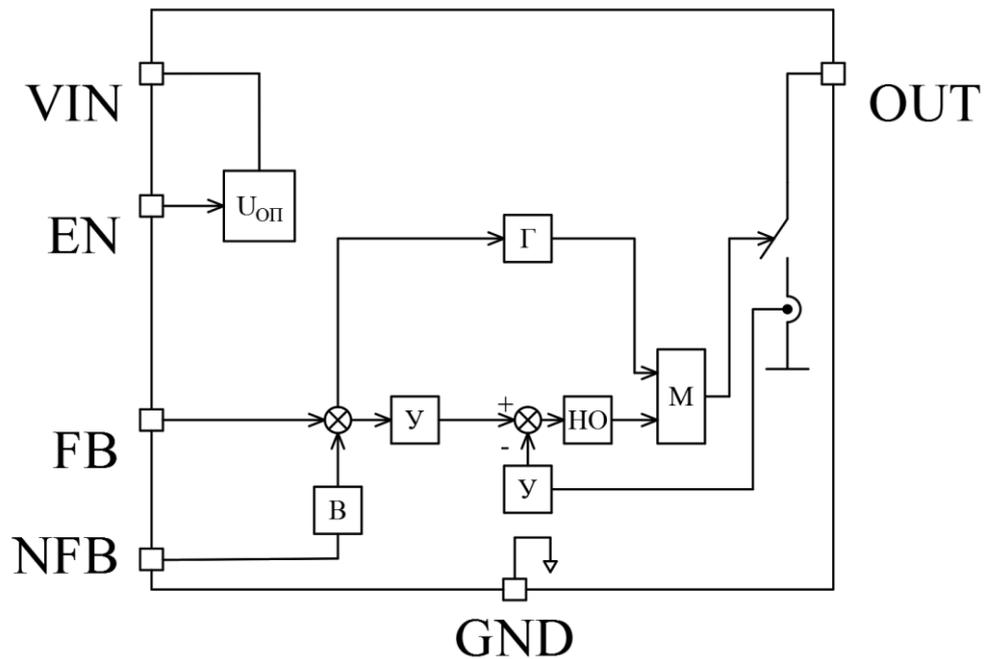


Рис.2.7. Функциональная схема ИМС ИПН LT1372

Для минимизации вычислительных затрат при выполнении расчета на ЭВМ предлагается минимизировать расчетную полную электрическую схему ИМС ИПН посредством организации аналоговой части только для электрических интерфейсов пинов микросхемы. Учет внешнего теплового воздействия при этом возможно осуществлять посредством дополнительного интерфейса модели, не имеющего физического аналога в качестве конкретного пина микросхемы. При этом подключенная к указанным интерфейсам внутренняя функциональная модель описывается аналитическими и алгоритмическими зависимостями, и в частности с использованием типовых структур элементов нелинейного и линейного типа, из которых первые являются статическими, а вторые- динамическими.

2.2. Функциональная структура обобщенной модели ИМС ИПН

Проведенный анализ видов ИМС ИПН, выпускаемых отечественной и зарубежной промышленностью, показывает возможность выделения в их структуре построения общих признаков. Это, в свою очередь, дает основания для их классификации и дальнейшего формирования набора типовых элементов структуры, необходимого для составления общей модели для широкого класса ИМС ИПН.

Базовый принцип построения общей модели заключается в разделении модели на интерфейсную и основную часть [137] (рис. 2.8). В основной части модели реализуются зависимости для параметров модели, которые опосредованно связаны с электрическим током и напряжением в выводах микросхемы. Интерфейсная часть вводится для формирования требуемого поведения модели относительно физических выводов микросхемы, для которых применяются зависимости для двусвязных параметров электрического тока и напряжения с общих позиций теории электрических цепей.



Рис.2.8. Структурная схема обобщенной модели ИМС ИПН

В функциональной структуре ИМС ИПН можно выделить следующие основные элементы (см. рис. 2.9.): силовая выходная (аналоговая) часть, слаботочная (аналоговая) часть, в которую входят усилитель ошибки, блок реализации алгоритма работы ИМС ИПН и некоторые другие блоки, которые приведены на рис. 2.9.

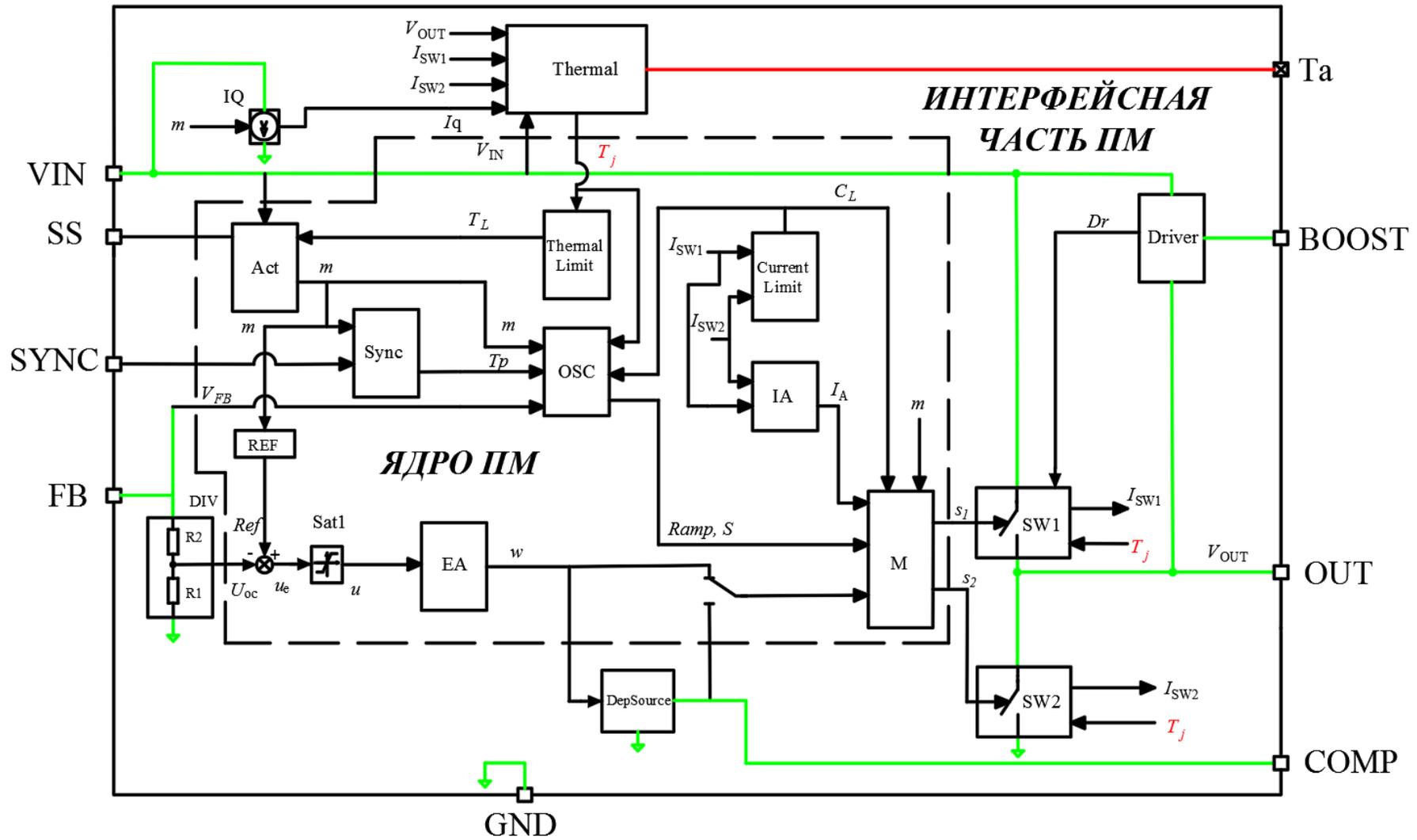


Рис.2.9. Функциональная схема обобщенной модели ИМС ИПН

Дополнительно, также с общих позиций, следует отметить, что элементы силового фильтра (дроссель и конденсатор) импульсного преобразователя практически во всех вариантах исполнения различных ИМС ИПН исключаются. Таким образом, считается обоснованным их исключение из обобщенной модели.

Функциональная структура обобщенной модели приведена на рис.2.9. На нем внутренние связи, относящиеся к интерфейсной части, выделены цветом.

С точки зрения построения обобщенной ПМ классификация ИМС ИПН может быть выполнена по следующим основным отличительным признакам.

Классификация по базовой схеме построения силовой части DC-DC преобразователя:

- микросхемы ИПН на базе DC-DC преобразователя понижающего типа;
- микросхемы ИПН на базе DC-DC преобразователя понижающего типа с применением ключа синхронного выпрямителя;
- микросхемы ИПН на базе DC-DC преобразователя повышающего типа.

Отсюда следует, что универсальная силовая составляющая интерфейсной части в структуре обобщенной ПМ (см. рис.2.9) может быть реализована на базе двух ключевых элементов (SW1, SW2) и блока драйвера (Driver) «верхнего» ключа SW1. Характеризующими параметрами блоков SW1 и SW2 являются сопротивление ключа в открытом и закрытом состоянии, падение напряжения на открытом ключе. Характеризующими параметрами блока Driver является значение тока подзарядки внешнего конденсатора, подключенного к выводу BOOST, и напряжение ограничения в режиме подзарядки на холостом ходу.

По схеме построения усилителя ошибки (УО) ИМС ИПН подразделяются следующим образом:

- 1) с регулированием по выходному напряжению;
- 2) с регулированием по выходному напряжению с дополнительным токовым управлением;
- 3) с внешним выводом частотной компенсации;

4) с коррекцией по величине входного напряжения для преобразователя напряжения.

Во втором случае токовый сигнал может быть как аддитивной добавкой сигнала напряжения, так и формирующим пилообразное напряжение компаратора блока модулятора М.

Дополнительно по наличию ограничений в блоке УО выделяются ИПН:

- с ограничением входного сигнала рассогласования УО;
- с ограничением выходного сигнала рассогласования УО.

Таким образом в структурной схеме на рис. 2.9. введены блок делителя сигнала обратной связи DIV, блок опорного напряжения REF, блоки ограничения сигнала рассогласования по входу УО SAT1 и его выходу Sat2, зависимый источник DepSource, подсоединенный своим выходом к выводу COMP, блок коррекции по величине входного напряжения VINcomp и два блока усилителей-регуляторов напряжения EA и ток IA.

Блоки DIV и DepSource таким образом относятся к слаботочной составляющей интерфейсной части общей модели.

Для данной части структурной схемы характеризующими параметрами блоков являются:

- для блока DIV – коэффициент деления и входное сопротивление по выводу FB микросхемы;
- для блока REF – величина опорного сигнала (или напряжение источника опорного напряжения);
- для блоков Sat1 и Sat2 - уставки ограничений;
- для блока VINcomp – коэффициенты коррекции и пороговые значения входного напряжения, с которого данные коэффициенты учитываются в работе УО;
- для блока DepSource – выходное сопротивление и проходная проводимость;
- для блоков EA и IA – частотные характеристики и статический коэффициент передачи.

В случае отсутствия у микросхемы вывода COMP выход блока Sat2 непосредственно присоединяется к входу блока М (данная связь не отображена на рис. 2.9, чтобы не загромождать схему), а блок DepSource исключается.

По принципу работы блока генератора микросхемы ИМС ИПН классифицируются следующим образом:

- с фиксированной частотой;
- с фиксированной частотой в рабочем установившемся режиме и переменной частотой в режиме запуска или при срабатывании защиты по току;
- с фиксированной частотой в рабочем установившемся режиме и изменяемой частотой в зависимости от напряжения на входе в УО;
- с возможностью внешней синхронизации.

Таким образом, в структуре ПМ на рис. 2.9 присутствует блок внутреннего генератора OSC, который имеет соответствующие управляющие связи по сигналу обратной связи, связи с блоком запуска Startup, блоком внешней синхронизации SYNC, блоком ограничения по току.

Характеризующими параметрами блока синхронизации OSC являются: частота генератора в рабочем режиме, функциональная зависимость частоты от напряжения на выводе обратной связи FB, частота при срабатывании защиты по току.

По принципу работы блока модулятора М для класса широко распространенных ИМС ИПН можно выделить в качестве общего свойства применение ШИМ 2-го рода, и по различным свойствам классифицировать блоки ШИМ следующим образом:

- с регулированием по фронту, заднему или переднему (первый вариант наиболее часто используется);
- с регулированием по обоим фронтам (симметричная ШИМ).

Таким образом, блок формирования ШИМ-сигнала (на рис.2.9. это блок М) должен предусматривать указанные варианты работы.

По основным видам специальных задержек выделяются ИМС ИПН:

- с задержкой по включению-выключению микросхемы в рабочий режим;
- с задержкой по сигналу синхронизации;
- с задержкой бланкирования (внутритактовая задержка реакции на входной сигнал блока УО IA, которая свойственна микросхемам, ориентированных на схему повышающего DC-DC преобразователя в качестве типовой схемы включения).

Для упрощения схемы на рис.2.9 данные задержки не приведены.

По виду наличия ряда защитных ограничений ИМС ИПН можно классифицировать следующими видами:

- с токовым ограничением без изменения частоты;
- с токовым ограничением с изменением частоты;
- с токовым ограничением с понижением коэффициента заполнения импульса выходного силового ключа.

Для учета этого в структуре модели на рис. 2.9 присутствует блок ограничений Limit, который имеет соответствующие связи с величиной выходного тока силового ключа и блоком модулятора. Характеризующими параметрами блока Limit являются уставка ограничения по току, зависимость частоты от выходного тока, зависимость коэффициента заполнения от выходного тока.

По принципу работы блока запуска выделяются ИМС ИПН следующих типов:

- с резкой подачей опорного напряжения;
- с плавной подачей опорного напряжения;
- с регулированием частоты генератора.

При этом в качестве общих свойств блока запуска для многих ИМС ИПН, является наличие гистерезиса по сигналу запуска от внешнего вывода микросхемы SS и активация его работы при соответствующем напряжении питания микросхемы на выводе VIN.

Таким образом, структура модели на рис. 2.9 включает блок запуска Startup. Характеризующими его параметрами являются: время нарастания опорного напряжения, длительность запуска, зависимость частоты от времени, характеризующая процесс включения микросхемы.

Также необходимо отметить, что в целях упрощения структурная схема на рис. 2.9 не включает в себя дополнительные элементы, обеспечивающие основные электрические входные сопротивления по выводам микросхемы в различных режимах ее работы.

Более детально перечень характеризующих параметров приведен далее при описании ММ блоков и алгоритмов работы.

2.3. Математическое моделирование элементов обобщенной модели

ИМС ИПН

Предварительный анализ разнообразной номенклатуры выпускаемых отечественной и зарубежной промышленностью ИМС ИПН показывает возможность выделения в них наиболее часто встречающихся элементарных типовых структур (типовых блоков), для описания которых необходимо рассмотреть их частичные математические модели, что далее позволяет сформировать единую ММ ИМС ИПН.

2.3.1. Блок генератора «OSC»

Блок генератора в составе ИМС ИПН формирует два типовых периодических сигнала: прямоугольный (стробирующий) и линейно нарастающий (или пилообразный). Для второго типа сигнала существуют три варианта: линейно нарастающий, линейно-падающий и пилообразный сигнал треугольной формы(рис.2.10).

Эти сигналы описываются в базисе кусочно-линейных разрывных функций [27].

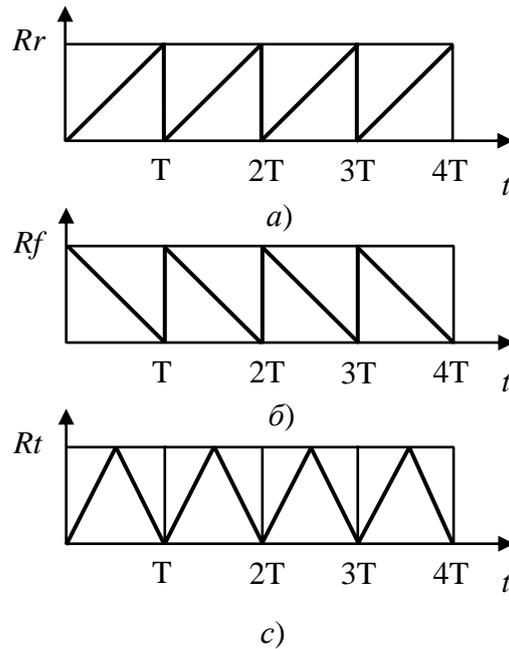


Рис.2.10. Виды сигналов блока генератора

Линейно-нарастающий пилообразный сигнал:

$$Rr(t) = R_{\min} + Rampl \cdot (t/T - E(t/T)) = R_{\min} + Rampl \cdot \theta(t/T), \quad (2.1)$$

где $E(t/T)$ – целочисленная функция, или функция Антье; t – время; T – период частоты коммутации ИПН; $\theta(t/T)$ – функция дробной части числа; R_{\min} – минимальное значение сигнала; $Rampl$ – удвоенное значение амплитуды пилообразного сигнала.

Линейно-падающий пилообразный сигнал:

$$Rf(t) = R_{\min} + Rampl \cdot [1 - \theta(t/T)]. \quad (2.2)$$

Пилообразный сигнал треугольной формы:

$$Rt(t) = R_{\min} + Rampl \cdot 2 \cdot \left| \theta(t/T) - \frac{1}{2} \right|. \quad (2.3)$$

В случае необходимости учета ненулевого времени перехода ИМС из деактивированного режима в рабочий, или учета фазового сдвига, например, при наличии сигнала внешней синхронизации, данные зависимости модифицируются путем введения временной задержки τ . Таким образом, например, для линейно-нарастающего пилообразного сигнала применимо:

$$Rr^*(t) = R_{\min} + R_{\text{ampl}} \cdot \theta \left(\frac{t - \tau}{T} \right) \quad (2.4)$$

где τ – время чистого запаздывания.

Стробирующий сигнал в ММ, формируется на основе пилообразного. Так стробирующий сигнал, формируемый из линейно-нарастающего сигнала, с расположением импульса в начале периода коммутации:

$$S1 = \begin{cases} 1, & \text{если } Rr \geq th, \\ 0, & \text{если } Rr < th. \end{cases} \quad (2.5)$$

где th – пороговое значение, которое определяет ширину стробирующего импульса, что для некоторых случаев ММ ИМС ИПН связывается с граничными значениями коэффициентов заполнения импульса реализуемой в микросхеме ШИМ.

Выражение (2.5) перепишем в компактной форме с использованием функции индикации знака числа $sign()$

$$S1 = \frac{1}{2} \cdot [1 + sign(Rr - th)]. \quad (2.6)$$

Стробирующий сигнал с расположением импульса в конце периода коммутации:

$$S2 = \begin{cases} 1, & \text{если } Rf \geq th, \\ 0, & \text{если } Rf < th. \end{cases} \quad (2.7)$$

Или то же в компактном виде:

$$S2 = \frac{1}{2} \cdot [1 + sign(Rf - th)]. \quad (2.8)$$

Стробирующий сигнал, для которого интервал времени его существования охватывает время до и после момента резкого спада линейно-нарастающего пилообразного сигнала, может быть представлен суммой зависимостей (2.6) и (2.8)

$$S = S1 + S2. \quad (2.9)$$

Влияние температуры кристалла Tj на период частоты коммутации ИПН описывается с помощью полиномиальной зависимости третьего порядка в виде:

$$T = f_T(Tj) = a_3 \cdot Tj^3 + a_2 \cdot Tj^2 + a_1 \cdot Tj + a_0, \quad (2.10)$$

где T_j – температура кристалла; a_0, a_1, a_2, a_3 – постоянные коэффициенты полиномиальной зависимости.

Взаимосвязь периода коммутации и уровня сигнала обратной связи по напряжению V_{FB} с учетом (2.10) выражается в виде

$$T = \begin{cases} f_T(T_j), & \text{если } V_{FB} \geq V_{FB, th2}, \\ f_T(T_j) + K \cdot (V_{FB, th2} - V_{FB}), & \text{если } V_{FB, th1} < V_{FB} < V_{FB, th2}, \\ f_T(T_j) + K \cdot V_{FB, th2}, & \text{если } V_{FB} < V_{FB, th1}, \end{cases} \quad (2.11)$$

где $V_{FB, th1}$ и $V_{FB, th2}$ – соответственно нижний и верхний ограничительный уровень напряжения V_{FB} , соответствующие частотно зависимому диапазону блока генератора; K – статический коэффициент взаимосвязи с V_{FB} , определяемый по выражению

$$K = \frac{\Delta T}{V_{FB, th2} - V_{FB, th1}}, \quad (2.12)$$

где ΔT – полное изменение периода частоты коммутации в частотно зависимом диапазоне блока генератора при нормальной температуре.

Активное состояние блока генератора, при котором значения $Ramp$ и S не нулевые соответствует значению вычисляемого условия A_0

$$A_0 = m \wedge \overline{T_L}, \quad (2.13)$$

где m – логическая переменная активации рабочего режима ИМС ИПН; T_L – логическая переменная наличия превышения температуры кристалла микросхемы.

2.3.2. Блок усилителя ошибки сигнала обратной связи по напряжению «ЕА» тракта регулятора

Блок усилителя ошибки обратной связи по сигналу напряжения является инерционным во времени объектом и его движение может быть для большинства ИМС ИПН описано линейным дифференциальным уравнением четвертого порядка в совокупности с тремя нелинейными статическими уравнениями.

Дифференциальное уравнение линейной инерционной части этого блока усилителя для случая нулевых начальных условий, представляется в следующем виде:

$$n_3 \frac{d^3 w}{dt^3} + n_2 \frac{d^2 w}{dt^2} + n_1 \frac{dw}{dt} + n_0 w = \frac{d^4 u}{dt^4} + m_3 \frac{d^3 u}{dt^3} + m_2 \frac{d^2 u}{dt^2} + m_1 \frac{du}{dt} + m_0 u, \quad (2.14)$$

где w и u – выходной и входной сигнал линейной части, n и m – постоянные коэффициенты, определяющие поведение линейной части блока усилителя в динамике.

Или тоже, обозначив выход w как y , а x – переменные состояния, в нормальной форме Коши и в матричной форме можно представить

$$\begin{cases} \frac{dx_1}{dt} = x_2, \\ \frac{dx_2}{dt} = x_3, \\ \frac{dx_3}{dt} = x_4, \\ \frac{dx_4}{dt} = -m_0 \cdot x_1 - m_1 \cdot x_2 - m_2 \cdot x_3 - m_3 \cdot x_4 + u; \end{cases} \quad (2.15)$$

$$y(t) = n_3 \cdot x_4(t) + n_2 \cdot x_3(t) + n_1 \cdot x_2(t) + n_0 \cdot x_1(t).$$

$$\begin{aligned} \frac{d\mathbf{X}_r(t)}{dt} &= \mathbf{A}_r \cdot \mathbf{X}_r(t) + \mathbf{B}_r \cdot \mathbf{U}_r(t), \\ \mathbf{Y}_r(t) &= \mathbf{C}_r \cdot \mathbf{X}_r(t). \end{aligned} \quad (2.16)$$

Уравнение (2.14) можно переписать, применяя преобразование Лапласа путем замены дифференциала $\frac{d}{dt}$ на оператор Лапласа p , что также может применяться при технической реализации данного блока:

$$W(p) = \frac{n_3 p^3 + n_2 p^2 + n_1 p + n_0}{p^4 + m_3 p^3 + m_2 p^2 + m_1 p + m_0} = \frac{N(p)}{M(p)}, \quad (2.17)$$

где p – оператор Лапласа.

Коэффициенты m_0 и n_0 при этом характеризуют статический коэффициент передачи этого блока, который при бесконечно малом изменении во времени входного сигнала блока составляет:

$$K_{cm} = \frac{n_0}{m_0}. \quad (2.18)$$

2.3.3. Блоки ограничения уровня сигнала «Sat1» и «Sat2» тракта регулятора

Статические функции ограничения сигнала этого блока по входу v_s и выходу u_s представляются в виде кусочно-линейной функции:

$$u = \begin{cases} u_s, & \text{если } \text{sat}_{1,\min} \leq u_s \leq \text{sat}_{1,\max}, \\ \text{sat}_{1,\max}, & \text{если } u_s > \text{sat}_{1,\max}, \\ \text{sat}_{1,\min}, & \text{если } u_s < \text{sat}_{1,\min}, \end{cases} \quad (2.19)$$

Где $\text{sat}_{1,\min}$ и $\text{sat}_{1,\max}$ – соответственно величина ограничительных уровней в нижнем и верхнем диапазоне возможных значений переменной u .

$$v_s = \begin{cases} w, & \text{если } \text{sat}_{2,\min} \leq v \leq \text{sat}_{2,\max}, \\ \text{sat}_{2,\max}, & \text{если } v > \text{sat}_{2,\max}, \\ \text{sat}_{2,\min}, & \text{если } v < \text{sat}_{2,\min}, \end{cases} \quad (2.20)$$

Где $\text{sat}_{2,\min}$ и $\text{sat}_{2,\max}$ – соответственно величина ограничительных уровней в нижнем и верхнем диапазоне возможных значений переменной v_s .

2.3.4. Блок компенсации уровня входного напряжения «VINcomp» тракта регулятора

Статическая компенсации общего коэффициента усиления данного блока в зависимости от уровня входного напряжения по выводу VIN микросхемы описывается так:

$$v = \begin{cases} K_1 \cdot w, & \text{если } V_{IN} \leq V_{IN,th1}, \\ K_2 \cdot (V_{in})^b \cdot w + V_{IN,th1}, & \text{если } V_{IN,th1} < V_{IN} \leq V_{IN,th2}, \\ K_3 \cdot w, & \text{если } V_{IN} > V_{IN,th2}, \end{cases} \quad (2.21)$$

где V_{in} – напряжения на выводе микросхемы VIN; b – степенной коэффициент прямой или обратной пропорциональности, принимающий значения из возможного набора $[-1, 1]$; $V_{IN,th1}$ и $V_{IN,th2}$ – соответственно величина ограничительных уровней нижнего и верхнего диапазона возможных значений переменной v ; K_1, K_2, K_3 – статические коэффициенты усиления в нижнем, среднем

и верхнем диапазоне возможных значений V_{in} , такие что $K_1, K_3 < K_2$, и K_2 определяется как

$$K_2 = \frac{K_3 - K_1}{V_{IN,th2} - V_{IN,th1}}. \quad (2.22)$$

2.3.5. Блок зависимого источника по выводу COMP «DerSource» тракта регулятора

ММ блока зависимого источника тока, участвующего в формировании тока V_{COMP} и I_{COMP} напряжения по выводу COMP, представляется следующей системой:

$$\begin{cases} V_{COMP} = I_{ИТУН} \cdot \left(\frac{1}{R_{СТ}} + \frac{1}{R_{НЛ}} + \frac{1}{Z_{COMP}} \right), \\ I_{ИТУН} = \frac{G_m}{v}, \\ Z_{COMP} = \frac{V_{COMP}}{I_{COMP}}, \end{cases} \quad (2.23)$$

где $I_{ИТУН}$ – выходной ток зависимого источника тока; $R_{СТ}$ – выходное сопротивление зависимого источника; Z_{COMP} – полное комплексное сопротивление внешней относительно микросхемы цепи компенсации, подключенной на вывод COMP; G_m – взаимная проводимость между выходом и входом зависимого источника тока; $R_{НЛ}$ – нелинейное сопротивление, ограничивающего величину напряжения на выводе COMP.

Для вычисления $R_{НЛ}$ применяется следующая нелинейная зависимость в виде

$$R_{НЛ} = \begin{cases} R3, & \text{если } V_{COMP,th1} < V_{COMP} \leq V_{COMP,th2}, \\ R4, & \text{иначе,} \end{cases} \quad (2.24)$$

где $V_{COMP,th1}$ и $V_{COMP,th2}$ – соответственно величина ограничительных уровней нижнего и верхнего диапазона напряжения по выводу COMP; $R3$ и $R4$ – соответственно величина сопротивления нелинейного сопротивления $R_{НЛ}$ в закрытом и открытом состоянии, такая, что $R3 \gg R4$.

Далее можно обозначить зависимости (2.23) и (2.24) в более компактной форме:

$$V_{\text{COMP}} = f(v, I_{\text{COMP}}). \quad (2.25)$$

2.3.6. Блок формирователя сигнала задания «REF» тракта регулятора

Задающий сигнал Ref , соответствующий внутреннему опорному напряжению блока усилителя, реализуется кусочно-линейной функцией следующего вида

$$Ref = \begin{cases} t \cdot K, & \text{если } m = 1 \text{ и } t \cdot K \leq V_{\text{ref}}, \\ V_{\text{ref}}, & \text{если } m = 1 \text{ и } t \cdot K > V_{\text{ref}}, \\ 0, & \text{если } m = 0, \end{cases} \quad (2.26)$$

где V_{ref} – статический уровень задающего сигнала в установившемся режиме, K – скорость нарастания сигнала Ref на интервале запуска микросхемы, в течение которого происходит плавное нарастание этого сигнала, m – сигнал активации рабочего режима ИМС ИПН.

Таким образом, данный блок по своей сути реализует функционал задатчика интенсивности опорного сигнала регулятора, но только для переднего фронта этого сигнала, т.к. задний фронт сигнала Ref обладает максимальной скоростью спада, что характерно при переходе ИМС ИПН в деактивированный режим.

2.3.7. Блоки силовых ключей «SW1» и «SW2»

Поведение силовых ключей ИМС ИПН SW1 и SW2, являющихся аналоговой частью интерфейсной части ММ (т.е. их частичная ММ включает описание взаимосвязанных двух переменных, тока ключа I_{sw} и напряжения на ключе V_{sw}), описывается в виде

$$I_{\text{SW1}} = \begin{cases} \frac{1}{R1} \cdot (V_{\text{SW1}} - V_{\text{sat}}) - K_{R1} \frac{dV_{\text{SW1}}}{dt}, & \text{если } s_1 = 1 \text{ и } Dr = 1, \\ \frac{V_{\text{SW1}}}{R2}, & \text{иначе.} \end{cases} \quad (2.27)$$

$$I_{\text{SW2}} = \begin{cases} \frac{1}{R1} \cdot (V_{\text{SW2}} - V_{\text{sat}}) - K_{R2} \frac{dV_{\text{SW2}}}{dt}, & \text{если } s_2 = 1, \\ \frac{V_{\text{SW2}}}{R2}, & \text{иначе,} \end{cases} \quad (2.28)$$

где $R1$ – величина сопротивления ключа в открытом состоянии, $R2$ – величина сопротивления ключа в закрытом состоянии, такая, что $R2 \gg R1$; V_{sat} – прямое падение напряжения на открытом ключе при малом токе ключа; $I_{sw1}, I_{sw2}, V_{sw1}, V_{sw2}$ – соответственно токи и напряжения силового ключа SW1 и SW2; K_{r1} – соответственно скорость нарастания тока ключа SW1; K_{r2} – соответственно скорость нарастания тока ключа SW2; s_1 и s_2 – выходные сигналы блока ШИМ, формирующие команды для текущего состояния силовых ключей; Dr – разрешающий сигнал блока драйвера.

Эти две зависимости (2.27) и (2.28) можно переписать для полного сопротивления ключа и в компактном виде представить в качестве функций

$$R_{SW1} = f(I_{SW1}, V_{SW1}, \dot{V}_{SW1}, t, s_1, Dr) \quad (2.29)$$

и

$$R_{SW2} = f(I_{SW2}, V_{SW2}, \dot{V}_{SW2}, t, s_2). \quad (2.30)$$

Влияние температуры кристалла Tj на параметры V_{sat} и $R1$ силовых ключей описывается с помощью линейных зависимостей в виде:

$$V_{sat}(Tj) = b_1 \cdot Tj + b_0, \quad (2.31)$$

и

$$R1(Tj) = c_1 \cdot Tj + c_0, \quad (2.32)$$

где b_0, b_1, c_0, c_1 – постоянные коэффициенты для соответствующих зависимостей.

2.3.8. Блок вычисления тока потребления микросхемы «IQ»

Для учета тока потребления применяется следующая зависимость

$$I_q = \begin{cases} I_{q0}, & \text{если } m = 0, \\ I_{q1} + \frac{V_{in}}{R_q} + K \cdot I_{SW,cp}, & \text{иначе,} \end{cases} \quad (2.33)$$

где I_{q0} – ток потребления микросхемы в деактивированном состоянии; I_{q1} – начальный ток потребления микросхемы в активированном состоянии, соответствующем рабочему режиму микросхемы; $I_{sw, cp}$ – суммарный средний ток

в силовых ключах SW1 и SW2 на одном периоде частоты коммутации T , который определяется в соответствии со следующим выражением

$$I_{\text{SW,cp.}} = \frac{1}{T} \left(\int_0^T I_{\text{SW1}} dt + \int_0^T I_{\text{SW2}} dt \right). \quad (2.34)$$

Или с учетом связи токов выходных ключей с выходным током микросхемы посредством первого закона Кирхгофа

$$I_{\text{SW,cp.}} = \frac{1}{T} \int_0^T (I_{\text{SW1}} - I_{\text{SW2}}) dt = \frac{1}{T} \int_0^T I_{\text{OUT}} dt. \quad (2.35)$$

Таким образом ток в выводе VIN определяется суммой тока силового ключа SW1 и тока потребления:

$$I_{\text{VIN}} = I_{\text{SW1}} + I_{\text{q}}. \quad (2.36)$$

2.3.9. Блок делителя сигнала обратной связи «DIV»

Величина сигнала обратной связи на выходе блока делителя DIV рассчитывается

$$F_{\text{BD}} = \frac{R1}{R1 + R2} \cdot V_{\text{FB}}, \quad (2.37)$$

где $R1$ и $R2$ – сопротивления резисторов в составе делителя сигнала обратной связи.

При этом ток в выводе FB I_{FB} определяется

$$I_{\text{FB}} = \frac{V_{\text{FB}}}{R1 + R2}. \quad (2.38)$$

2.3.10. Блок драйвера выходного ключа «Driver»

Данный блок модели отражает поведение переменных тока и напряжения в терминале модели BOOST, а также формирует разрешающий сигнал для блока силового ключа SW1.

$$I_{\text{BST}} = \begin{cases} \frac{1}{R_u} \cdot (V_{\text{BST}} - V_{\text{IN}}), & \text{если } s_1 = \text{истина,} \\ - \left(I_{\text{BST}} - \frac{V_{\text{BST}} - V_{\text{OUT}}}{R_{\text{HЛ}}} \right), & \text{иначе.} \end{cases} \quad (2.39)$$

где V_{BST} – напряжение на выводе BOOST; V_{OUT} – напряжение на выводе OUT; R_u – сопротивление, имитирующее входное сопротивление физического транзистора; I_{BST} – фиксированное значение тока подзарядки внешнего конденсатора.

Для вычисления $R_{НЛ}$ применяется следующая нелинейная зависимость в виде

$$R_{НЛ} = \begin{cases} R5, & \text{если } V_{BST} - V_{IN} > 0, \\ R6, & \text{иначе,} \end{cases} \quad (2.40)$$

где $R6$ и $R5$ – соответственно величины сопротивления нелинейного сопротивления $R_{НЛ}$ в закрытом и открытом состоянии, такая, что $R6 \gg R5$.

2.3.11. Блок импульсного модулятора «М»

На входе в блок модулятора общей модели вычисляется суммирующий сигнал V_c , от входных $Ramp$, I_A и V_r

$$V_c = Ramp + I_A + V_r + C_{SH}, \quad (2.41)$$

где C_{SH} – константа смещения.

Сигнал V_r далее поступает на одноуровневый квантователь (компаратор)

$$r = \frac{1}{2} \cdot [1 + \text{sign}(V_c)]. \quad (2.42)$$

С учетом r и сигнала l на выходе блока токоограничения CurrentLimit формируется сигнал сброса внутреннего триггера

$$R = r \vee l. \quad (2.43)$$

ММ триггера в составе модели блока модулятора может быть описана в компактной форме с помощью классических логических операций в сочетании с логико-динамической операцией веньюнкции [13, 14, 134], применяемой в математическом аппарате секвенциальной логики, являющейся частью математической логики. Используя символ « \angle » в качестве обозначения веньюнкции, запишем уравнения определения выходного сигнала Q для SR-триггера и RS-триггера в следующем виде

$$Q = S \wedge R \vee (\bar{S} \angle \bar{R}) = T_{SR}(S, R), \quad (2.44)$$

$$Q = S \wedge R \vee (\overline{R} \wedge S) = T_{RS}(S, R), \quad (2.45)$$

где R и S – соответственно входы предустановки триггера по его сбросу и активации.

В ММ блока модулятора входят оба эти триггера, а выбор каждого производится логическим параметром выбора приоритетности входов триггера p_r . Таким образом, выход блока модулятора s_1 рассчитывается так

$$s_1 = m \wedge [p_r \wedge T_{SR}(S, R) \vee \overline{p_r} \wedge T_{RS}(S, R)]. \quad (2.46)$$

Сигнал s_2 вычисляется по следующему выражению

$$s_2 = m \wedge \overline{s_1}. \quad (2.47)$$

2.3.12. Блок контроля выходного тока «IA»

Блок усилителя IA, регулирующий выходной ток в выводе OUT, применяемый в ИМС ИПН с двухконтурной системой управления, может быть описан в виде

$$I_A = \begin{cases} k_{IA} \cdot I_{SW1}, & \text{если } cs = 1, \\ k_{IA} \cdot I_{SW2}, & \text{если } \overline{s_2 \oplus f_z(s_2, \Delta t)} = \text{истина и } cs = 0, \end{cases} \quad (2.48)$$

где I_A – сигнал на выходе блока усилителя; k_{IA} – коэффициент усиления; I_{SW1} , I_{SW2} – сигналы тока в ключах соответственно; \oplus – логическая операция «исключающее ИЛИ»; $f_z(s_2, \Delta t)$ – функция временной задержки на время Δt необходимое для отражения в модели параметра ИМС «время бланкирования»; cs – логический сигнал выбора базовой структуры конкретного типа ИМС, повышающего или понижающего типа.

2.3.13. Блок активации рабочего режима «Act»

Сигнал активации нормального (рабочего) режима ИМС ИПН m в зависимости от уровня напряжения на выводах микросхемы SS и VIN описывается в следующем виде:

$$\left\{ \begin{array}{l} m = T_{RS}(R, S), \\ R = S_a \vee R_a \vee T_L, \\ S = S_b \wedge R_b \wedge \overline{T_L}, \\ S_a = \frac{1}{2} \cdot [1 + \text{sign}(V_{SS} - V_{SS,ON})], \\ S_b = \frac{1}{2} \cdot [1 + \text{sign}(V_{SS,OFF} - V_{SS})], \\ R_b = \frac{1}{2} \cdot [1 + \text{sign}(V_{in} - V_{in,ON})], \\ R_b = \frac{1}{2} \cdot [1 + \text{sign}(V_{in,OFF} - V_{in})], \end{array} \right. \quad (2.49)$$

где V_{in} – напряжения на выводе микросхемы VIN, V_{SS} – напряжения на выводе SS микросхемы, $V_{SS,ON}$, $V_{IN,ON}$ и $V_{SS,OFF}$, $V_{IN,OFF}$ – соответственно граничные значения этих напряжений, T_L – сигнал наличия ограничения по температуре кристалла микросхемы.

2.3.14. Блок синхронизации «Sync»

Данный блок осуществляет синхронизацию частоты внутреннего блока генератора OSC в соответствии с частотой следования импульсов внешнего сигнала напряжения, подаваемого на вывод Sync. Его выходным параметром является период коммутации T , который вычисляется как

$$T = \begin{cases} t_{k+1} - t_k, & \text{если } T_{\min} \leq t_{k+1} - t_k \leq T_{\max}, \\ T_n, & \text{иначе,} \end{cases} \quad (2.50)$$

где t_{k+1} – мгновенный момент времени прихода нечетного импульса напряжения на вывод SYNC; t_k – мгновенный момент времени прихода четного импульса напряжения на вывод SYNC; T_n – исходное значение периода частоты коммутации ИПН, формируемое при отсутствии синхронизации; T_{\min} и T_{\max} – минимальный и максимальный период частоты коммутации.

2.3.15. Блок ограничения выходного тока «CurrentLimit»

Данный блок формирует сигнал перегрузки по выходному току ИМС I_{out} . Этот выходной сигнал определяется как

$$C_L = \frac{1}{2} \cdot [1 + \text{sign}(I_{OUT} - I_{OUT,LIM})]. \quad (2.51)$$

2.3.16. Блок ограничения выходного тока «ThermalLimit»

Данный блок разрешает переход в деактивированный режим при фиксации факта превышения температуры кристалла T_j выше порогового значения $T_{j,OFF}$, и возврат в активный режим при снижении температуры кристалла T_j ниже порогового значения $T_{j,ON}$.

$$\begin{cases} T_L = T_{SR}(R, S), \\ R = \frac{1}{2} \cdot [1 + \text{sign}(T_{j,OFF} - T_j)], \\ S = \frac{1}{2} \cdot [1 + \text{sign}(T_j - T_{j,ON})]. \end{cases} \quad (2.52)$$

2.3.17. Блок расчета тепловых процессов «Thermal»

Данный блок отражает взаимосвязь тепловых параметров работы ИМС ИПН с его электрическими параметрами. А именно, в нем производится вычисление температуры кристалла T_j исходя из ММ, описывающей тепловые процессы.

На основе входных параметров данного блока в начале вычисляется тепловая мощность P , под действием которой происходит разогрев микросхемы:

$$P = I_{SW1}(V_{IN} - V_{OUT}) + I_{SW1}V_{OUT} + V_{IN}I_q. \quad (2.53)$$

При исследовании тепловых процессов в полупроводниковых приборах (ППП) часто применяется ММ переноса тепла внутри структуры на основе механизма теплопроводности [49], как наиболее существенного механизма переноса тепла в этих структурах:

$$\nabla(\lambda \nabla \theta) + Q = c\rho(\partial \theta / \partial t), \quad (2.54)$$

где $\Theta(x, y, z, t)$ - температурное поле; $Q(x, y, z, t)$ – объемная плотность источников тепла в элементе; c, ρ, λ – удельная теплоемкость, плотность и коэффициент теплопроводности материала слоя, соответственно, зависящие в общем случае от температуры; x, y, z - координаты; t – время.

Так как решение данного уравнения для ППП конкретной конструкции связано со значительными вычислительными трудностями, то часто применяются приближенные методы анализа тепловых процессов в ППП, позволяющие оценивать значение температур в заранее определенных точках конструкции ППП. В частности, для разработки ММ динамических тепловых процессов можно использовать метод электротепловой аналогии, который базируется на представлении многослойной конструкции ППП в виде электрической цепи, собранной либо по схеме Фостера, либо схеме Кауэра рис. 2.11.

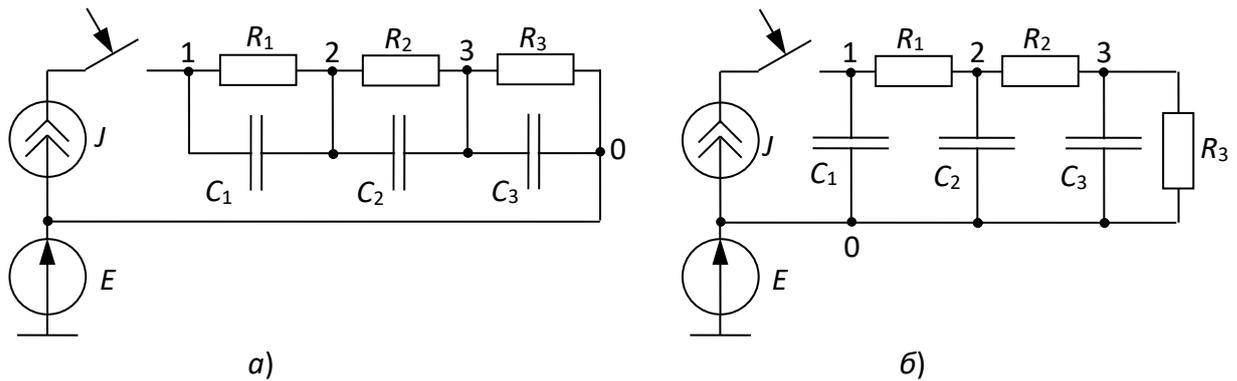


Рис.2.11. Представление электротепловой модели схемой Фостера а) и Кауэра б)

Для реализации в ММ была выбрана схема Фостера, так как ее полное сопротивление, отражающее кривую тепловой реакции на единичный импульс тепловой мощности, описывается суммой экспонент:

$$Z(t) = \sum_{i=1}^n Z_{Ti}(t) = \sum_{i=1}^n R_{Ti} \left(1 - \exp\left(\frac{-t}{\tau_{Ti}}\right) \right), \quad (2.55)$$

где R_i, C_i, τ_{Ti} – сопротивление, емкость и постоянная времени соответствующего звена цепи, при этом $\tau_{Ti} = R_{Ti} C_{Ti}$.

В соответствии с изложенным температура на выходе данного блока рассчитывается по следующему соотношению:

$$T_j(t) = P(t) \cdot Z_{th}(t). \quad (2.56)$$

2.3.18. Селекторы структуры модели

Селекторы структуры модели представляют собой логические уравнения для определения частной структуры обобщенной модели (рис. 2.9) под конкретную структуру ИМС, и используются при синтезе ПМ конкретных типов ИМС ИПН. В качестве примера на рис.2.9 изображен только ключ селектора, определяющего наличие у ИМС вывода COMP.

Другие типы селекторов по аналогичному принципу позволяют уточнять структуру в следующих случаях:

- наличие у ИМС вывода BOOST, что позволяет задействовать блок Driver;
- состав силовых ключей SW1 и SW2 у ИМС ИПН;
- наличие у ИМС ИПН вывода SYNC;
- активация теплового блока для построения мультидисциплинарной модели;
- наличие связей между некоторыми типами блоков.

2.4. Разработка математической модели для анализа параметров поведенческой модели (ПМ) и расчета процессов в рабочем режиме ИМС ИПН с учетом схемы включения

В итерационном процессе синтеза и проверки адекватности (валидации) целевых ПМ наиболее затратным с точки зрения вычислительных ресурсов является расчет переходных процессов для построения траекторий запуска ИМС ИПН. Это осуществляется путем расчета и последующей математической обработки временных диаграмм, что позволяет учесть нелинейные особенности поведения ИМС ИПН.

Для решения данной проблемы предлагается применить отдельную ММ, схема которой приведена на рис.2.12. Она состоит из двух частей: ММ системы управления ИМС ИПН и ММ внешней электрической схемы включения микросхемы. В первой части учтены блоки делитель напряжения (Д) с коэффициентом деления β сигнала обратной связи U_{OC} , блок задающего сигнала (З) с выходным сигналом $U_{REF}(t)$, регулятор (Р) четвертого порядка в контуре регулирования обратной связи по напряжению с ограничением уровня сигнала (О) ошибки $U_{ош}$ на входе в регулятор, генератор пилообразного и тактового сигнала (Г), однополярный нереверсивный модулятор (М) типа ШИМ-II, силовые ключи (К1) и (К2). В ММ схемы включения представлены сопротивление нагрузки R и силовой фильтр, в который входят: последовательное сопротивление R_L и индуктивность дросселя L , последовательное сопротивление R_C и емкость конденсатора C .

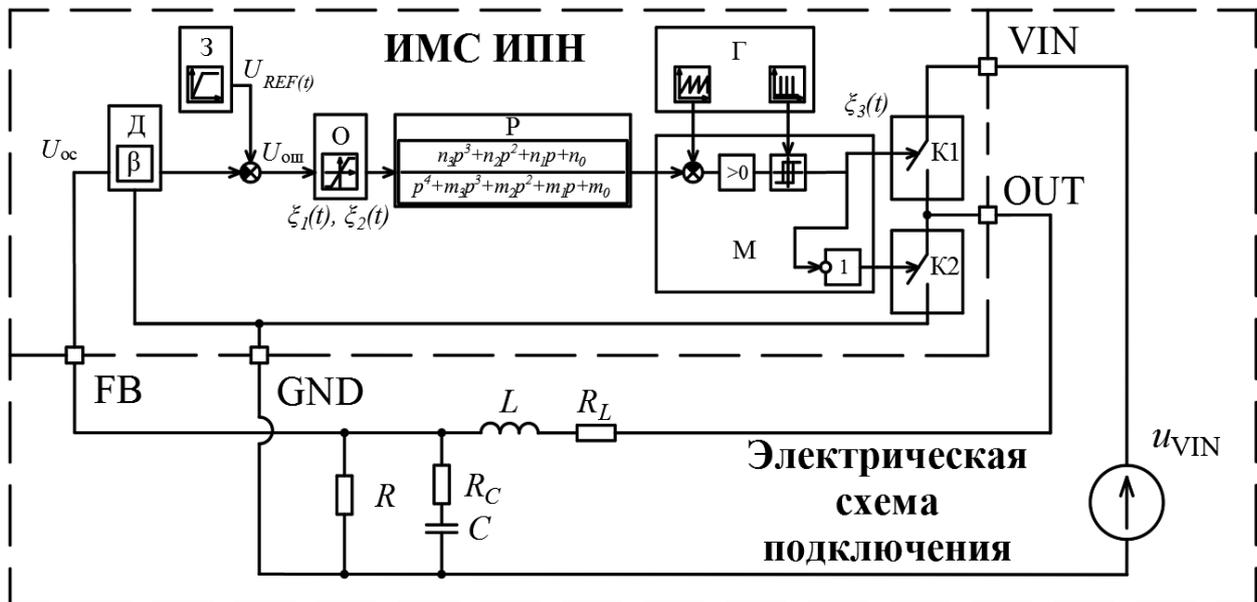


Рис.2.12. Функциональная схема, поясняющая принципы формирования ММ ИМС ИПН в типовой схеме включения

Указанная ММ для анализа временных графиков с учетом встроенного регулятора четвертого порядка в контур регулирования с обратной связью по выходному напряжению с ограничением уровня сигнала ошибки на входе в

регулятор, и силовой частью ИПН первого рода (согласно классификации, приведенной П. Четти) [25, 31, 57], и однополярной нереверсивной модуляцией типа ШИМ-II [27] представляется более детально в виде следующей системы нелинейных дифференциальных уравнений (СНДУ) с разрывной правой частью:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{di_L}{dt} = -\frac{R_L}{L} - \frac{RR_C}{L(R+R_C)} \cdot i_L - \frac{R}{L(R+R_C)} \cdot u_C + \frac{u_{VIN} \cdot K_{F1}(\xi_1(t))}{L} \\ \frac{du_C}{dt} = \frac{R}{C(R+R_C)} \cdot i_L - \frac{1}{C(R+R_C)} \cdot u_C \\ \frac{dx_1}{dt} = x_2 \\ \frac{dx_2}{dt} = x_3 \\ \frac{dx_3}{dt} = x_4 \\ \frac{dx_4}{dt} = -\frac{RR_C \cdot i_L \cdot K_{F1}(\xi_1(t), \xi_2(t))}{(R+R_C)} - \frac{R \cdot u_C \cdot K_{F1}(\xi_1(t), \xi_2(t))}{(R+R_C)} - \\ - m_0 \cdot x_1 - m_1 \cdot x_2 - m_2 \cdot x_3 - m_3 \cdot x_4 + s \cdot K_{F2}(\xi_1(t), \xi_2(t)) + K_{F1}(\xi_1(t), \xi_2(t)) \cdot U_{REF}(t), \end{array} \right. \quad (2.57)$$

где s – уровень срабатывания ограничения сигнала ошибки $U_{ош}$; K_{F1} , K_{F2} , K_{F3} , – коммутационные функции; $\xi_1(t)$, $\xi_2(t)$, $\xi_3(t)$ – разностные (переключательные) функции.

Для решения (2.57) в работе применяются базовые подходы сформированные в следующих исследовательских работах [2–4, 6–11, 24, 27, 28, 30, 32, 33, 51, 131].

Разрывная правая часть в системе нелинейных дифференциальных уравнений (2.57) в общем случае для k -го такта работы ИПН имеет 6 отдельных участков непрерывности с пятью моментами коммутаций t_{k1} , t_{k2} , t_{k3} , t_{k4} , t_{k5} , что объясняется для одного тактового интервала наличием трех возможных состояний нелинейного элемента (блок ограничения сигнала ошибки) на входе регулятора на каждом из двух возможных состояний силового полупроводникового ключа (см. рис.2.13).

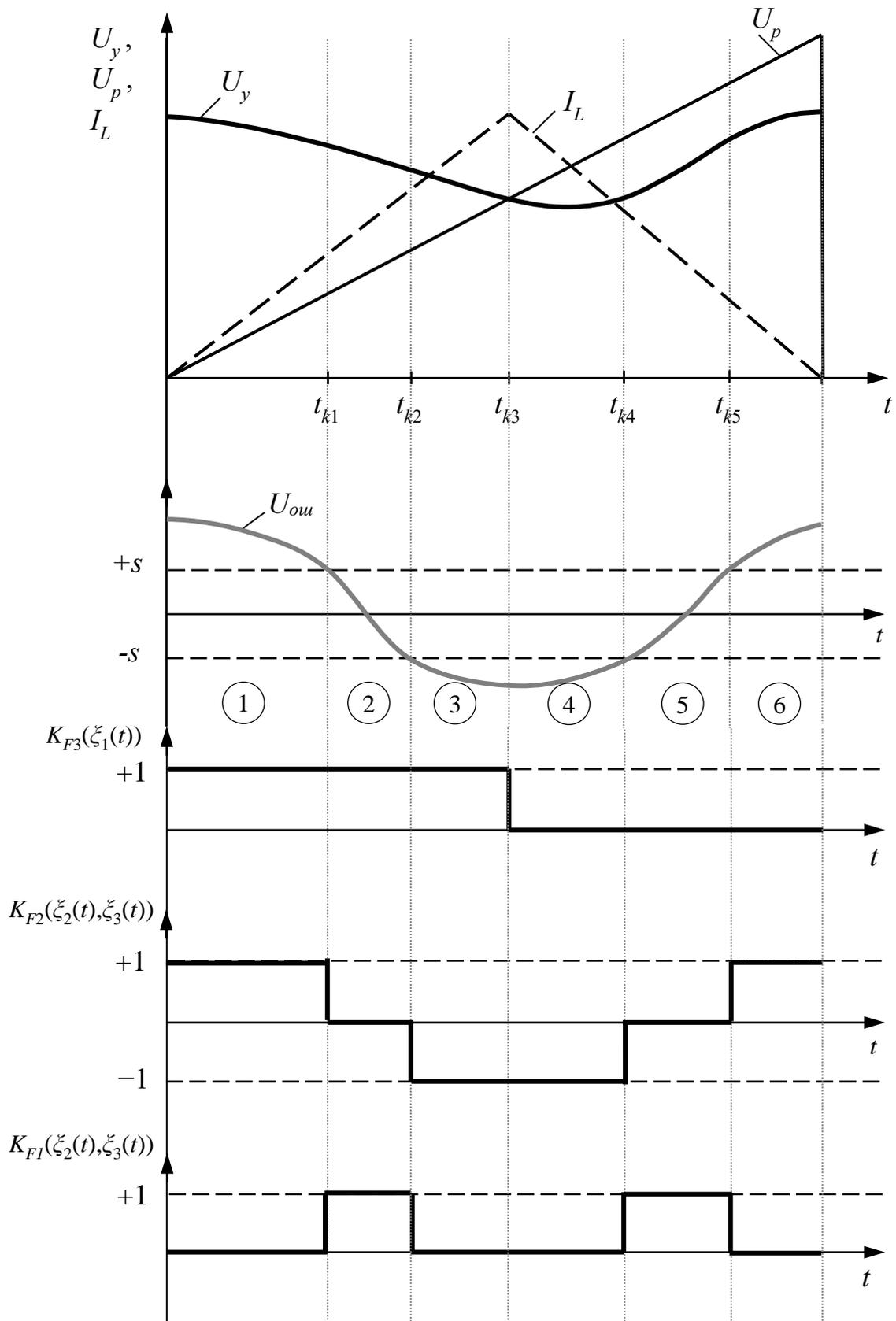


Рис.2.13. Участки постоянства структуры ММ на тактовом интервале

Представив уравнения СНДУ (2.57), в матричной форме, решение задачи Коши для каждого участка ищется приближенным способом в аналитическом виде по методу Коши-Пикара (2.58).

$$\begin{aligned}\frac{d\mathbf{X}(t)}{dt} &= \mathbf{A}_i \cdot \mathbf{X}(t) + \mathbf{B} \cdot \mathbf{u}_i(t), \\ \mathbf{Y}(t) &= \mathbf{C} \cdot \mathbf{X}(t),\end{aligned}\quad (2.58)$$

где i – номер участка постоянства структуры СНДУ, а $\mathbf{X}(t) = [i_L \ u_C \ x_1 \ x_2 \ x_3 \ x_4]^T$.

$$\mathbf{X}(t) = e^{\mathbf{A}_i(t-t_0)} \mathbf{X}_{0i} + e^{\mathbf{A}_i(t-t_0)} \int_{t_0}^t e^{-\mathbf{A}_i(\tau-t_0)} \mathbf{B} \mathbf{u}_i(\tau) d\tau, \quad (2.59)$$

где t_0 – начальное время, \mathbf{X}_{0i} – начальные условия для i -го участка.

Учитывая, что вектор возмущающих воздействий $\mathbf{u}_i(t)$ относительно времени или линейно зависим, или постоянен во времени, далее вектор \mathbf{u}_i представим суммой двух составляющих. Первая составляющая из них \mathbf{u}_{1i} не зависит от времени, а вторая зависима от времени $\mathbf{u}_{2i}(t)$

$$\mathbf{u}_i(t) = \mathbf{u}_{1i}(t) + \mathbf{u}_{2i}. \quad (2.60)$$

Подставляя (2.60) в (2.59) получаем:

$$\begin{aligned}\mathbf{X}(t) &= e^{\mathbf{A}_i(t-t_0)} \mathbf{X}_{0i} + e^{\mathbf{A}_i(t-t_0)} \int_{t_0}^t e^{-\mathbf{A}_i(\tau-t_0)} \mathbf{B} (\mathbf{u}_{1i} + \mathbf{u}_{2i}(\tau)) d\tau = \\ &= e^{\mathbf{A}_i(t-t_0)} \mathbf{X}_{0i} + e^{\mathbf{A}_i(t-t_0)} \int_{t_0}^t e^{-\mathbf{A}_i(\tau-t_0)} \mathbf{B} \mathbf{u}_{1i}(\tau) d\tau + e^{\mathbf{A}_i(t-t_0)} \int_{t_0}^t e^{-\mathbf{A}_i(\tau-t_0)} \mathbf{B} \mathbf{u}_{2i} d\tau.\end{aligned}\quad (2.61)$$

Найдем первый интеграл, входящий во второе слагаемое в выражении (2.61)

$$\int_{t_0}^t e^{-\mathbf{A}(\tau-t_0)} \cdot \mathbf{B} \cdot \mathbf{u}_{1i}(\tau) d\tau = \int_{t_0}^t e^{-\mathbf{A}(\tau-t_0)} \cdot \mathbf{B} \cdot \mathbf{u}_{1i} \cdot \tau d\tau = \mathbf{B} \cdot \mathbf{u}_{1i} \cdot \Phi. \quad (2.62)$$

Найдем неопределенный интеграл Φ^* для Φ :

$$\Phi^*(\tau) = \int e^{-\mathbf{A}_i(\tau-t_0)} \cdot \tau d\tau \quad (2.63)$$

Для этого применим формулу интегрирования по частям:

$$\Phi^* = \int \mathbf{p} \cdot d\mathbf{q} = \mathbf{p} \cdot \mathbf{q} - \int \mathbf{q} \cdot d\mathbf{p}, \quad (2.64)$$

где $\mathbf{p} = \tau$; $d\mathbf{q} = e^{-\mathbf{A}_i(\tau-t_0)} d\tau$.

Следовательно:

$$\begin{aligned} d\mathbf{p} &= d\tau \\ \mathbf{q} &= \int e^{-\mathbf{A}_i(\tau-t_0)} d\tau = -e^{-\mathbf{A}_i(\tau-t_0)} \frac{\mathbf{E}}{\mathbf{A}_i}. \end{aligned} \quad (2.65)$$

Таким образом, получаем:

$$\begin{aligned} \Phi^* &= \mathbf{p} \cdot \mathbf{q} - \int \mathbf{q} \cdot d\mathbf{p} = -e^{-\mathbf{A}_i(\tau-t_0)} \frac{\mathbf{E}}{\mathbf{A}_i} \cdot \tau - \int \left[-e^{-\mathbf{A}_i(\tau-t_0)} \frac{\mathbf{E}}{\mathbf{A}_i} \right] d\tau = \\ &= -e^{-\mathbf{A}_i(\tau-t_0)} \frac{\mathbf{E}}{\mathbf{A}_i} \cdot \tau - e^{-\mathbf{A}_i(\tau-t_0)} \frac{\mathbf{E}}{\mathbf{A}_i^2} = e^{-\mathbf{A}_i(\tau-t_0)} \left(-\frac{\mathbf{E}}{\mathbf{A}_i} \cdot \tau - \frac{\mathbf{E}}{\mathbf{A}_i^2} \right). \end{aligned} \quad (2.66)$$

Вычисляем определенный интеграл:

$$\begin{aligned} \Phi(t) &= \int_{t_0}^t e^{-\mathbf{A}_i(\tau-t_0)} \tau d\tau = \left[e^{-\mathbf{A}_i(\tau-t_0)} \left(-\frac{\mathbf{E}}{\mathbf{A}_i} \cdot \tau - \frac{\mathbf{E}}{\mathbf{A}_i^2} \right) \right]_{t_0}^t = \\ &= e^{-\mathbf{A}_i(t-t_0)} \left(-\frac{\mathbf{E}}{\mathbf{A}_i} \cdot t - \frac{\mathbf{E}}{\mathbf{A}_i^2} \right) - e^{-\mathbf{A}_i(t_0-t_0)} \left(-\frac{\mathbf{E}}{\mathbf{A}_i} \cdot t_0 - \frac{\mathbf{E}}{\mathbf{A}_i^2} \right) = \\ &= e^{-\mathbf{A}_i(t-t_0)} \left(-\frac{\mathbf{E}}{\mathbf{A}_i} \cdot t - \frac{\mathbf{E}}{\mathbf{A}_i^2} \right) - \left(-\frac{\mathbf{E}}{\mathbf{A}_i} \cdot t_0 - \frac{\mathbf{E}}{\mathbf{A}_i^2} \right) = \\ &= \frac{e^{-\mathbf{A}_i(t-t_0)} (-\mathbf{A}_i t - \mathbf{E}) - (-\mathbf{A}_i t_0 - \mathbf{E})}{\mathbf{A}_i^2} = \\ &= \frac{-e^{-\mathbf{A}_i(t-t_0)} \cdot (\mathbf{E} + \mathbf{A}_i t) + \mathbf{A}_i t_0 + \mathbf{E}}{\mathbf{A}_i^2} = \\ &= -e^{-\mathbf{A}_i(t-t_0)} \cdot (\mathbf{A}_i^{-2} + \mathbf{A}_i^{-1} t) + \mathbf{A}_i^{-1} t_0 + \mathbf{A}_i^{-2}. \end{aligned} \quad (2.67)$$

Найдя второй интеграл в (2.61), третье слагаемое получается в виде:

$$e^{\mathbf{A}_i(t-t_0)} \int_{t_0}^t e^{-\mathbf{A}_i(\tau-t_0)} \mathbf{B} \mathbf{u}_{2i} d\tau = e^{\mathbf{A}_i(t-t_0)} (\mathbf{A}_i^{-1} \cdot \mathbf{B} \cdot \mathbf{u}_{2i}) - \mathbf{A}_i^{-1} \cdot \mathbf{B} \cdot \mathbf{u}_{2i} \quad (2.68)$$

Возвращаясь к формуле Коши Пикара (2.59) получаем итоговое решение для всех участков гладкости в общем виде

$$\begin{aligned}
\mathbf{X}(t) &= e^{\mathbf{A}_i(t-t_0)} \cdot \mathbf{X}_{0i} + e^{\mathbf{A}_i(t-t_0)} \int_{t_0}^t e^{-\mathbf{A}_i(\tau-t_0)} \cdot \mathbf{B} \cdot \mathbf{u}_i(\tau) d\tau = \\
&= e^{\mathbf{A}_i(t-t_0)} \cdot \mathbf{X}_{0i} + \left[-e^{-\mathbf{A}_i(t-t_0)} \cdot (\mathbf{A}_i^{-2} + \mathbf{A}_i^{-1}t) + \mathbf{A}_i^{-1}t_0 + \mathbf{A}_i^{-2} \right] \cdot \mathbf{B} \cdot \mathbf{u}_{1i} + \\
&+ e^{\mathbf{A}_i(t-t_0)} (\mathbf{A}_i^{-1} \cdot \mathbf{B} \cdot \mathbf{u}_{2i}) - \mathbf{A}_i^{-1} \cdot \mathbf{B} \cdot \mathbf{u}_{2i} = \\
&= e^{\mathbf{A}_i(t-t_0)} \cdot \mathbf{X}_{0i} + e^{\mathbf{A}_i(t-t_0)} (\mathbf{A}_i^{-1} \cdot \mathbf{B} \cdot \mathbf{u}_{2i}) - \mathbf{A}_i^{-1} \cdot \mathbf{B} \cdot \mathbf{u}_{2i} - \\
&- e^{-\mathbf{A}_i(t-t_0)} \cdot (\mathbf{A}_i^{-2} + \mathbf{A}_i^{-1}t) \cdot \mathbf{B} \cdot \mathbf{u}_{1i} + \mathbf{A}_i^{-1} \cdot \mathbf{B} \cdot \mathbf{u}_{1i}t_0 + \mathbf{A}_i^{-2} \cdot \mathbf{B} \cdot \mathbf{u}_{1i} = \\
&= e^{\mathbf{A}_i(t-t_0)} \left[\mathbf{X}_{0i} + (\mathbf{A}_i^{-2} + \mathbf{A}_i^{-1}t) \cdot \mathbf{B} \cdot \mathbf{u}_{2i} \right] - e^{-\mathbf{A}_i(t-t_0)} \cdot (\mathbf{A}_i^{-2} + \mathbf{A}_i^{-1}t) \cdot \mathbf{B} \cdot \mathbf{u}_{1i} + \\
&+ \mathbf{A}_i^{-1} \cdot \mathbf{B} \cdot \mathbf{u}_{1i}t_0 + \mathbf{A}_i^{-2} \cdot \mathbf{B} \cdot \mathbf{u}_{1i}.
\end{aligned} \tag{2.69}$$

Таким образом, итоговое решение в компактном виде

$$\begin{aligned}
\mathbf{X}(t) &= e^{\mathbf{A}_i(t-t_0)} \left[\mathbf{X}_{0i} + (\mathbf{A}_i^{-2} + \mathbf{A}_i^{-1}t) \cdot \mathbf{B} \cdot \mathbf{u}_{2i} \right] - e^{-\mathbf{A}_i(t-t_0)} \cdot (\mathbf{A}_i^{-2} + \mathbf{A}_i^{-1}t) \cdot \mathbf{B} \cdot \mathbf{u}_{1i} + \\
&+ \mathbf{A}_i^{-1} \cdot \mathbf{B} \cdot \mathbf{u}_{1i}t_0 + \mathbf{A}_i^{-2} \cdot \mathbf{B} \cdot \mathbf{u}_{1i}.
\end{aligned} \tag{2.70}$$

Значения элементов матриц, входящих в это решение, выводятся отдельно и зависят от топологии на участке постоянства структуры. Далее рассмотрим матрицы для всех участков гладкости.

Матрицы \mathbf{A} для случая, когда блок sat1 находится не в режиме ограничения:

$$\mathbf{A}_2 = \mathbf{A}_5 = \begin{pmatrix} \frac{R_L}{L} & -\frac{RR_C}{L(R+R_C)} & -\frac{R}{L(R+R_C)} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{R}{C(R+R_C)} & -\frac{1}{C(R+R_C)} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ -\frac{\beta RR_C}{(R+R_C)} & -\frac{\beta R}{(R+R_C)} & -m_0 & -m_1 & -m_2 & -m_3 & 0 \end{pmatrix}. \tag{2.71}$$

Матрицы \mathbf{A} для случая, когда блок sat1 находится в ограничении:

$$\mathbf{A}_1 = \mathbf{A}_3 = \mathbf{A}_4 = \mathbf{A}_6 = \begin{vmatrix} \frac{R_L}{L} - \frac{RR_C}{L(R+R_C)} & -\frac{R}{L(R+R_C)} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{R}{C(R+R_C)} & -\frac{1}{C(R+R_C)} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & -m_0 & -m_1 & -m_2 & -m_3 \end{vmatrix} \quad (2.72)$$

Матрица постоянных коэффициентов \mathbf{B} :

$$\mathbf{B} = \begin{vmatrix} \frac{1}{L} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{vmatrix}. \quad (2.73)$$

Вектор выхода $\mathbf{Y}(t)$:

$$\mathbf{Y}(t) = \begin{vmatrix} U_y(t) \\ i_L \\ u_H \end{vmatrix} = \mathbf{C} \cdot X(t) = \mathbf{C} \cdot \begin{vmatrix} i_L \\ u_C \\ x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \end{vmatrix}. \quad (2.74)$$

Матрица постоянных коэффициентов выхода:

$$\mathbf{C} = \begin{vmatrix} 0 & 0 & n_0 & n_1 & n_2 & n_3 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{RR_C}{(R+R_C)} & \frac{R}{(R+R_C)} & 0 & 0 & 0 & 0 \end{vmatrix}. \quad (2.75)$$

Далее следует сказать, что в начальном этапе запуска ИМС ИПН до наступления времени t_{ss} сигнал $U_{REF}(t)$ линейно нарастает во времени, а по прошествии времени t_{ss} стабилизируется на фиксированном относительно времени уровне. Вследствие указанного фактора вектора \mathbf{u}_{1i} и \mathbf{u}_{2i} можно разбить на две группы. При этом будем учитывать, что в каждой подгруппе первые три вектора соответствуют включенному состоянию силового ключа, а оставшиеся три – выключенному.

В начальном интервале времени вектора \mathbf{u}_{1i} и \mathbf{u}_{2i} по участкам непрерывности выглядят следующим образом:

$$\mathbf{u}_{1,1} = \mathbf{u}_{1,2} = \mathbf{u}_{1,3} = \mathbf{u}_{1,4} = \mathbf{u}_{1,5} = \mathbf{u}_{1,6} = \begin{vmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ r \end{vmatrix}, \quad (2.76)$$

$$\mathbf{u}_{2,1} = \begin{vmatrix} u_{VIN} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ s \end{vmatrix}, \quad \mathbf{u}_{2,2} = \begin{vmatrix} u_{VIN} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{vmatrix}, \quad \mathbf{u}_{2,3} = \begin{vmatrix} u_{VIN} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ -s \end{vmatrix}, \quad \mathbf{u}_{2,4} = \begin{vmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ -s \end{vmatrix}, \quad \mathbf{u}_{2,5} = \begin{vmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{vmatrix}, \quad \mathbf{u}_{2,6} = \begin{vmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ s \end{vmatrix}, \quad (2.77)$$

где r – скорость нарастания $U_{REF}(t)$; s – порог срабатывания блока ограничение сигнала $U_{ош}$.

На финальном интервале времени вектора \mathbf{u}_{1i} и \mathbf{u}_{2i} по участкам непрерывности выглядят следующим образом:

$$\mathbf{u}_{1,7} = \mathbf{u}_{1,8} = \mathbf{u}_{1,9} = \mathbf{u}_{1,10} = \mathbf{u}_{1,11} = \mathbf{u}_{1,12} = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix}, \quad (2.78)$$

$$\mathbf{u}_{2,7} = \begin{pmatrix} u_{VIN} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ s \end{pmatrix}, \quad \mathbf{u}_{2,8} = \begin{pmatrix} u_{VIN} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix}, \quad \mathbf{u}_{2,9} = \begin{pmatrix} u_{VIN} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ -s \end{pmatrix}, \quad \mathbf{u}_{2,10} = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ -s \end{pmatrix}, \quad \mathbf{u}_{2,11} = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix}, \quad \mathbf{u}_{2,12} = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ s \end{pmatrix}. \quad (2.79)$$

Как видно из рис 2.13 длительность каждого из участков постоянства структур определяется коммутационными функциями K_{F1} , K_{F2} , K_{F3} , которые в свою очередь зависят от разностных функций $\xi_1(t)$, $\xi_2(t)$, $\xi_3(t)$ соответственно.

Состояние силового ключа (включен или выключен) определяются в соответствии с формулами (2.80) и (2.81)

$$K_{F3}(\xi_3(t)) = 1 + \frac{1}{2} \text{sign}[\xi_3(t)], \quad (2.80)$$

$$\xi_3(t) = U_y(t) - U_p(t), \quad (2.81)$$

где $U_p(t)$ - периодический линейно-нарастающий пилообразный сигнал (более детально представленный ранее в данной главе); а $U_y(t)$ - сигнал на выходе регулятора в составе ИМС ИПН, который можно определить по выражению:

$$U_y(t) = n_3 \cdot x_4(t) + n_2 \cdot x_3(t) + n_1 \cdot x_2(t) + n_0 \cdot x_1(t). \quad (2.82)$$

Таким образом,

$$\xi_3(t) = n_3 \cdot x_4(t) + n_2 \cdot x_3(t) + n_1 \cdot x_2(t) + n_0 \cdot x_1(t) - U_p(t) = \mathbf{X}(t) \cdot \mathbf{C}_3 - U_p(t), \quad (2.83)$$

где $\mathbf{C}_3 = [0, 0, n_0, n_1, n_2, n_3]$ - вектор постоянных коэффициентов, определяющий необходимые компоненты вектора \mathbf{X} .

Количество состояний выхода блока ограничения сигнала ошибки равно трем (ограничение по нижнему порогу, ограничение по верхнему порогу и «прозрачный» режим, при котором входной сигнал данного блока передается на его выход без изменений). Каждое из этих состояний задается на основе двух коммутационных функций K_{F1} , K_{F2} , которые определяются как:

$$K_{F2}(\xi_1(t), \xi_2(t)) = \frac{1}{2} \left[\text{sign}[\xi_1(t)] + \text{sign}[\xi_2(t)] \right], \quad (2.84)$$

$$K_{F1}(\xi_1(t), \xi_2(t)) = 1 - |K_{F2}(\xi_1(t), \xi_2(t))|. \quad (2.85)$$

Т.е. $K_{F2} = 1$, при $\xi_1(t) > 0$ и $\xi_2(t) < 0$. И наоборот, т.е. $K_{F2} = -1$ при $\xi_1(t) < 0$ и $\xi_2(t) > 0$.

В свою очередь $K_{F1} = 1$, когда $\xi_1(t) < 0$ и $\xi_2(t) < 0$, иначе $= 0$.

Разностные функции определяются следующими выражениями:

$$\xi_1(t) = U_{\text{REF}}(t) - \beta \cdot u_H(t) - s = U_{\text{REF}}(t) - \mathbf{X}(t) \cdot \mathbf{C}_1 - s, \quad (2.86)$$

$$\xi_2(t) = U_{\text{REF}}(t) - \beta \cdot u_H(t) + s = U_{\text{REF}}(t) - \mathbf{X}(t) \cdot \mathbf{C}_1 + s, \quad (2.87)$$

где \mathbf{C}_1 – вектор на основе матрицы постоянных коэффициентов уравнения выхода системы, включающая в себя только коэффициенты, соответствующие необходимым переменным состояния силовой части схемы включения ИМС ИПН, а именно i_L и u_c

Вектор \mathbf{C}_1 определяется по выражению:

$$\mathbf{C}_1 = \left| \frac{RR_C}{(R + R_C)}, \frac{R}{(R + R_C)}, 0, 0, 0, 0 \right|, \quad (2.88)$$

Далее перейдем от абсолютной величины – времени t к относительной – коэффициенту заполнения z , что позволит в дальнейшем исключить постоянный пересчет тактовых интервалов:

$$t = a \cdot (z + k - 1), \quad z = \frac{t - (k - 1) \cdot a}{a}, \quad z \in [0; 1]. \quad (2.89)$$

Таким образом, относительная длительность части импульса равна

$$z_{k_i} = \frac{t_{k_i} - (k - 1) \cdot a}{a}, \quad (2.90)$$

а величина $U_p(t)$ заменяется произведением z_{k_i} в текущий момент времени внутри тактового интервала на амплитудное значение пилообразного сигнала $U_{pm} = \text{Ramp.max} - \text{Ramp.min}$.

Определение моментов коммутации осуществляется в соответствии с найденными корнями уравнений, составленных по приведенным формулам разностных функций (2.83, 2.86, 2.87) на соответствующих участках гладкости. Общий алгоритм поиска приведен на рис.2.14.

В нем выделяются четыре основные последовательности:

Последовательность 1. Сигнал ошибки $U_{ош}$ на тактовом интервале изменяется от максимального до минимального, и к концу интервала заново возвращается в максимальное значение. При этом расчет моментов коммутаций производится в порядке их номеров: 1-2-3-4-5.

Последовательность 2. Сигнал ошибки $U_{ош}$ на тактовом интервале изменяется от минимального до максимального, и к концу интервала заново возвращается в минимальное значение. Расчет моментов коммутаций производится в порядке: 5-4-3-2-1.

Последовательность 3. В начале тактового интервала сигнал ошибки $U_{ош} = U_{REF}(t)$, и к концу интервала переходит в максимальное значение. При этом расчет моментов коммутаций производится в порядке: 2-3-4-5-6.

Последовательность 4. В начале тактового интервала $U_{\text{ош}} = U_{\text{REF}}(t)$, и к концу интервала переходит в минимальное значение. Расчет моментов коммутаций производится в порядке их номеров: 4-3-2-1.

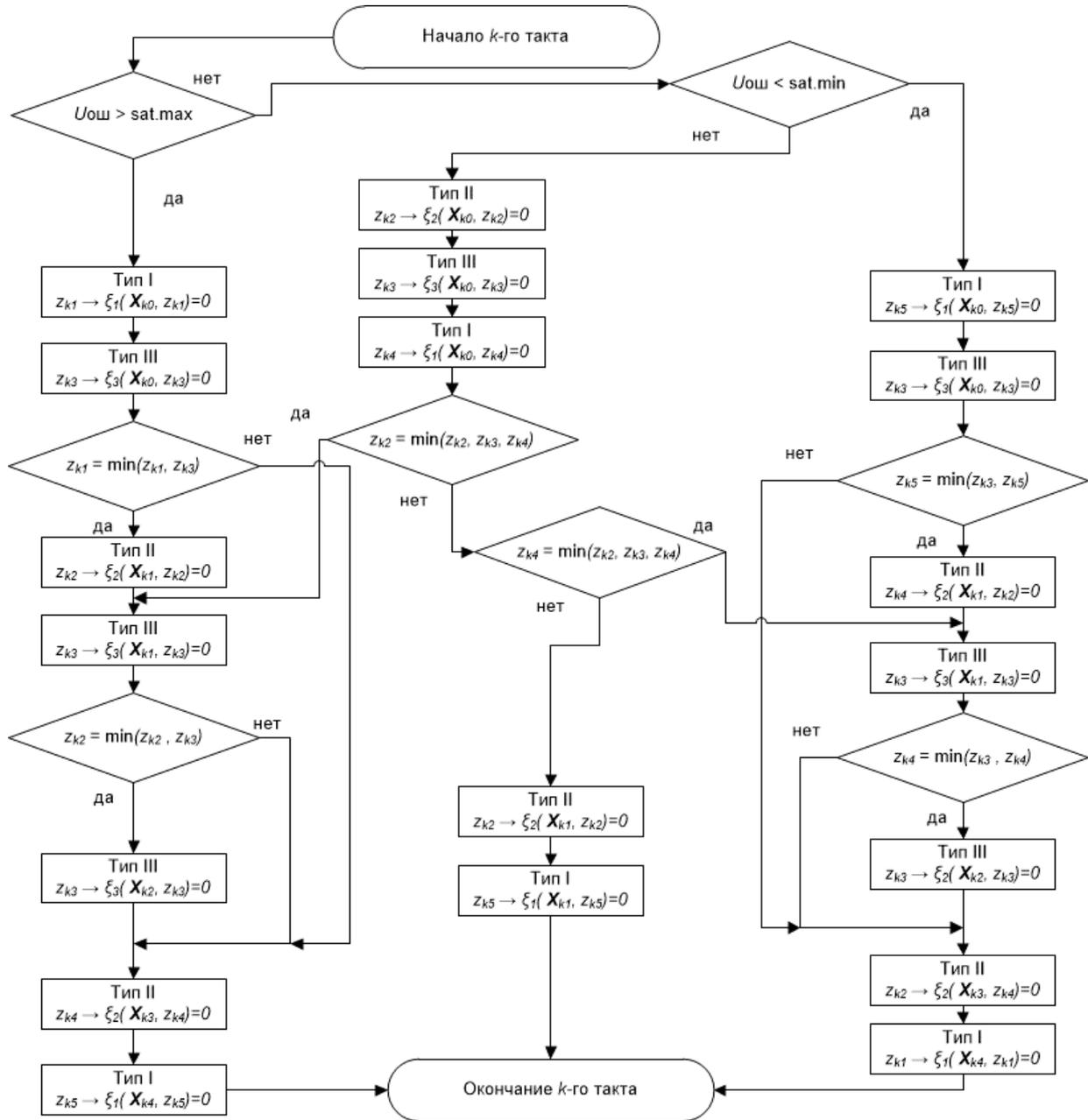


Рис.2.14. Алгоритм поиска моментов коммутации на тактовом интервале

При этом выделяются три типа коммутаций:

Тип I – $U_{\text{ош}}$ ограничивается по максимальному значению.

Тип II – $U_{\text{ош}}$ ограничивается по минимальному значению.

Тип III – коммутация силового ключа ИМС ИПН.

Для отыскания решений уравнения на основе разностных функций необходимо основной алгоритм дополнить алгоритмом вычисления моментов коммутации z_{k_i} в соответствии с принципами формирования импульсов:

$$z_{k_i} = \begin{cases} 0, \text{ если } \xi_i(0) \leq 0, \\ 1, \text{ если } \xi_i(0) > 0 \text{ и } \xi_i(1) \geq 0, \\ z_{k_i}^*, \xi_i(0) > 0 \text{ и } \xi_i(1) < 0, \end{cases} \quad (2.91)$$

где $z_{k_i}^*$ – наименьший корень уравнения $\xi_i(z_i) = 0$, который может быть найден итерационным численным методом решения нелинейных уравнений.

Поиск моментов переключения постоянства структуры реализуется численными методами на основе разностных функций. Для решения данной задачи применяется метод Ньютона [26, 38], обладающий высокой сходимостью и эффективностью. В частности, корни уравнения $\xi_i(z_i) = 0$ находятся итерационно в соответствии с рекуррентной формулой:

$$z_{k_i}^* = z_{i-1} - \xi_i(z_i) / \frac{d \xi_i(z_i)}{d z_i}, \quad (2.92)$$

где производная разностной функции по коэффициенту заполнения рассчитывается как:

$$\frac{d \xi_i(z_i)}{d z_i} = \frac{\partial \xi_i}{\partial x_i} \cdot \frac{\partial x_i}{\partial z_i} + \frac{\partial \xi_i}{\partial z_i}. \quad (2.93)$$

2.5. Модифицированный численный метод получения аппроксимирующей зависимости переходной тепловой характеристики

В предлагаемой ОММ матмодель тепловых процессов микросхем ИПН строится на основе приближенной ММ тепловых процессов многослойной структуры конструкции микросхемы, которая формируется на основе экспериментальных данных переходной тепловой характеристики (ПТХ) $Z_{th}(t)$ (2.55). Для этого может быть применен метод наименьших квадратов (МНК).

В соответствии с методом наименьших квадратов (МНК) на начальном этапе задается вектор-столбец экспериментальной ПТХ и вектор-столбец значений искомой функции ПТХ соответственно

$$\mathbf{Z}^* = \begin{pmatrix} T(t_1) \\ \vdots \\ T(t_n) \end{pmatrix} \quad \text{и} \quad \mathbf{Z} = \begin{pmatrix} Z(t_1, \mathbf{c}) \\ \vdots \\ Z(t_n, \mathbf{c}) \end{pmatrix}, \quad (2.94)$$

где t – время, n – порядковый номер измерения.

Их разность $\mathbf{r} = \mathbf{Z} - \mathbf{Z}^*$ определяет вектор-столбец невязки

$$\mathbf{r} = \begin{pmatrix} r(t_1, \mathbf{c}) \\ \vdots \\ r(t_n, \mathbf{c}) \end{pmatrix}. \quad (2.95)$$

С помощью МНК с использованием оптимизационного алгоритма Левенберга-Марквардта (ЛМА) [100, 104] необходимо минимизировать сумму

квадратов невязок $\min_{\mathbf{c}} S(t, \mathbf{c})$, где $S = \mathbf{r}^T \mathbf{r}$

Для этого формируется система уравнений, которая в векторном виде выглядит следующим образом:

$$\begin{pmatrix} \frac{\partial S(t_1, \mathbf{c})}{\partial c_1} \\ \vdots \\ \frac{\partial S(t_1, \mathbf{c})}{\partial c_m} \end{pmatrix} = 2\mathbf{J}^T \mathbf{r} = 0. \quad (2.96)$$

При этом матрица Якоби представляется как

$$\mathbf{J} = \begin{pmatrix} \frac{\partial \mathbf{r}(t_1, \mathbf{c})}{\partial c_1} & \dots & \frac{\partial \mathbf{r}(t_1, \mathbf{c})}{\partial c_m} \\ \vdots & \dots & \vdots \\ \frac{\partial \mathbf{r}(t_n, \mathbf{c})}{\partial c_1} & \dots & \frac{\partial \mathbf{r}(t_n, \mathbf{c})}{\partial c_m} \end{pmatrix}. \quad (2.97)$$

Вектор неизвестных параметров \mathbf{c} ищется итерационно, и на k -ом шаге итерации он равен

$$\mathbf{c}^{(k+1)} = \mathbf{c}^{(k)} + \Delta \mathbf{c}^{(k)}. \quad (2.98)$$

Раскладывая вектор невязки в ряд Тейлора на $k+1$ шаге итерации

$$\mathbf{r}^{(k+1)} = \mathbf{r}^{(k)} + \mathbf{J}^{(k)} \Delta \mathbf{c}^{(k)} + \dots, \quad (2.99)$$

где $\mathbf{J}^{(k)}$ - матрица Якоби для k -й итерации, преобразуем (2.99), умножив его на матрицу $(\mathbf{J}^{(k)})^T$

$$(\mathbf{J}^{(k)})^T \mathbf{r}^{(k+1)} = (\mathbf{J}^{(k)})^T \mathbf{r}^{(k)} + (\mathbf{J}^{(k)})^T \mathbf{J}^{(k)} \Delta \mathbf{c}^{(k)} + \dots \quad (2.100)$$

Обозначив $\mathbf{A}^{(k)} = (\mathbf{J}^{(k)})^T \mathbf{J}^{(k)}$ и $\mathbf{v}^{(k)} = (\mathbf{J}^{(k)})^T \mathbf{r}^{(k)}$, формула (2.100) в линейном приближении получается в виде:

$$\mathbf{A}^{(k)} \Delta \mathbf{c}^{(k)} - (\mathbf{J}^{(k)})^T \mathbf{r}^{(k+1)} = -\mathbf{v}^{(k)}. \quad (2.101)$$

В соответствии с методом Левенберга-Марквардта применяется аппроксимация для второго слагаемого в формуле (2.101)

$$\mathbf{A}^{(k)} \Delta \mathbf{c}^{(k)} + \lambda^{(k)} \mathbf{D} \Delta \mathbf{c}^{(k)} = -\mathbf{v}^{(k)}, \quad (2.102)$$

где $\lambda^{(k)}$ - параметр регуляризации, \mathbf{D} - диагональная матрица весов, которую согласно Левенбергу выбирают равной единичной матрице \mathbf{E} , или иначе согласно Марквардту $\mathbf{D} = \text{diag}(\mathbf{A}^{(k)})$.

Получаем

$$\Delta \mathbf{c}^{(k)} = -(\mathbf{A}^{(k)} + \lambda^{(k)} \mathbf{D})^{-1} \mathbf{v}^{(k)} \quad (2.103)$$

Таким образом,

$$\mathbf{c}^{(k+1)} = \mathbf{c}^{(k)} - (\mathbf{A}^{(k)} + \lambda^{(k)} \mathbf{D})^{-1} \mathbf{v}^{(k)} \quad (2.104)$$

Проблемой при этом является определение длины вектора \mathbf{c} (или структуры искомой зависимости), а также определение его начального значения $\mathbf{c}^{(0)}$, т.к. метод ЛМА, также опирается на метод Ньютона-Гаусса, который, как известно, чувствителен к выбору начального приближения. Это особенно важно при наличии шумов в реальных данных экспериментальной ПТХ.

Как уже упоминалось в п.2.3.17. на практике часто применяется приближение исследуемой распределенной системы системой с сосредоточенными параметрами и конечным числом этих параметров. В соответствии с этим ПТХ может быть описана зависимостью, на основе суммы экспонент, в виде

$$Z(t) \approx \sum_{i=1}^m Z_i(t) = \sum_{i=1}^m R_i \left(1 - \exp\left(\frac{-t}{\tau_i}\right) \right), \quad (2.105)$$

где $i = 1, 2, 3, \dots$

В этом случае набор искомых параметров содержит в соответствии с (2.105) элементы R_i и τ_i .

Дискретный набор этих параметров можно отобразить графически, построив график (рис.2.15, а) в виде дискретного спектра постоянных времени.

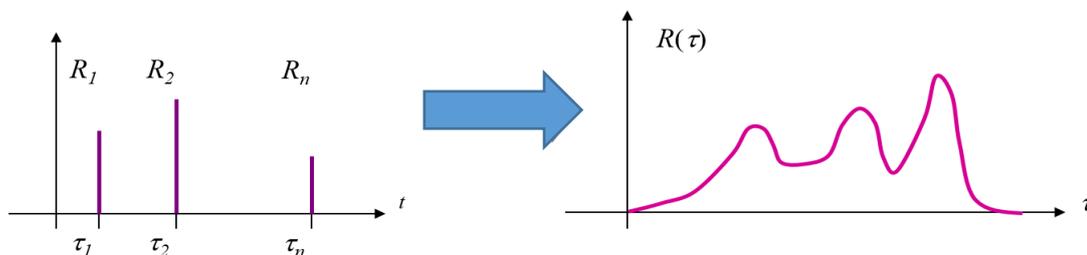


Рис.2.15. Графики дискретного и непрерывного спектра постоянных времени

Если воспользоваться предположением V. Székely, что для реальной системы этот спектр является непрерывным, то получим выражение

$$Z(t) = \int_0^{\infty} R(\tau) \left(1 - \exp\left(\frac{-t}{\tau}\right) \right) d\tau. \quad (2.106)$$

Перейдем к логарифмическому масштабу времени $z = \ln(t)$ и $\zeta = \ln(\tau)$, и запишем выражение для производной от (2.106) по z в виде интеграла свертки:

$$\frac{d}{dz} Z(z) = \int_0^{\infty} R(\zeta) [\exp(z - \zeta) - \exp(z - \zeta)] d\zeta. \quad (2.107)$$

Или, введя обозначение весовой функции $w_z = \exp(z - \zeta)$

$$\frac{d}{dz} Z(z) = \int_0^{\infty} R(\zeta) \cdot w_z(z - \zeta) d\zeta, \quad (2.108)$$

тоже самое перепишем, используя оператор свертки

$$\frac{d}{dz} Z(z) = R(z) \otimes w_z(z). \quad (2.109)$$

В итоге получается выражение для спектральной плотности постоянных времени (СППВ)

$$R(z) = \frac{d}{dz} Z(z) \otimes^{-1} w_z(z). \quad (2.110)$$

Вычисление производной ПТХ и нахождение результата операции деконволюции выполняются численно. Это позволяет построить график СППВ. Однако его применение для формирования аналитической зависимости ПТХ, необходимой при моделировании тепловых процессов в ИМС ИПН, ограничено тем, что для качественного описания «реально» распределённой системы необходимо использовать достаточно мелкий шаг dz при формировании зависимости ПТХ. Это, в свою очередь, приводит к увеличению числа экспонент и усложнению модели при одновременном повышении трудности вычисления, связанного с применением чисел с повышенной точностью (двойной точности чисел стандартного типа double float при малых dz может быть недостаточно) [95].

Автором предлагается использовать СППВ для определения необходимого количества экспонент (слагаемых в искомой зависимости ПТХ), и для задания начальных приближений при поиске постоянных времени (коэффициентов при степени экспоненты). Для этого определяются точки максимумов z_i полученного графика СППВ

$$z_i = \arg \max (R(z)) = \arg \max \left(\left[\frac{dZ_{th}(z)}{dz} \right] \otimes^{-1} w_z(z) \right), i=1,2,3... \quad (2.111)$$

Далее формируется вектор начального приближения для МНК

$$\mathbf{c}^{(0)} = [\mathbf{p}, \mathbf{R}]^T \quad (2.112)$$

Вектор начального приближения постоянных времени \mathbf{p} определяется найденными максимумами z_i

$$\mathbf{p} = [\exp(z_1) \exp(z_2) \dots \exp(z_n)]^T \quad (2.113)$$

Вектор начального приближения постоянных коэффициентов \mathbf{R} :

$$\mathbf{R} = [R_1 \ R_2 \ \dots \ R_n]^T \quad (2.114)$$

Допуская, что постоянные времени в зависимости, описывающей ПТХ $\tau_1 < \tau_2 < \tau_n$, что достаточно хорошо согласуется с практикой. Данный вектор может определяться на основе z_i . При этом расчет элементов вектора начинается, с элемента соответствующего наименьшей постоянной времени τ_1 .

ПТХ зависимостью (2.105) для интервала времени $t \leq \tau_1$ может приблизительно быть описана

$$Z(t = \tau_1) = Z(\tau_1) \approx R_1 \left(1 - \exp\left(\frac{-t}{\tau_1}\right) \right) = R_1 \left(1 - \exp\left(\frac{-\tau_1}{\tau_1}\right) \right) = R_1 (1 - \exp(-1)) \quad (2.115)$$

и для $t \leq \tau_2$

$$\begin{aligned} Z(t = \tau_2) = Z(\tau_2) \approx & R_1 \left(1 - \exp\left(\frac{-t}{\tau_1}\right) \right) + R_2 \left(1 - \exp\left(\frac{-t}{\tau_2}\right) \right) = \\ & R_1 \left(1 - \exp\left(\frac{-\tau_2}{\tau_1}\right) \right) + R_2 \left(1 - \exp\left(\frac{-\tau_2}{\tau_2}\right) \right) = R_1 \left(1 - \exp\left(\frac{-\tau_2}{\tau_1}\right) \right) + R_2 (1 - \exp(-1)). \end{aligned} \quad (2.116)$$

Откуда

$$R_1 = Z(\tau_1)(1 - \exp(-1))^{-1} \quad (2.117)$$

и

$$R_2 = \left[Z(\tau_2) - R_1 \left(1 - \exp\left(\frac{-\tau_2}{\tau_1}\right) \right) \right] (1 - \exp(-1))^{-1}. \quad (2.118)$$

Таким образом, получаем общую формулу для расчета R_i

$$R_i = \left[Z(\tau_i) - \sum_{l=1}^i R_l \left(1 - \exp\left(\frac{-\tau_l}{\tau_{l-1}}\right) \right) \right] (1 - \exp(-1))^{-1}, \quad (2.119)$$

где $i = 1, 2, 3, \dots$

В итоге общая формула итерационного расчета формируются в следующем виде:

$$\begin{cases} \mathbf{c}^{(k+1)} = [\mathbf{p} \ \mathbf{R}]^T - (\mathbf{A}^{(0)} + \lambda^{(0)} \mathbf{D})^{-1} \mathbf{v}^{(0)}, & \text{если } k = 0, \\ \mathbf{c}^{(k+1)} = \mathbf{c}^{(k)} - (\mathbf{A}^{(k)} + \lambda^{(k)} \mathbf{D})^{-1} \mathbf{v}^{(k)}, & \text{если } k > 0. \end{cases} \quad (2.120)$$

При практической реализации векторы \mathbf{p} и \mathbf{R} , дополнительно могут использоваться и для задания диапазона поиска параметров.

2.6. Математический метод и алгоритм интерпретации экспериментальных данных, предназначенные для формирования мультидисциплинарных ПМ микросхем ИПН

С учетом изложенного в параграфе 2.3 может быть сформирована общая система уравнений динамической поведенческой обобщенной математической модели для класса технических объектов ИМС ИПН.

ОММ представляет собой систему нелинейных дифференциальных уравнений, описывающих непрерывную часть модели, и систем логических уравнений, описывающих дискретную часть модели (2.121), в которой каждое уравнение отражает зависимости для перечисленных ранее блоков модели (рис. 2.9):

$$\left\{ \begin{array}{l}
 Ramp(t) = f_{\Gamma}(t, T_j, V_{FB}, T_p, T_{CL}), \text{ при } L_{\Gamma}(m, T_L); \\
 S(t) = q_{\Gamma}(Ramp), \text{ при } L_{\Gamma}(m, T_L); \\
 U_y(t) = f_P(U_{REF}, V_{FB}, V_{IN}, V_{COMP}, I_{COMP}), \text{ при } L_P(m, c_s); \\
 I_A(t) = f_{YT}(I_{SW1}, I_{SW2}); \\
 U_{REF}(t) = f_3(t), \text{ при } L_3(m, T_L); \\
 T_p(t) = f_C(V_{SYNC}), \text{ при } L_C(m, T_L); \\
 I_{SW1}(t) = f_{K1}(V_{IN}, V_{OUT}, T_j), \text{ при } L_{K1}(s_1, D_r); \\
 I_{SW2}(t) = f_{K2}(V_{OUT}, T_j), \text{ при } L_{K2}(s_2); \\
 s_1 = L_{M1}\left(m, C_L, S, q_M\left[f_M\left((U_y, I_A, Ramp)\right)\right]\right); \\
 s_2 = L_{M2}(s_1); \\
 D_r = L_D\left(m, q_D(f_D(V_{BOOST}))\right); \\
 T_j(t) = f_T(T_a, P),
 \end{array} \right. \quad (2.121)$$

где t – время; S , $Ramp$ – тактовый и пилообразный сигнал на выходе блока генератора; T_p – период тактового интервала на выходе блока синхронизации; T_{CL} – сигнал изменения периода тактового интервала по току на выходе соответствующего блока; T_L – сигнал ограничения по температуре на выходе блока ограничения по температуре; m – сигнал активации рабочего режима на выходе блока активации; c_s – сигнал, соответствующий наличию вывода COMP в ИМС ИПН; V_{IN} , V_{SS} , V_{SYNC} , V_{FB} , V_{OUT} , V_{BOOST} , V_{COMP} – напряжения на соответствующих выводах микросхемы относительно потенциала на выводе GND; I_{COMP} – ток в выводе COMP; I_{SW1} , I_{SW2} – соответственно токи ключей, определяющие ток в выводе OUT, и с учетом тока потребления определяющие токи в выводах VIN и GND; U_y – сигнал управления регулятора выходного напряжения ИПН на выходе блока регулятора; $U_{REF}(t)$ – сигнал задания регулятора выходного напряжения ИПН на выходе блока З; I_A – сигнал на выходе блока УТ; C_L – сигнал наличия ограничения по току на выходе соответствующего блока; s_1 , s_2 – сигналы управления блоками двух силовых ключей соответственно; D_r – сигнал на выходе блока драйвера первого силового ключа; T_j – температура кристалла на выходе блока расчета температуры кристалла ИМС ИПН; P – тепловая мощность,

выделяемая кристаллом ИМС ИПН, которая определяется напряжениями V_{IN} , V_{OUT} , а также токами I_{SW1} , I_{SW2} и током потребления ИМС ИПН; T_a – температура окружающей среды; $L_{Г}$, $L_{Р}$, $L_{З}$, $L_{С}$, $L_{К1}$, $L_{К2}$, $L_{М}$, $L_{ДР}$ – логические функции в составе блоков генератора, регулятора, зависимого источника, синхронизации, первого и второго ключа, модулятора и драйвера соответственно; $f_{Г}$, $f_{Р}$, $f_{УТ}$, $f_{З}$, $f_{С}$, $f_{К1}$, $f_{К2}$, $f_{М}$, $f_{ДР}$, $f_{Т}$ – функции в составе блоков генератора, регулятора, усилителя тока, зависимого источника, синхронизации, первого и второго ключа, модулятора, драйвера и расчета температуры кристалла соответственно; $q_{Г}$, $q_{М}$, $q_{Д}$ – функции квантования по уровню h в составе блоков генератора, модулятора и драйвера соответственно, формируемые в следующем виде:

$$q(x) = \frac{1}{2} \cdot [1 + \text{sign}(x - h)], \quad (2.122)$$

где x – аргумент функции квантования.

Предложенная в работе ОММ отличается возможностью описания нелинейных динамических электрических и тепловых процессов, являющихся характерными для наблюдаемого внешнего поведения интегральных микросхем импульсных преобразователей напряжения, и позволяет реализовать описание отдельного типа ИМС ИПН простой подстановкой коэффициентов конкретного варианта устройства в обобщенные выражения ОММ. Кроме того, в модели учтены особенности систем управления, присущих реальным типам ИМС ИПН. В частности, модель включает описание системы управления ИМС ИПН, в которой присутствует нелинейная часть, реализующая ограничение сигнала ошибки регулятора, и линейная часть, представленная динамическим инерционным звеном четвертого порядка.

Для формирования ПМ конкретного типа ИМС ИПН в ОММ необходимо определить ряд параметров и зависимостей на основе имеющихся исходных данных. В качестве исходных данных выступают: параметры блоков ОММ, известные по справочному описанию; массивы экспериментальных данных, полученных на основе тестовых воздействий на микросхему импульсного преобразователя напряжения и формирующих ее динамический отклик, а именно:

массивы экспериментальных данных ПТХ, массивы экспериментальных частотных характеристик коэффициента петлевого усиления и массив данных для напряжения нагрузки, отражающий его изменение во времени при включении ИМС ИПН в типовой схеме. Для решения этой задачи предлагается математический метод и алгоритм интерпретации экспериментальных данных, предназначенные для формирования мультидисциплинарных ПМ микросхем ИПН, приведенный ниже.

Производится расчет аппроксимирующей зависимости ПТХ в соответствии с п. 2.5 данной главы, и формируется математическое описание блока тепловых процессов ОММ.

Далее, используя экспериментальные частотные характеристики и параметры силового фильтра схемы включения ИМС ИПН, выполняется расчет значений $m_0, m_1, m_2, m_3, n_0, n_1, n_2, n_3$, входящих в описание цепей регулятора обратной связи в ОММ (2.14). Эта процедура реализуется с применением нелинейного метода наименьших квадратов.

На следующем этапе формулируется задача оптимизации параметров нелинейной части регулятора ПМ ИМС ИПН.

$$\mathbf{G} = \arg \min_{\mathbf{G}} F(t, \mathbf{G}), \quad (2.123)$$

где F – функция невязок, полученных в результате предложенного решения ММ (относительно напряжения нагрузки) из п. 2.4 данной главы и введенных экспериментальных данных массива напряжений нагрузки в типовой схеме включения ИМС ИПН; t – время; \mathbf{G} – вектор искомых параметров нелинейной части регулятора ПМ ИМС ИПН, который сформирован как

$$\mathbf{G} = \begin{vmatrix} s \\ r \end{vmatrix}, \quad (2.124)$$

где r – скорость нарастания сигнала задания регулятора $U_{\text{REF}}(t)$; s – порог срабатывания блока ограничения сигнала регулятора $U_{\text{ОШ}}$.

При этом вектор экспериментальных данных и вектор значений, полученных в результате предложенного решения ММ из п. 2.4 данной главы, задаются соответственно как

$$\mathbf{U}^* = \begin{bmatrix} u^*(t_1) \\ \vdots \\ u^*(t_n) \end{bmatrix} \quad \text{и} \quad \mathbf{U} = \begin{bmatrix} u(t_1, \mathbf{G}) \\ \vdots \\ u(t_n, \mathbf{G}) \end{bmatrix}. \quad (2.125)$$

Их разность $\mathbf{d} = \mathbf{U} - \mathbf{U}^*$ определяет вектор-столбец невязки

$$\mathbf{d} = \begin{bmatrix} r(t_1, \mathbf{G}) \\ \vdots \\ r(t_n, \mathbf{G}) \end{bmatrix}. \quad (2.126)$$

При этом значения фазовых переменных для схемы анализа параметров ИМС ИПН (рис. 2.12) рассчитываются на каждом такте работы в соответствии с разработанным алгоритмом поиска коммутаций и решением для участков постоянства структуры ММ, приведенных в п. 2.4 данной главы.

Напряжение нагрузки для i -го участка постоянства структуры с учетом выражений (2.70) и (2.88) получается в следующем виде:

$$u_{H,i}(t, \mathbf{G}) = \mathbf{C}_1 \cdot (e^{A_i(t-t_0)} \left[\mathbf{X}_{0i} + (\mathbf{A}_i^{-2} + \mathbf{A}_i^{-1}t) \cdot \mathbf{B} \cdot \mathbf{u}_{2i} \right] - e^{-A_i(t-t_0)} \cdot (\mathbf{A}_i^{-2} + \mathbf{A}_i^{-1}t) \cdot \mathbf{B} \cdot \mathbf{u}_{1i} + \mathbf{A}_i^{-1} \cdot \mathbf{B} \cdot \mathbf{u}_{1i}t_0 + \mathbf{A}_i^{-2} \cdot \mathbf{B} \cdot \mathbf{u}_{1i}). \quad (2.127)$$

Далее с учетом шага по времени формируется массив данных для k -го такта работы для всех $i=1,2,3,4,5$

$$u_k(t, \mathbf{G}) = [u_{H,1}(t), u_{H,2}(t), u_{H,3}(t), u_{H,4}(t), u_{H,5}(t)]^T. \quad (2.128)$$

Затем получается массив данных, который формируется для всего расчетного интервала времени моделирования, содержащего m тактов, и позволяет в итоге сформировать вектор \mathbf{U}

$$u(t, \mathbf{G}) = [u_1(t), u_2(t), u_3(t), \dots, u_m(t)]^T. \quad (2.129)$$

Задача оптимизации (2.123) может быть решена численно. В работе для этого применялся симплекс-метод.

Полученные значения в векторе \mathbf{G} формируют полное описание параметров, входящих в ОММ.

Далее формируется ММ (2.130), включающая в себя ОММ $F_{\text{ОММ}}(t)$ и ММ схемы включения ИМС ИПН $F_{\text{ММС}}(t)$, которая решается относительно переменных, относящихся к физическим терминалам поведенческой ОММ, и токов и напряжений в элементах схемы включения $\mathbf{X}(t)$. Решение осуществляется численным методом Гира. Таким образом, становится возможна дальнейшая полная проверка адекватности синтезируемой ПМ конкретного типа ИМС.

$$\begin{cases} \mathbf{X}(t) = F_{\text{ОММ}}(t), \\ \mathbf{X}(t) = F_{\text{ММС}}(t). \end{cases} \quad (2.130)$$

В итоге формируется алгоритм, реализующий приведенный математический метод интерпретации экспериментальных данных, который, дополненный процедурами проверки адекватности ОММ во временной и частотной области, может быть представлен в виде следующей блок-схемы (рис.2.16). Процесс проверки адекватности ОММ в частотной области более детально рассмотрен далее в главе 3.



Рис.2.16. Алгоритм интерпретации экспериментальных данных

2.7. Выводы

1. Проведен анализ внутренней структуры основных широко распространённых типов ИМС ИПН.

2. На основе анализа и с использованием поведенческого подхода предложена обобщенная динамическая математическая модель для класса технических объектов - ИМС ИПН, обладающая иерархической структурой и возможностью описания отдельного типа ИМС ИПН, на основании которой могут быть синтезированы частные поведенческие модели ИМС ИПН.

3. Исследована математическая модель для системы, включающей в себя ИМС ИПН и электрическую силовую часть схемы включения, с учетом свойств регуляторов, присущим современным типам ИМС ИПН. Для данной ММ предложен способ получения решения СНДУ и разработан алгоритм поиска моментов коммутации на тактовом интервале.

4. Разработан математический метод и алгоритм интерпретации экспериментальных данных, полученных на основе тестовых воздействий на ИМС ИПН и формирующих ее динамический отклик. Разработанный математический метод и алгоритм позволяют синтезировать мультидисциплинарные ПМ микросхем конкретного типа путем подстановки в выражения обобщенной математической модели ИМС ИПН значений параметров и зависимостей, найденных в результате исполнения данного алгоритма, реализующего предложенный метод.

5. Предложенный численный метод получения аппроксимирующей зависимости ПТХ ИМС ИПН на основе экспериментальных данных позволяет определить структуру и величины параметров искомой зависимости, которая обеспечивает определение температуры кристалла при моделировании мультидисциплинарных электротепловых ПМ микросхем.

ГЛАВА 3. ПРОГРАММНЫЙ КОМПЛЕКС ДЛЯ ИССЛЕДОВАНИЯ И СИНТЕЗА ПОВЕДЕНЧЕСКИХ МОДЕЛЕЙ ИМС ИПН

3.1. Формирование требований к программному комплексу

На сегодня применяемые в электронной области программные комплексы, с одной стороны, по таким показателям, как скорость расчета, точность и сходимость численного метода, обладают недостаточным уровнем для анализа импульсных силовых преобразователей (OrCAD, Multisim и т.д.), а с другой стороны, не имеют возможностей синтеза ПМ ИМС ИПН (IC-CAP, Orcad/ModelEditor). С учетом указанных недостатков это, в свою очередь, определяет необходимость разработки программного комплекса, лишенного этих недостатков.

Лидерами на рынке САПР в электронике являются: пакет проектирования электронных схем, аналогового и цифрового моделирования, проектирования программируемой логики и микросхем, а также разработки и подготовки к производству печатных плат Cadence Allegro SPB/OrCAD и система сквозного проектирования Virtuoso Analog Design Environment производства компании Cadence Design Systems; графическая среда имитационного моделирования для построения динамических моделей Simulink производства компании MathWorks Inc; программные продукты (PADS, Multisim, Questa) для моделирования, разработки, сквозного проектирования, отладки и верификации от компании Mentor Graphics; easyEDA – кросс-платформенная онлайн-среда автоматизации проектирования электроники, в составе которой есть редактор принципиальных схем, редактор топологии печатных плат, SPICE-симулятор, облачное хранилище данных и система управления и др. Выбор того или иного программного комплекса должен быть обоснован с точки зрения максимально быстрого достижения необходимых результатов.

Наиболее развитыми способностями обладает программа синтеза SPICE-моделей Orcad/ModelEditor. Она позволяет в интерактивном режиме сформировать модели элементов на основе справочных данных, введенных пользователем, и получить SPICE-модель базовых типов полупроводниковый приборов: диодов, стабилитронов, биполярных и полевых транзисторов, IGBT, и даже один из простейших типов микросхем стабилизаторов напряжения линейного типа. Однако возможностями автоматизированного формирования моделей ИМС данная программа не обладает.

С учетом сказанного была поставлена задача реализации программного комплекса для синтеза ПМ ИМС ИПН с помощью языка программирования Matlab, так как он обладает большим функционалом и стандартными математическими библиотеками, позволяющими быстро написать программу, не обладая специфическими знаниями в области программирования, которые требовались бы при написании программы на языках C++, Java или Python. К тому же Matlab позволяет быстро строить сложные графические интерфейсы пользователя и обладает встроенными функциями наглядной визуализации результатов.

Для программной реализации целевых поведенческих моделей автором выбран высокоуровневый язык описания аппаратуры VHDL (Very-High-Speed Hardware Description Language), и в частности его расширение VHDL-AMS [122], утвержденный стандартом IEEE 1076.1 [91]. Этот язык разработан специально для моделей с сигналами смешанного типа, что в полной мере позволяет описать мультидисциплинарные ПМ, рассматриваемые в данной работе.

3.2. Структура и интерфейс программного комплекса

Программный комплекс «SBM» предназначен для синтеза ПМ ИМС ИПН на основе моделирования статических и динамических процессов работы ИМС ИПН и данных, введенных пользователем в соответствии с имеющимися справочными данными по конкретному типу ИМС. Комплекс разработан в среде научных и инженерных расчетов Matlab с использованием его встроенных математических функций. Комплекс представляет программную разработку с графическим интерфейсом, позволяющий пользователю быстро ориентироваться в выборе параметров схем замещения конкретного преобразователя и настроек моделирования. Минимальными системными требованиями является процессор Intel Atom или аналогичный, 2 Гб оперативной памяти и около 2 Гб свободного места на жестком диске, установленное приложение Matlab Run-time.

Комплекс «SBM», структура которого представлена на рис. 3.1, включает в себя модули, оформленные в виде отдельных программ, реализующие математические модели, представленные в главе 2, а также осуществляющие дополнительные функции, необходимые при проведении исследований работы ИМС ИПН.

Внешний вид графического интерфейса разработанного программного комплекса приведен на рис. 3.2 и 3.3.

Сравнительные графики выходного напряжения и тока дросселя, полученные по результатам моделирования ПМ в ПО «SBM» и среде моделирования Mentor Graphics SystemVision Cloud на рис. 3.4 и 3.5. На этих рисунках представлены результаты моделирования переходного процесса запуска микросхемы ИПН и изменения сопротивления нагрузки в типовой схеме включения ИМС ИПН. Как видно из этих сравнительных результатов моделирования ПМ в ПО «SBM» и среде моделирования Mentor Graphics SystemVision Cloud наблюдается их полное совпадение.

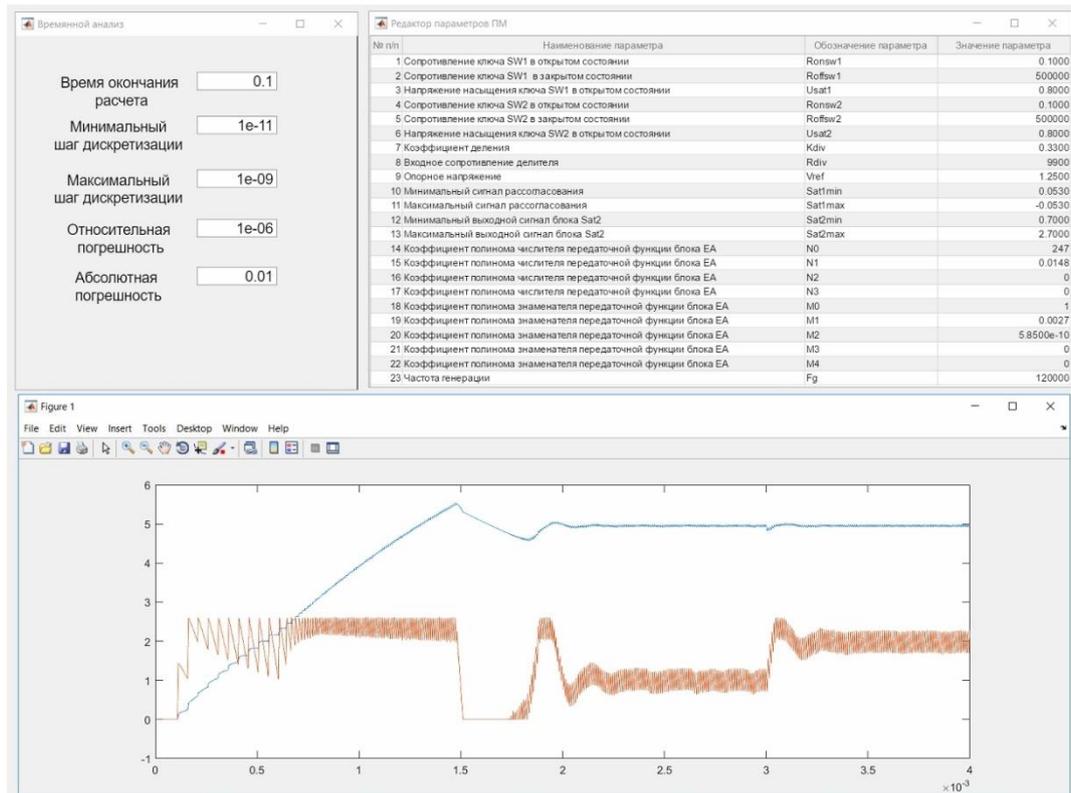


Рис.3.3. Внешний вид графического интерфейса вспомогательных окон «SBM»

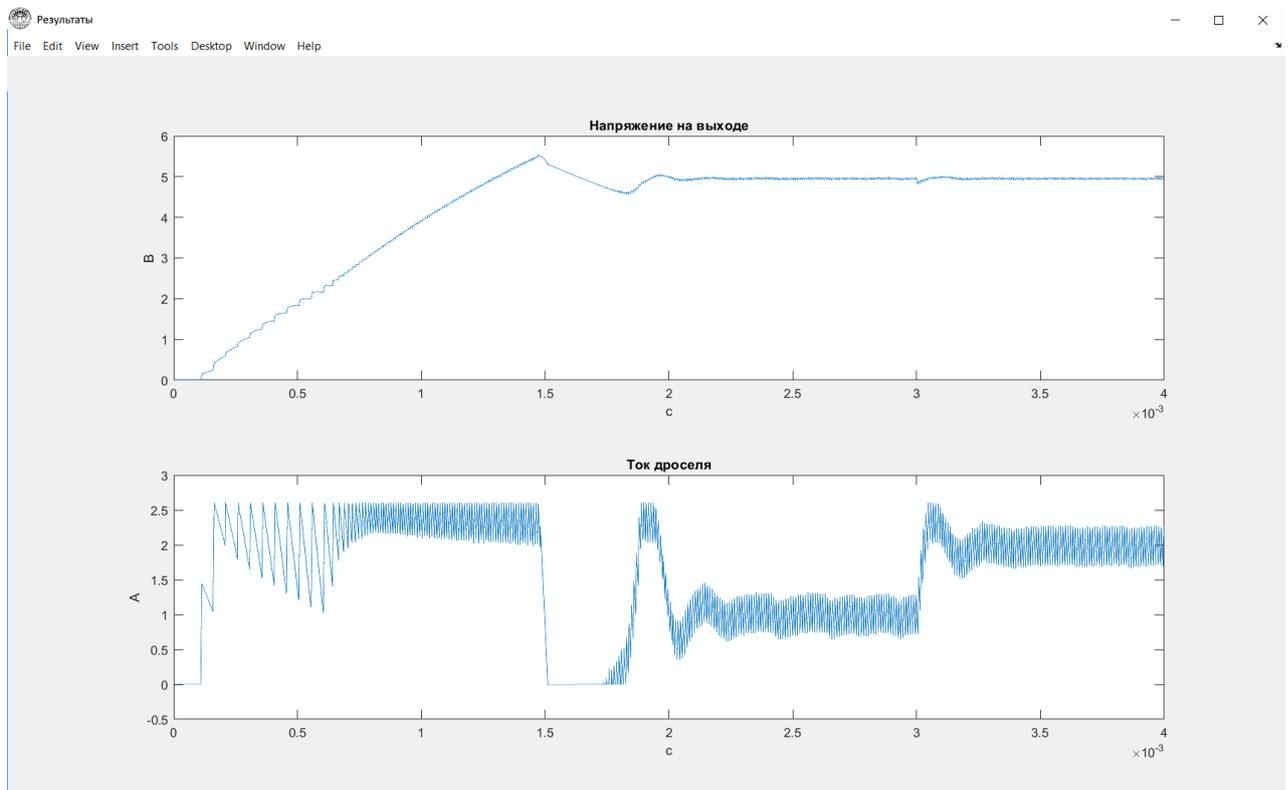


Рис.3.4. Результаты моделирования синтезированной в «SBM» ПМ

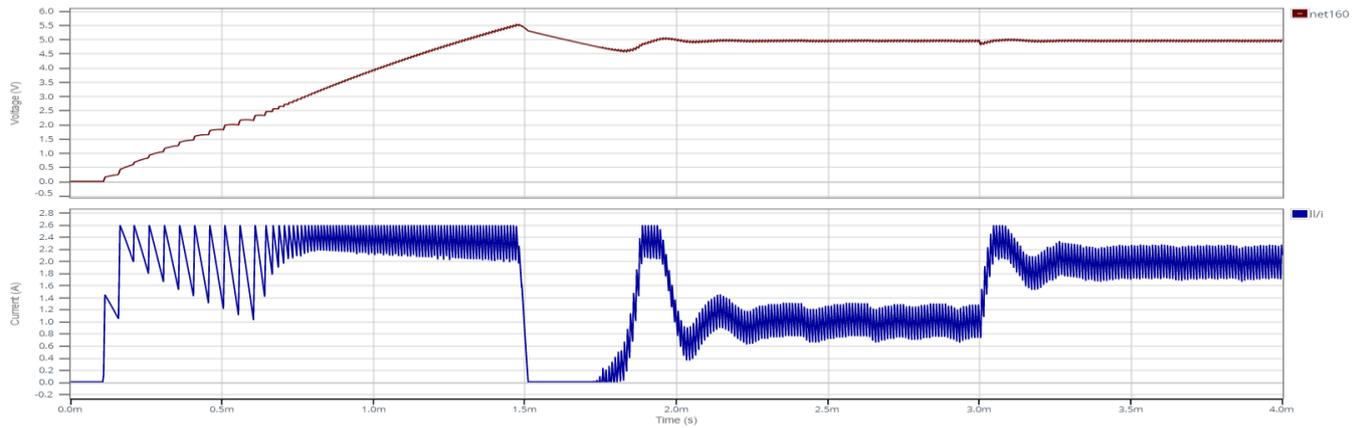


Рис.3.5. Результаты моделирования ПМ в среде Systemvision Cloud

В табл.3.1 приведен полный перечень параметров, применяемых при синтезе ПМ ИМС ИПН.

Таблица 3.1.

Перечень параметров, применяемых при синтезе ПМ ИМС ИПН

№ п/п	Наименование параметра	Обозначение параметра	Наименование блока	Обозначение блока
1.	Сопротивление ключа SW1 в открытом состоянии	Ronsw1	Силовой ключ 1	SW1
2.	Сопротивление ключа SW1 в закрытом состоянии	Roffsw1	Силовой ключ 1	SW1
3.	Напряжение насыщения ключа SW1 в открытом состоянии	Usat1	Силовой ключ 1	SW1
4.	Сопротивление ключа SW2 в открытом состоянии	Ronsw2	Силовой ключ 2	SW2
5.	Сопротивление ключа SW2 в закрытом состоянии	Roffsw2	Силовой ключ 2	SW2
6.	Напряжение насыщения ключа SW2 в открытом состоянии	Usat2	Силовой ключ 1	SW1
7.	Реактивное сопротивление входной цепи ключа SW1	Zinsw1	Силовой ключ 1	SW1
8.	Напряжение питания драйвера	Udrv	Драйвер	Driver
9.	Ток драйвера в режиме заряда конденсатора, подключенного к выводу BOOST	Idrv	Драйвер	Driver
10.	Коэффициент деления	Kdiv	Делитель	DIV
11.	Входное сопротивление делителя	Rdiv	Делитель	DIV
12.	Проходная проводимость	Gm	Зависимый источник	DepSource
13.	Выходное сопротивление по выводу COMP	Rcomp	Зависимый источник	DepSource

Продолжение таблицы 3.1.

14.	Максимальный выходной ток по выводу COMP	Icomp0	Зависимый источник	DepSource
15.	Максимальный входной ток по выводу COMP	Icomp1	Зависимый источник	DepSource
16.	Опорное напряжение	Vref	Блок опорного напряжения	REF
17.	Минимальный сигнал рассогласования	Sat1min	Блок ограничения сигнала 1	Sat1
18.	Максимальный сигнал рассогласования	Sat1max	Блок ограничения сигнала 1	Sat1
19.	Минимальный выходной сигнал блока Sat2	Sat2min	Блок ограничения сигнала 2	Sat2
20.	Максимальный выходной сигнал блока Sat2	Sat2max	Блок ограничения сигнала 2	Sat2
21.	Коэффициента полинома числителя передаточной функции блока EA	N0, N1, N2, N3	Блок усилителя ошибки	EA
22.	Коэффициента полинома знаменателя передаточной функции блока EA	M0, M1, M2, M3, M4	Блок усилителя ошибки	EA
23.	Координаты точек для кусочно-линейной аппроксимации зависимости статического коэффициента усиления от напряжения питания	V0, K0, V1, K1, V2, K2, V3, K3	Блок компенсации входного напряжения	VINcomp
24.	Напряжение срабатывания по выводу VIN	VinOn	Блок запуска	Startup
25.	Напряжение отпускания по выводу VIN	VinOff	Блок запуска	Startup
26.	Напряжение включения по выводу SS	VssOn	Блок запуска	Startup
27.	Напряжение выключения по выводу SS	VssOff	Блок запуска	Startup
28.	Наличие подтягивающего резистора до уровня логической единицы	PullupRes	Блок запуска	Startup
29.	Время задержки включения	Tdon	Блок запуска	Startup
30.	Время включения	Tss	Блок запуска	Startup
31.	Время задержки выключения	Tdoff	Блок запуска	Startup
32.	Частота генерации	Fg	Блок генератора	OSC
33.	Координаты точек для кусочно-линейной аппроксимации зависимости частоты генерации от напряжения на выводе FB	Fb0, Fg0, Fb1, Fg1, Fb2, Fg2, Fb3, Fg3	Блок генератора	OSC
34.	Координаты точек для кусочно-линейной аппроксимации зависимости частоты генерации от выходного тока	I0, Fg0, I1, Fg 1, I2, Fg 2, I3, Fg 3	Блок генератора	OSC
35.	Минимальное значение развсртывающего напряжения	RampMin	Блок генератора	OSC
36.	Максимальное значение развсртывающего напряжения	RampMax	Блок генератора	OSC
37.	Ток срабатывания защиты по току	Ilim	Блок защиты по току	Current Limit

38.	Коэффициент передачи усилителя датчика тока	Kia	Блок усилителя датчика тока	IA
39.	Время задержки по сигналу синхронизации	Tdsync	Блок синхронизации	Sync
40.	Время бланкирования	Tbl	Блок ШИМ	M
41.	Тип развертывающего пилообразного напряжения (линейно-нарастающий, линейно-спадающий, симметричный)	Ramp	Блок ШИМ	M
42.	Температура срабатывания тепловой защиты	Tj,control	Блок тепловой защиты	Thermal Limit
43.	Параметры электротепловой модели	A, B, C, D, E, $\tau_1, \tau_2, \tau_3, \tau_4, \tau_5,$	Блок тепловой части	Thermal

3.3. Основные алгоритмы и проверка адекватности математических моделей ИМС ИПН в частотной области

3.3.1. Алгоритм определения параметров модели блока тепловых процессов в составе ОММ

Данный алгоритм разработан для верификации предложенного во второй главе модифицированного численного метода получения аппроксимирующей зависимости ПТХ ИМС ИПН.

Для экспериментального определения ПТХ опробован способ, не требующий периодического подключения испытуемой ИМС ИПН. Нагрев кристалла осуществляется постоянным током, проходящим через силовой диод, расположенный на кристалле и включенный параллельно силовому транзистору. Измерение температуры кристалла выполняется путем измерения прямого напряжения U_F на другом $p-n$ -переходе при малом измерительном токе и последующем преобразовании напряжения U_F в температуру T_J , используя зависимость $T_J(U_F)$. Полученная зависимость $T(t)$ может быть аппроксимирована несколькими экспонентами, зависимостью (2.55).

Переходную тепловую характеристику можно определять с помощью программно-аппаратного измерительного комплекса АТоМ-9х, разработанного в

НИЛ АТМ БГТУ [36] и предназначенного для контроля электрических параметров ИМС ИПН в условиях серийного производства. В результате эксперимента $U_F(t)$, получается массив цифр, который следует преобразовать в массив цифр $T_{\Sigma}(t)$ и затем $T(t)$, где $T(t) = T_{\Sigma}(t) - T_{\alpha}$, T – температура нагрева кристалла ИМС ИПН; T_{Σ} – полная температура кристалла ИМС ИПН; T_{α} – температура окружающей среды.

Далее реализуется процесс аппроксимации экспериментальной ПТХ.

При формировании электротепловой модели по ПТХ наиболее важным является выбор структуры электротепловой модели, что в рассматриваемой задаче соответствует определению количества экспонент. При этом из-за наличия шума в экспериментальных данных зачастую представляет определенные трудности получение аппроксимирующей зависимости, хорошо совпадающей с начальным участком ПТХ. Для снижения влияния указанных факторов при получении аппроксимирующей зависимости предлагается алгоритм, состоящий из двух основных этапов. На первом этапе применен предложенный V. Székely метод структурных функций, в соответствии с которым с помощью теоремы обратной свертки графика первой производной ПТХ в логарифмическом масштабе времени $z=\ln(t)$ и весовой функции $w_z=\exp(z-\exp(z))$ строится зависимость спектральной плотности постоянных времени (СППВ). На втором этапе определялись точки максимумов полученного графика СППВ. Положение найденных максимумов СППВ использовалось в качестве точек начального приближения при поиске аппроксимирующей зависимости ПТХ. В качестве численного метода для нахождения аппроксимирующей зависимости ПТХ применялся нелинейный метод наименьших квадратов с использованием алгоритма оптимизации Левенберга-Марквардта, при этом для задания границ диапазонов поиска при вычислении коэффициентов аппроксимирующей зависимости также применялись найденные максимумы графика СППВ.

Последовательность процедур в составе алгоритма получения аппроксимирующей зависимости ПТХ ИМС ИПН представлена на рис.3.6.



Рис.3.6. Последовательность процедур в составе алгоритма получения аппроксимирующей зависимости

3.3.2. Алгоритм проверки адекватности математических моделей ИМС ИПН в частотной области

Данный алгоритм применяется для снижения вычислительной трудности частотного анализа целевых ПМ ИМС ИПН. При этом в качестве основы используется подход, изложенный в работах Middlebrook R.D. [105] и др., с проведением натуральных испытаний, и модифицированный для задач моделирования. В частности, при натуральных испытаниях не представляет сложности получить временные зависимости для интервалов времени, значительно превышающих тактовый интервал ИМС ИПН. При расчете модели на ЭВМ ситуация осложнена тем, что расчет таких интервалов невозможно выполнить при большом шаге интегрирования численного метода относительно величины тактового интервала. Дополнительно ситуация усугубляется вследствие наличия накапливающихся ошибок округления и применяемого численного метода.

Вследствие сказанного предлагается подход дополнительного сокращения объема вычислений при выполнении расчёта частотных характеристик ММ нелинейных динамических импульсных систем в области их устойчивости на основе расчета во временной области, что позволяет учитывать особенности

данного вида объектов, в отличие от линейризованных ММ, применимых только к режиму малого сигнала.

Суть предлагаемого подхода состоит в том, что, как и при натурном эксперименте по определению частотных характеристик коэффициента петлевого усиления в контур цепи обратной связи по напряжению вводится источник гармонического сигнала (см. рис. 3.7) и производится расчет ММ во временной области с применением метода Гира, а критерием останова расчета определяется по фиксации момента наличия установившегося (стационарного) режима на интервале времени соответствующем периоду гармонического сигнала. Что далее позволяет выполнять вычисление амплитуды и фазы основной гармоники выходного сигнала ИМС ИПН посредством алгоритма быстрого преобразования Фурье. При этом определение установившегося режима осуществляется посредством расчета статистических показателей стационарности режима. В частности, для интервалов выделенных динамических «окон» (внутри разных периодов гармонического сигнала) рассчитанного ряда данных вычисляется коэффициент корреляции Пирсона (PCC). По его величине и по результату дополнительных тестов (тест проверки на нулевую гипотезу H_0 и др.) происходит принятие решения об останове расчёта во временной области.

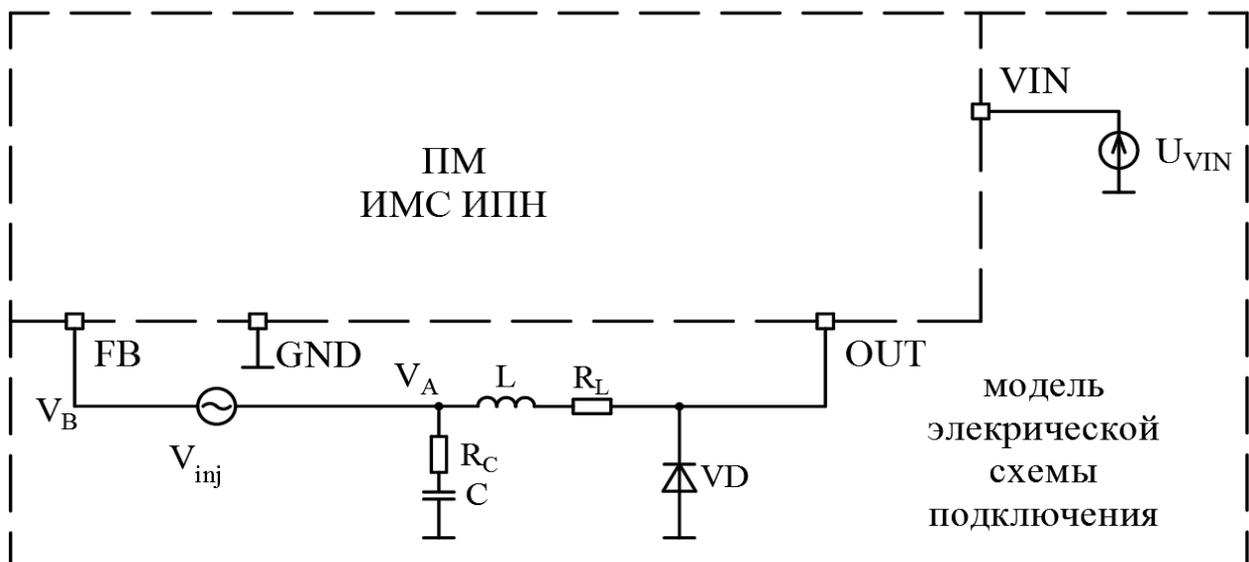


Рис.3.7. Схема модели для выполнения частотного анализа ИМС ИПН

понижающего типа

Последовательность действий при расчете частотных характеристик ПМ ИМС ИПН выглядит следующим образом.

1. Расчет во времени ПМ для случая старта ИМС ИПН с выходом в установившийся режим в типовой электрической схеме включения ИМС.
2. Тест на наличие устойчивого одноциклового режима (согласно [2, 3, 11, 33]) по результатам анализа временных зависимостей на основе рассчитываемых статистических оценок (PCC , H_0).
3. Расчет ненулевых начальных условий по всем переменным состояния линейных подсистем полной модели для фиксируемой точки внутри тактового интервала (например, для начала такта).
4. Выполнить дополнительный тест аналогично п.3., но для схемы аналогичной рис.3.7 для трех случайных величин частот, по одной из трех поддиапазонов частот (НЧ, СЧ и ВЧ-поддиапазоны) заданного диапазона анализируемых частот.
5. Старт расчета во времени первой частоты из НЧ-области полного заданного диапазона анализируемых частот.
6. При достижении времени $T_1 = T_{inj} + T_w$, где T_{inj} – период инжектируемого в цепь обратной связи и T_w – временной интервал анализируемого «окна» данных; для сигнала V_A производится расчет PCC и тест на H_0 для интервалов времени $[0, T_w]$ и $[T_{inj}, T_{inj} + T_w]$.
7. Проверка PCC и результата теста на H_0 . Если эти значения входят в нужный диапазон, то переход к п.11, иначе переход к следующему п.8.
8. Произвести расчет дополнительного интервала времени равного одному такту частоты коммутации до момента $T_2 = T_{inj} + T_w + a$, и выполнить п.6 и п.7 для интервала, сдвинутого на один такт a частоты коммутации, $[a, T_{inj} + T_w + a]$ и интервала $[T_{inj} + a, T_{inj} + T_w + a]$.
9. Если достигнуто значение общего рассчитанного интервала равного $3T_{inj}$, то произвести увеличение T_w и перейти к анализу аналогичному п.6 и п.7, но в формулах для расчета T_1 и T_2 применяется удвоенное значение $2T_{inj}$.

10. Если достигнуто предельное наперед заданное максимальное время моделирования, выполнить останов и вывести на экран соответствующее предупреждение.

11. Выполнить останов расчета. Выбрать из рассчитанного массива данных сигнала V_a по одной точке внутри каждого тактового интервала (например, в начале такта).

12. Полученный массив данных в п.11 обработать с помощью алгоритма быстрого преобразования Фурье, предварительно дополнив этот массив нулевыми элементами, для получения его длины величиной равной степени двойки, и рассчитать амплитуду и фазу гармоники с частотой равной $1/T_{inj}$.

13. Используя результаты п.12 и параметры гармонического инжектируемого сигнала V_{inj} (амплитуда, фаза) по тригонометрическим формулам рассчитать параметры сигнала V_B .

14. Увеличить частоту на заданный шаг, и если она не достигает предельных значений в соответствии с заданием на выполнение частотного анализа, перейти к п.6

15. Останов с сохранением результатов и построение графика ЛАЧХ и ЛФЧХ коэффициента петлевого усиления.

Последовательность процедур в составе данного алгоритма представлена на рис.3.8.

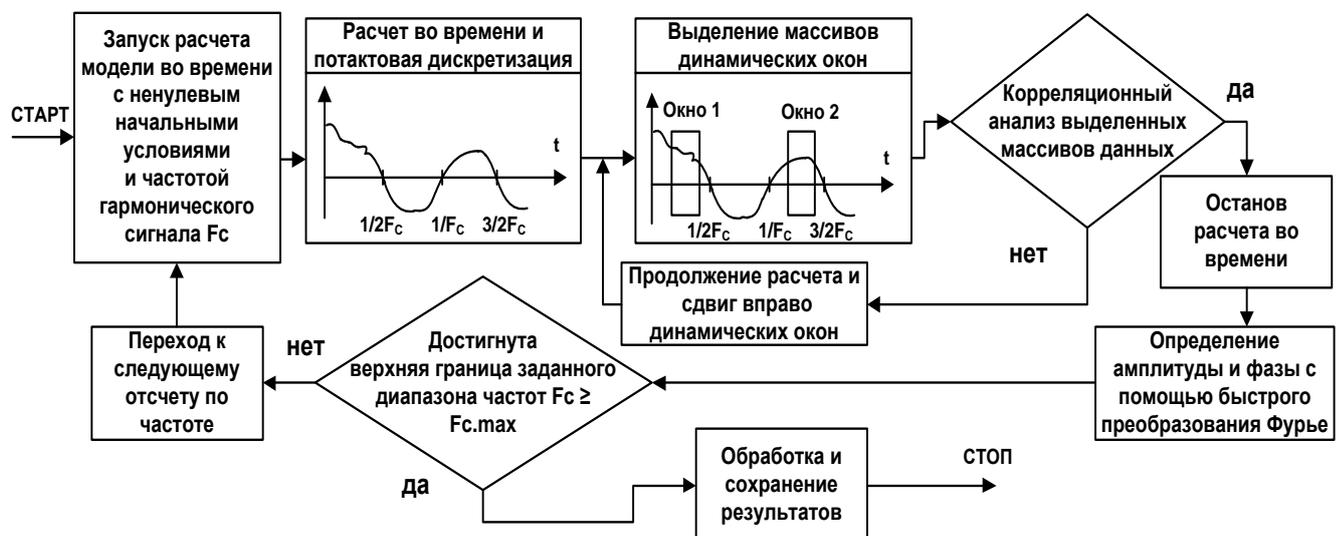


Рис.3.8. Схема анализа частотных свойств ПМ ИМС ИПН

3.3.3. Алгоритм синтеза целевой ПМ ИМС ИПН

На подготовительном этапе в редакторе параметров программного комплекса «SBM» пользователю требуется максимально полно ввести базовые параметры согласно имеющимся справочным данным (или техническим условиям для отечественных образцов) ИМС ИПН:

1. Величину сигнала задания V_{ref} ;
2. Параметры пилообразного сигнала блока генератора;
3. Время плавного страта t_{ss} ;
4. Коэффициент деления блока делителя;
5. Параметры ключей;
6. Частоту коммутации ШИМ и/или график зависимости частоты коммутации от напряжения на выводе FB;
7. Величину пониженной частоты при токовой защите;
8. Порог токовой защиты;
9. Время бланкирования (для ИМС ИПН, ориентированных на схему повышающего типа ИПН);
10. Коэффициент усиления в усилителе токового контура;
11. Статический коэффициент усиления регулятора контура обратной связи по напряжению и току;
12. Проходную проводимость для СОМР;
13. Пороговые уровни и токи по выводу СОМР;
14. Диапазон изменения коэффициента заполнения ШИМ и другие параметры, запрашиваемые у пользователя в интерактивном режиме.
15. Экспериментальные графики ЛАЧХ и ЛФЧХ коэффициента петлевого усиления.

Также необходимо ввести массивы экспериментальных данных:

- частотные характеристики коэффициента петлевого усиления, полученные для режима малого сигнала;

- временные зависимости $U_{sw}(t)$, $U_{вых}(t)$ и $I_L(t)$ для режима запуска и наброса нагрузки ИМС ИПН.

При этом обязательно вводятся параметры всех элементов электрической схемы подключения ИМС ИПН, для которой получены данные зависимости.

Для реализации мультидисциплинарной ПМ дополнительно вводится массив данных соответствующий экспериментально ПТХ ИМС ИПН.

Далее в комплексе «SBM» в автоматизированном режиме происходит процесс обработки исходных данных и вычисление основных параметров.

Определяется фиксированный фронт в импульсах в графиках $U_{sw}(t)$, что позволяет идентифицировать алгоритм работы блока модулятора ШИМ. При этом анализируется разброс фронтов, получаемый в результате наложения интервалов времени, соответствующих одному такту (см. рис 3.9)

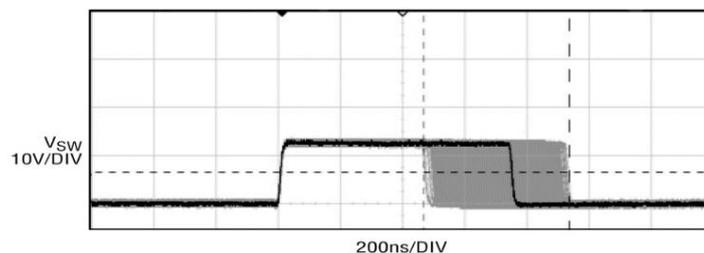


Рис.3.9. Результат совмещения фронтов импульсов напряжения $U_{sw}(t)$

Затем происходит автоматизированная обработка частотных характеристик коэффициента петлевого усиления, введенных на подготовительном этапе. На основании методов теории автоматического управления [16, 47, 48, 54–56] (с учетом параметров, введенных в п.2, 4, 11, 15) вычисляются ЛАЧХ и ЛФЧХ линейной модели регулятора в цепи ОС по напряжению ($n_0, n_1, n_2, n_3, m_0, m_1, m_2, m_3$). При этом в программном комплексе используются библиотечные функции частотной идентификации, встроенные в Matlab.

В качестве проверки полученных результатов, по выбору пользователя, дополнительно аналогичная процедура может быть проведена на основе анализа графиков временных откликов при «набросе-сбросе» нагрузки в схеме ИПН.

Далее происходит автоматизированная процедура идентификации параметров (пороги ограничения в регуляторе, скорость нарастания задания в регуляторе) переходного процесса запуска ИМС ИПН посредством решения оптимизационной задачи. При этом целевая функция определяется в соответствии с МНК, как минимум среднеквадратичного отклонения экспериментальных отсчетов данных, с данными получаемыми в результате расчета ММ, приведенной в п.2.4 второй главы диссертационной работы.

Так как анализируемая целевая квадратичная функции положительна на своей области определения, то задача оптимизации сводится к нахождению минимума этой функции. Для нахождения решения использовался симплекс-метод.

Далее производится определение параметров теплового блока ОММ на основе массива данных экспериментальной ПТХ и выше изложенного метода ее аппроксимации.

Потом производится автоматизированная процедура валидации и верификации полученной ОММ. Валидация производится аналогично валидации целевых синтезированных ПМ ИМС ИПН, которая в отличии от валидации ОММ происходит с применением стороннего ПО (которое позволяет выполнять симуляцию ПМ, реализованной на языке VHDL-AMS) и рассмотрена детально далее. Верификация ОММ производится по выбору пользователя и заключается в сравнении результатов расчета интересующих пользователя графиков с варьируемыми настройками численного метода (шаг сетки, изменяемый шаг сетки, смена численного метода и т.д.)

В результате пользователь может перейти к автоматической процедуре генерации кода целевой ПМ ИМС ИПН на языке VHDL-AMS.

Далее приведены примеры реализации на языке VHDL-AMS некоторых основных блоков в составе структуры ОММ.

Листинг 3.1. Пример реализации блока генератора ИМС ИПН

```

switching : process is
variable period : real := 6.666e-6;
variable period_change_enable : std_logic := '1';
variable timeOtsechka : real := 0.0;
constant RampMagnitude : real := 0.5;
constant RampMin : real := 0.75;
begin
wait until domain = time_domain;
loop
if ( Ramp > (0.999 * RampMagnitude + RampMin) ) then
clk <= '1', '0' after 10 ns;
if period_change_enable = '1' then
if f_pwm_sel = '0' then
period := (2.68e-09 * temperature_value + 5.8e-06) * 0.66;
else
period := 2.68e-09 * temperature_value + 5.8e-06;
end if;
period_change_enable := '0';
timeOtsechka := NOW - RampMin;
end if;
end if;
if ( Ramp < (0.001 * RampMagnitude + RampMin) ) then
if period_change_enable = '0' then
period_change_enable := '1';
end if;
end if;
Ramp <= RampMin + RampMagnitude * ((NOW - timeOtsechka - RampMin) mod period) / period ;
if (duty_input < Ramp) then
d_pwm <= '1';
else
d_pwm <= '0';

```

```

end if;
wait for 5 ns;
end loop;
end process switching.

```

Листинг 3.2. Пример реализации блока модулятора ИМС ИПН

```

RS_process : process (reset_rsstate, set_rsstate)
  variable q_local, qn_local : std_logic;
begin
  if set_rsstate = '1' and set_rsstate'EVENT and set_rsstate'LAST_VALUE = '0'
    and reset_rsstate = '0' then

    q_local := '1';
    qn_local := '0';
    elsif reset_rsstate = '1' and reset_rsstate'EVENT and reset_rsstate'LAST_VALUE = '0' then
    q_local := '0';
    qn_local := '1';
  elsif (set_rsstate = '1' and reset_rsstate = '1') or (set_rsstate = 'X' and q_local = '0')
    or (reset_rsstate = 'X' and qn_local = '0') then

    q_local := '0';
    qn_local := '1';
  end if;
  out_rsstate <= q_local;
end process RS_process;

process (out_rsstate, set_rsstate) is
begin
  if out_rsstate = '1' and modeEnable = '1' and set_rsstate = '1' then
    --R_sw <= R_on*(1.0 + 0.00055*(temperature_value-273.15));
    R_sw <= R_on;
  else
    R_sw <= R_off;
  end if;
end process.

```

3.3.4. Алгоритм валидации и верификации ПМ

Процедуры верификации и валидации разрабатываемых программных средств в последнее время все чаще становятся предметом исследования ученого сообщества [15, 52]. В соответствии с [52] их определение выглядит следующим образом.

«Верификация - это процесс определения степени адекватности и уровня точности численного моделирования данной концептуальной модели» [52].

Валидация - это процесс, который позволяет определить, насколько точно выбранная концептуальная модель описывает исследуемый объект путём сопоставления численных и экспериментальных данных [52].

Схема взаимосвязи этих процедур приведена на рис. 3.10.



Рис.3.10. Схема взаимосвязи процедур валидации и верификации

Таким образом, под валидацией следует понимать проверку достоверности вычислений, например, сравнением численных решений на различных сетках, определением практической сходимости решения в интересующей исследователя области и т.п.

В соответствии с классификацией методов валидации, приведенных в работе [15], среди них выделяются: экспертный анализ, тестирование, симуляция, формальная верификация и проверка моделей.

Таким образом в рамках решаемой задачи, был выбран метод валидации – тестирование, т.к. его применение основано на использовании уже готового прототипа, которым может выступать синтезированная ПМ ИМС ИПН.

Для реализации данного подхода для синтезируемой ПМ предложено использование тестовых ПМ, в которые включена реализация ММ электрической

схемы включения конкретного типа. Это связано с тем, что валидация синтезируемых ПМ реализуется с применением сторонних программных сред моделирования (целевых средах моделирования), которые позволяют выполнять симуляцию ПМ, реализованной на языке VHDL-AMS, и также включают в себя собственный симулятор, позволяющий реализовывать необходимые численные методы.

Для валидации ПМ в целевых средах моделирования разработана библиотека тестовых ПМ для основных типовых схем включения, и схем тестирования конкретных параметров ПМ ИМС ИПН во временной области с целью:

- расчета параметров запуска и выхода ИПН в установившийся режим;
- анализа коэффициентов неустойчивости по току и напряжению;
- расчета в установившемся режиме с учетом инъекции гармонического сигнала в цепи ОС по напряжению, для получения массива данных, на основании которых выполняется построение частотных характеристик ПМ ИМС ИПН.

Валидация синтезируемых ПМ осуществляется путем генерации кода тестовой ПМ, на основе разработанных библиотек и синтезированного на предыдущем этапе кода ПМ ИМС ИПН. Далее на его основе выполняется симуляция в целевой программной среде моделирования, а результаты симуляции анализируются в разработанном программном комплексе «SBM».

Для четырех типов, синтезированных предлагаемым способом ПМ ИМС ИПН, получены свидетельства о государственной регистрации программы для ЭВМ [40–43].

3.4. Выводы

1. Предложен алгоритм, который позволяет выполнить синтез ПМ, и в итоге автоматизировать процесс получения мультидисциплинарных ПМ ИМС ИПН на основе экспериментальных и справочных данных.

2. Предложен алгоритм получения аппроксимирующей зависимости ПТХ ИМС ИПН для целей имитационного моделирования с минимизированной структурой данной зависимости.
3. Предложен алгоритм верификации и валидации синтезированных ПМ ИМС ИПН.
4. Разработан вычислительно эффективный алгоритм проверки адекватности математических моделей ИМС ИПН в частотной области, предназначенный для сокращения времени выполнения расчета частотных характеристик в области низких частот.
5. Предложена архитектура программного обеспечения, в соответствии с которой разработан комплекс проблемно-ориентированных программ для выполнения вычислительного эксперимента на основе алгоритмов, реализующих разработанные математические методы моделирования поведения ИМС ИПН при воздействии внешних тепловых и электрических факторов.

ГЛАВА 4. РЕЗУЛЬТАТЫ МОДЕЛИРОВАНИЯ И ПРОВЕРКА АДЕКВАТНОСТИ СИНТЕЗИРОВАННЫХ ПМ ИМС ИПН

4.1. Тестовая задача поведенческого моделирования ИМС ИПН

Рассматривается тестовая задача формирования ПМ ИМС ИПН LM2596 компании Texas Instruments. Данная микросхема широко применяется при построении схем импульсных DC-DC преобразователей понижающего типа. Приводятся результаты верификации полученной ПМ для данной микросхемы. Микросхема LM2596 является интегральной схемой, которая обеспечивает все активные функции для понижающего ИПН, способного управлять нагрузкой с током в 3А и имеющей прямую нагрузочную линию.

Вследствие требований к минимальному количеству внешних компонентов, эти регуляторы просты в использовании и включают внутреннюю частотную компенсацию и фиксированную частоту ШИМ.

LM2596 работает с частотой переключения 150 кГц, что снижает требования к масса-габаритным параметрам фильтра, по сравнению с более низкочастотными переключающими регуляторами. Для синтезированной ПМ данной ИМС ИПН выполнено моделирование в среде моделирования SystemVision Cloud (рис.4.1), и проведено сравнение полученных результатов с результатами моделирования SPICE-модели в среде моделирования LTspice (рис.4.2).

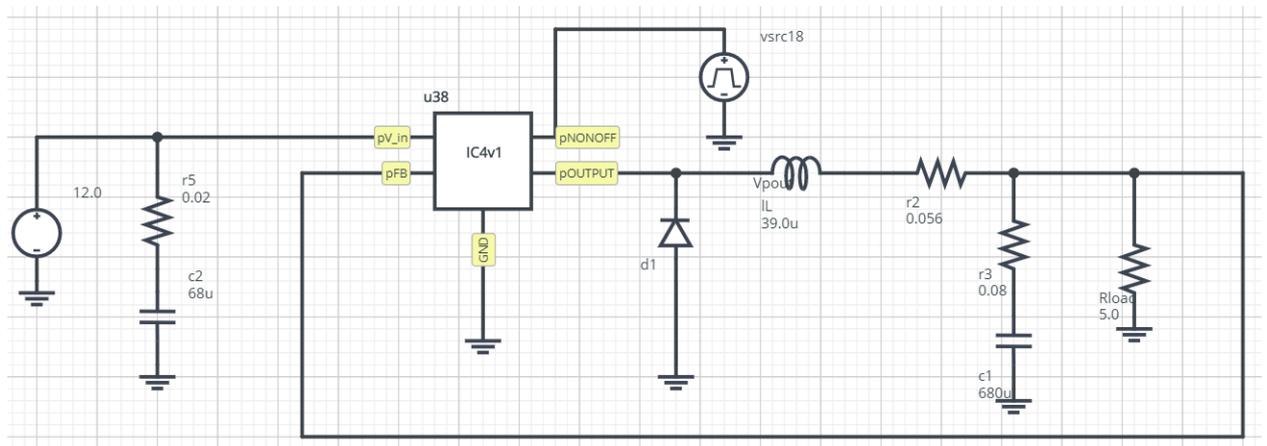


Рис.4.1. Модель LM2596 в System Vision Cloud

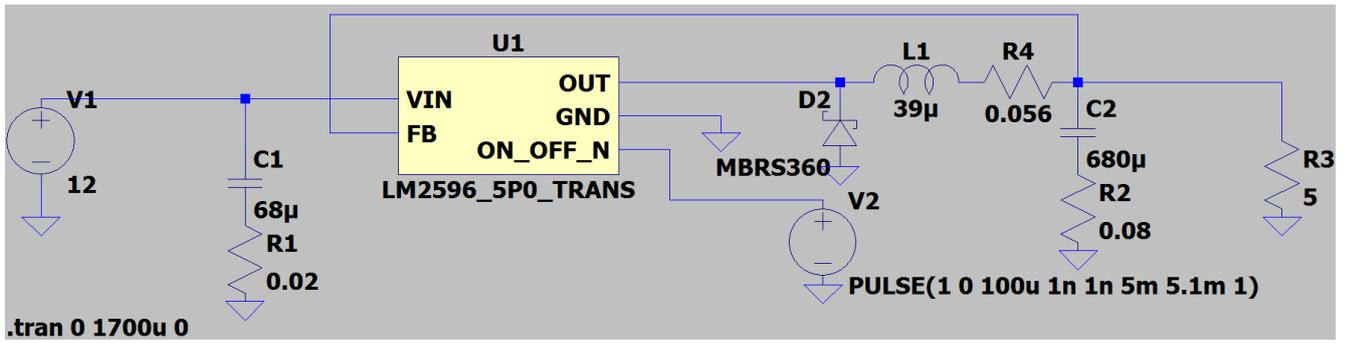


Рис.4.2. Модель LM2596 в LTspice

Результаты моделирования процесса включения приведены на рис.4.3-4.4. При сравнении осциллограмм наблюдаются незначительные различия в пределах 2,5%, что связано с различными типами численных методов, используемых в моделях и некоторыми допущениями.

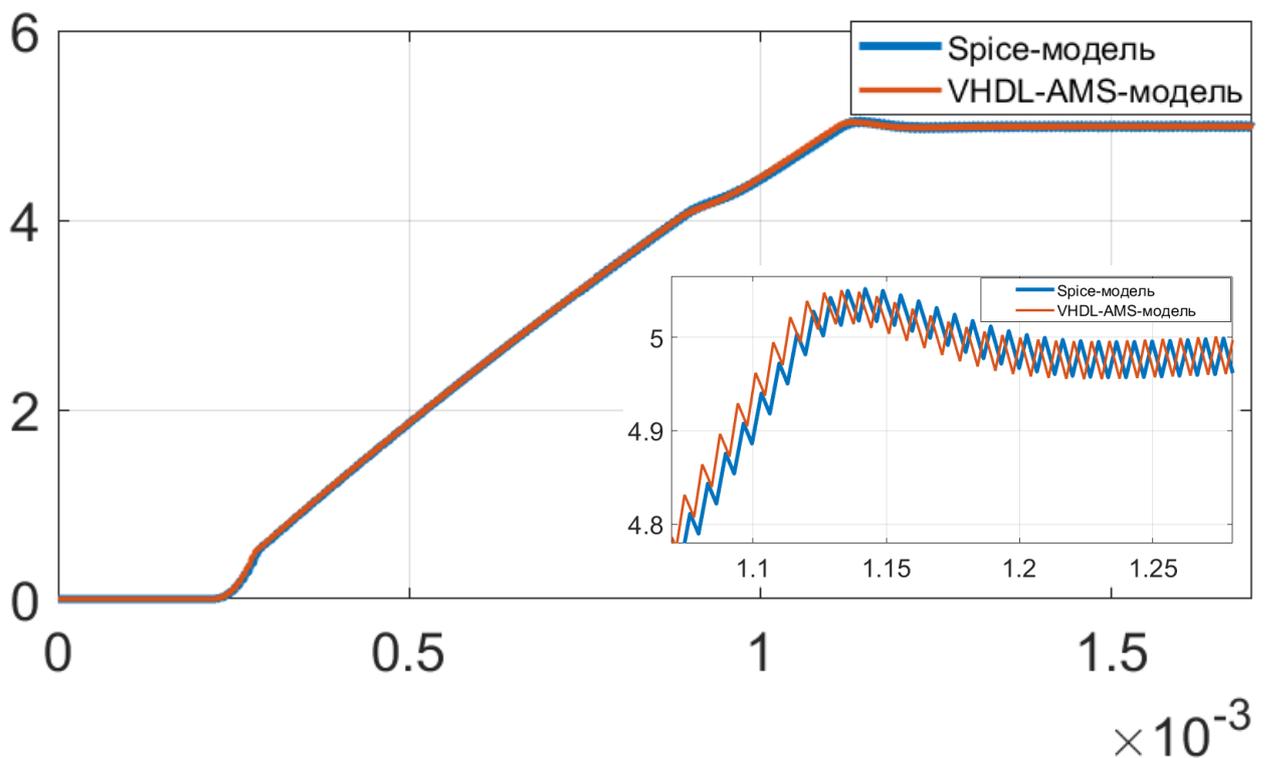


Рис.4.3. Осциллограмма выходного напряжения при запуске в LTspice и SystemVision Cloud

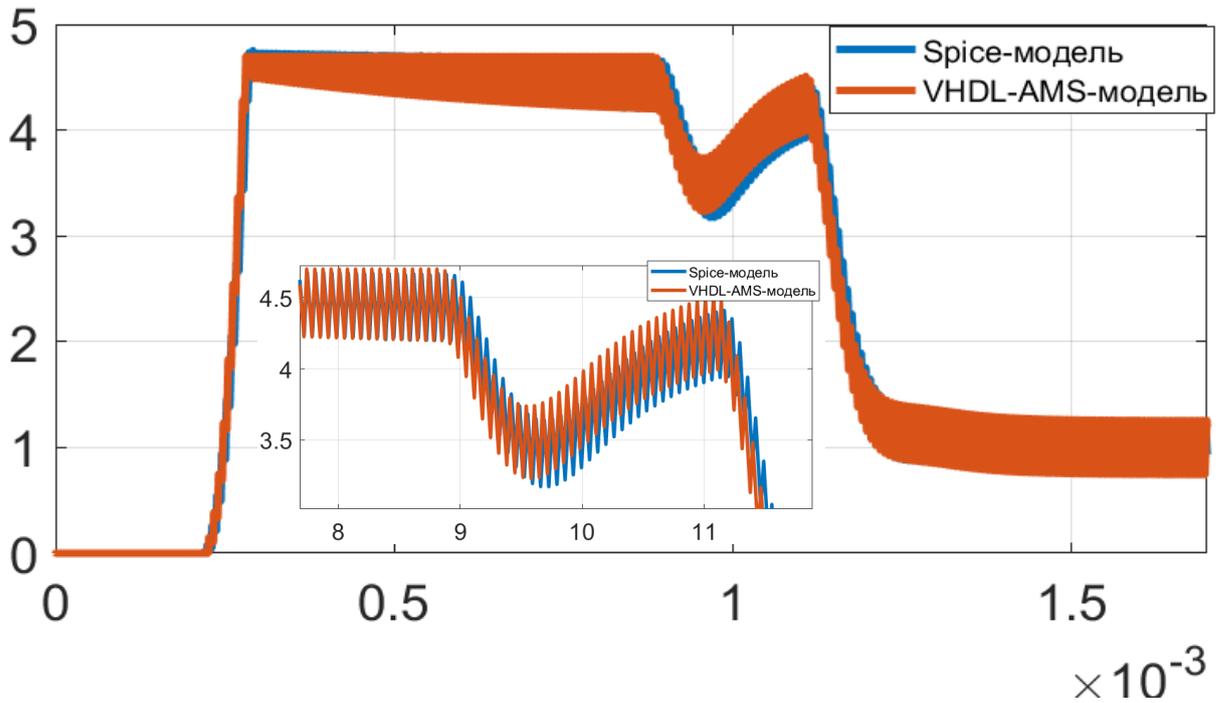


Рис.4.4. Осциллограмма тока через дроссель при запуске в LTspice
Systemvision Cloud

На рис. 4.5-4.10 смоделирована ситуация увеличения нагрузки в 2 раза в момент времени две миллисекунды. Как видно из осциллограмм отработка по напряжению и возвращение в рабочий режим происходит за короткий промежуток времени. Осциллограммы выходного напряжения, тока дросселя и напряжения на входе Output идентичны. В целом можно говорить о том, что поведенческая модель идентична SPICE-модели и может быть использована при проектировании электрических устройств с данной микросхемой.

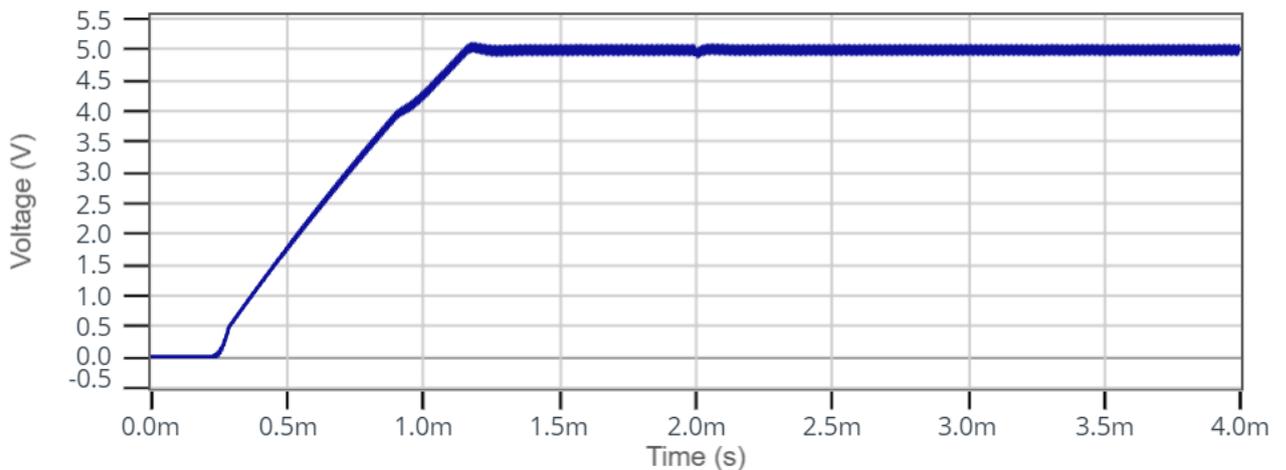


Рис.4.5. Осциллограмма выходного напряжения при изменении нагрузки в
Systemvision Cloud

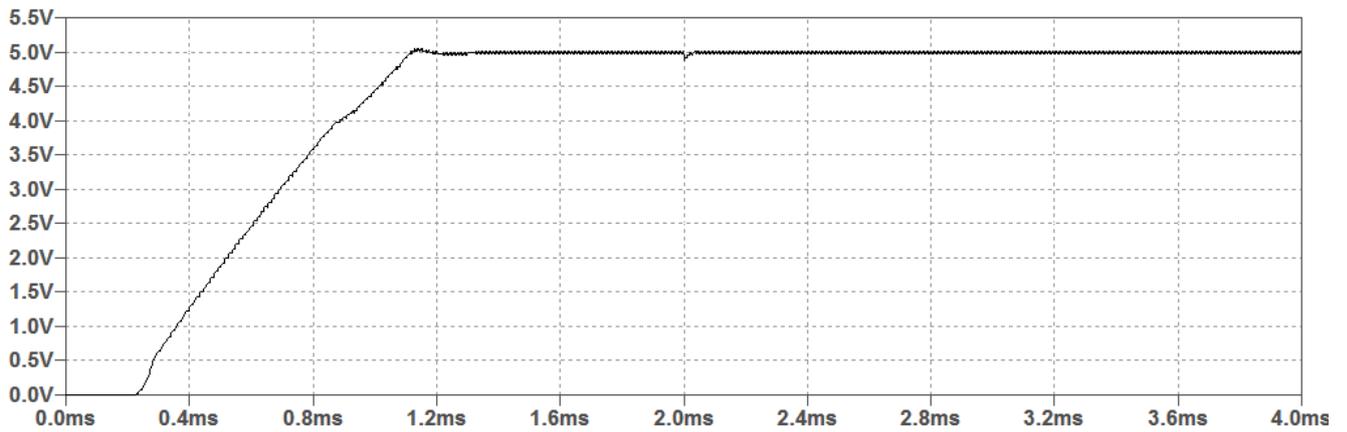


Рис.4.6. Осциллограмма выходного напряжения при изменении нагрузки в Cadence Orcad

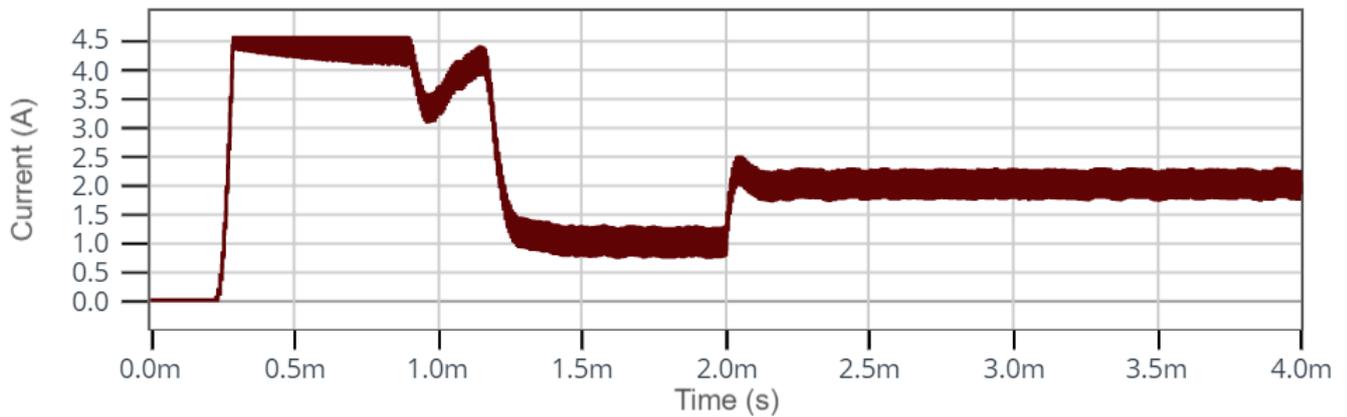


Рис.4.7. Осциллограмма тока через дроссель при изменении нагрузки в Systemvision Cloud

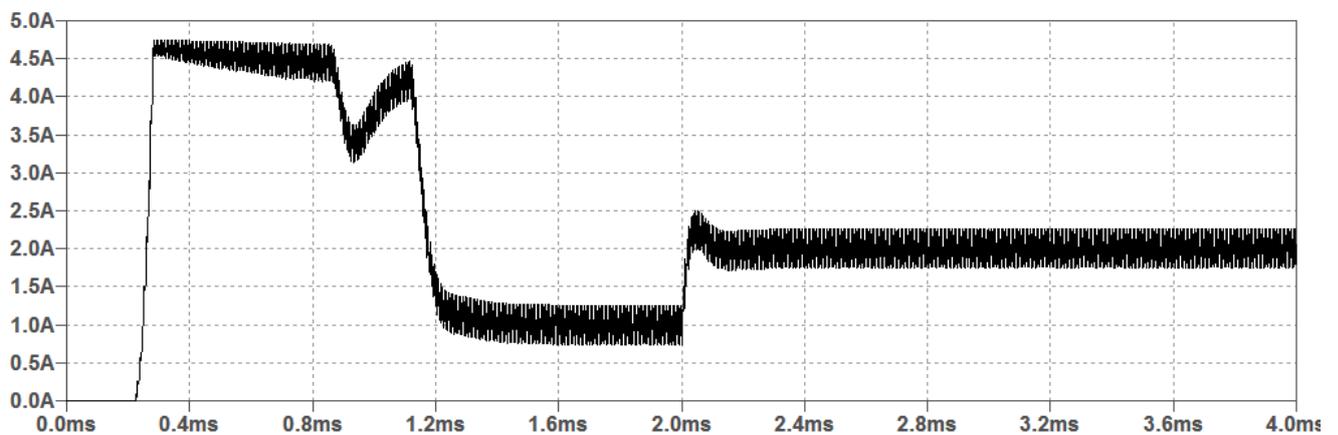


Рис.4.8. Осциллограмма тока через дроссель при изменении нагрузки в Cadence Orcad

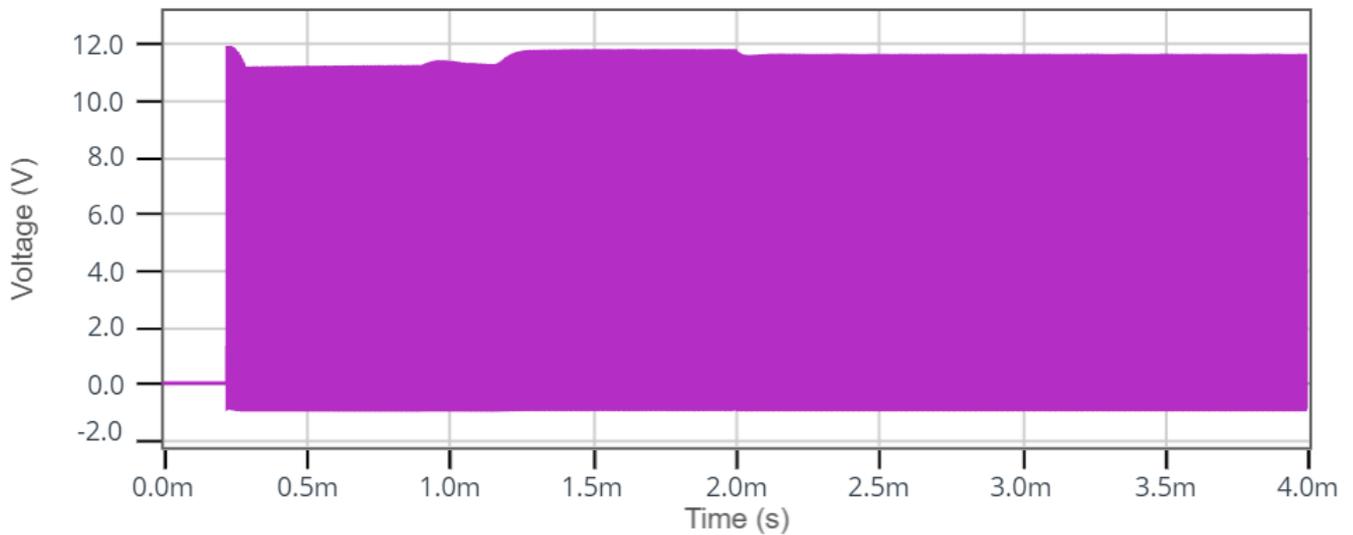


Рис.4.9. Осциллограмма напряжения на выходе Output при изменении нагрузки в Systemvision Cloud

Рис.4.10.

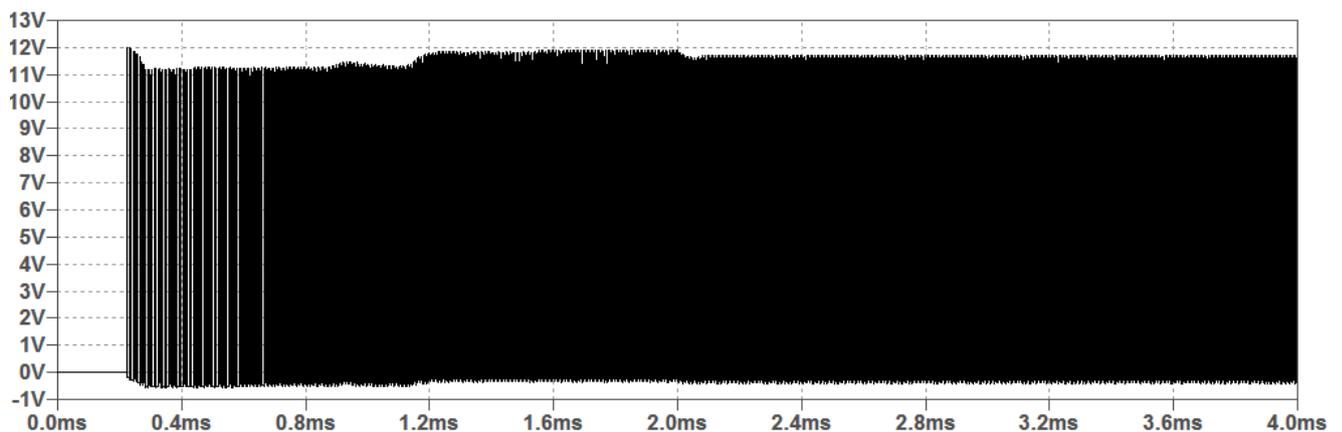


Рис.4.11. Осциллограмма напряжения на выходе Output при изменении нагрузки в Cadence Orcad

На рис.4.11 для синтезированной ПМ ИМС ИПН приведены графики частотных характеристик коэффициента петлевого усиления, полученные с применением алгоритма проверки адекватности математических моделей ИМС ИПН в частотной области, рассмотренного в главе 3, и полученных классическим подходом на основе расчета временных интервалов увеличенной продолжительности. На графике видно их полное совпадение, при этом сокращение времени выполнения моделирования, за счет применения

предложенного в работе алгоритма составило 3,2 раза (со 2ч 24мин, до 45 мин).

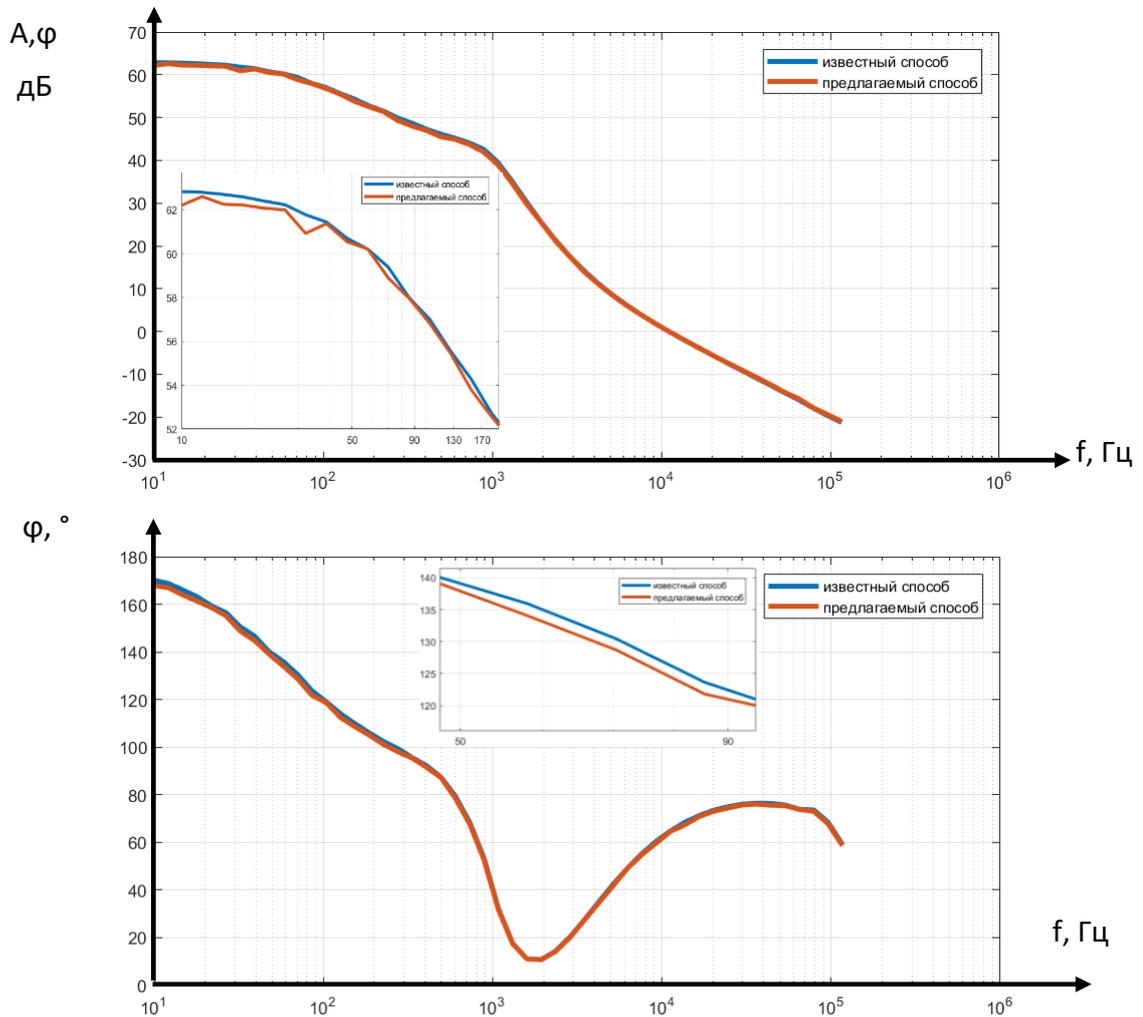


Рис.4.12. Частотные характеристики ИМС ИПН LM2596.

4.2. Результаты синтеза ПМ ИМС ИПН

Далее приведены результаты синтезированных ПМ ИМС ИПН для ряда отличающихся друг от друга существенным образом типов ИМС ИПН, в качестве которых были выбраны следующие микросхемы LM2676, MP2012, LT1076, LT1372, LT1170.

Микросхема LM2676 является интегральной схемой, которая обеспечивают все активные функции для понижающего регулятора, способного управлять нагрузкой с током в 5А и имеющей прямую нагрузочную линию. Высокий КПД

более 90% достигается за счет использования встроенного MOSFET-ключа с низким уровнем сопротивления. Высокочастотный ШИМ-генератор с фиксированной частотой (260 кГц) позволяет использовать компоненты меньшего размера. Другие функции включают в себя возможность уменьшения входного тока перенапряжения при включении питания путем добавления временного конденсатора с мягким запуском для постепенного включения регулятора. LM2676 также имеет встроенный температурный выключатель и резистор, программируемый предел тока силового переключателя MOSFET для защиты устройства и схемы нагрузки в условиях сбоя. Выходное напряжение задается с допуском $\pm 2\%$.

Для данной ИМС ИПН отсутствует модель, опубликованная фирмой-разработчиком, поэтому для сравнительного анализа результатов моделирования применялась SPICE-модель микросхемы LM2679, которая является близким аналогом LM2676 и отличается возможностью регулировки времени плавного запуска микросхемы посредством дополнительного вывода данной микросхемы.

Было проведено моделирование в программном комплексе SystemVision® Cloud (рис.4.12) и Cadence Orcad (рис.4.13).

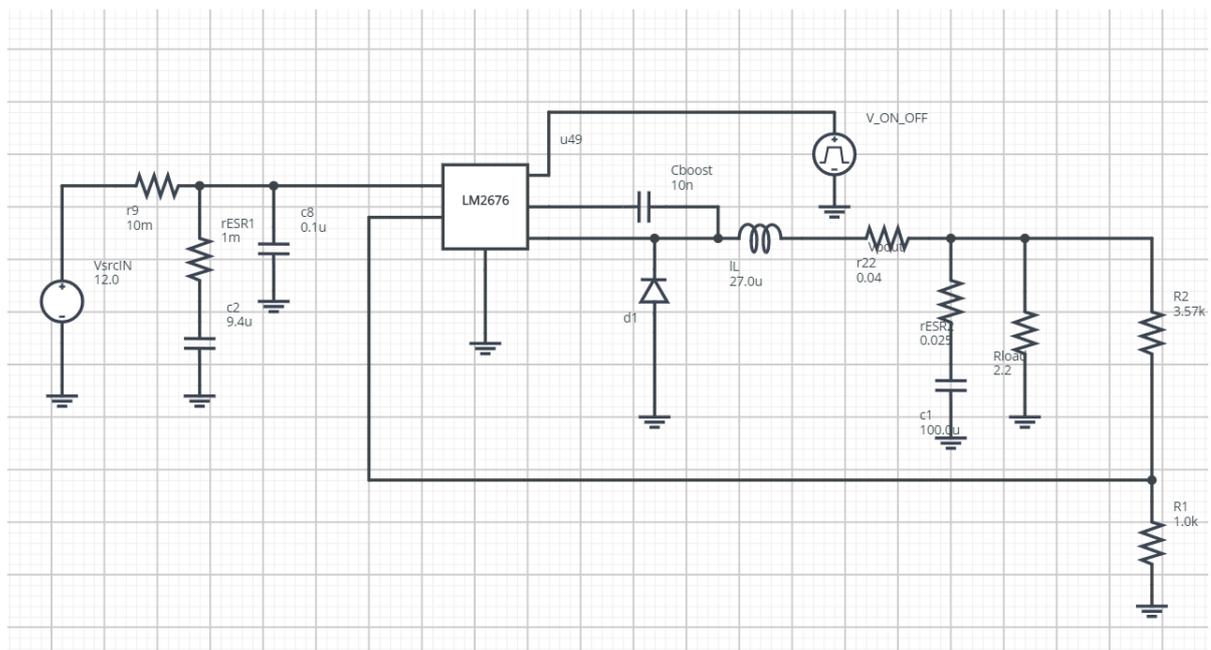


Рис.4.13. Модель LM2676 с обвязкой в SystemVision Cloud

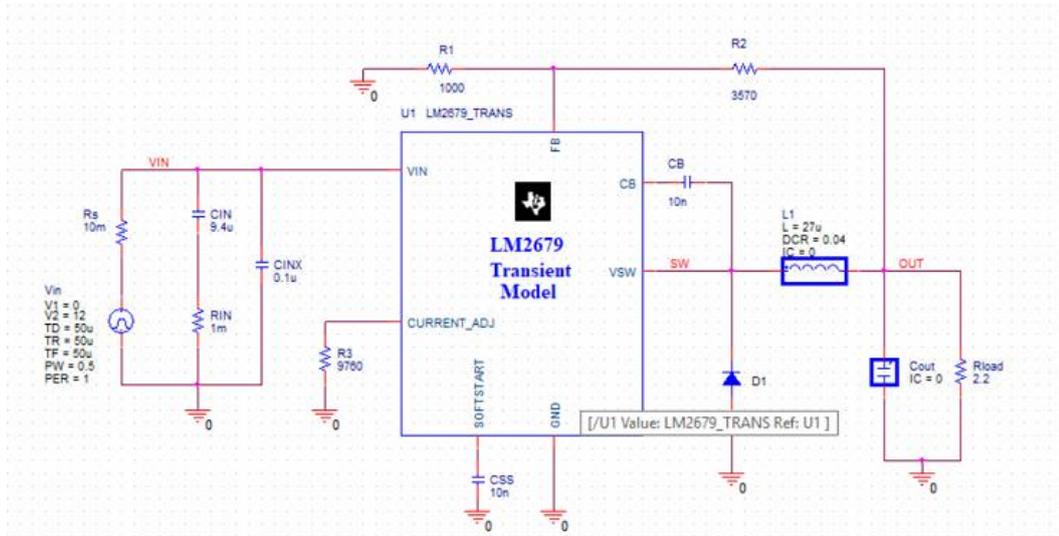


Рис.4.14. Модель LM2679 в Cadence Orcad

Результаты моделирования процесса включения приведены на рис.4.14- 4.15. При сравнении осциллограмм наблюдаются незначительные различия в пределах 3,5%, что связано с различными типами численных методов, используемых в моделях и некоторыми допущениями.

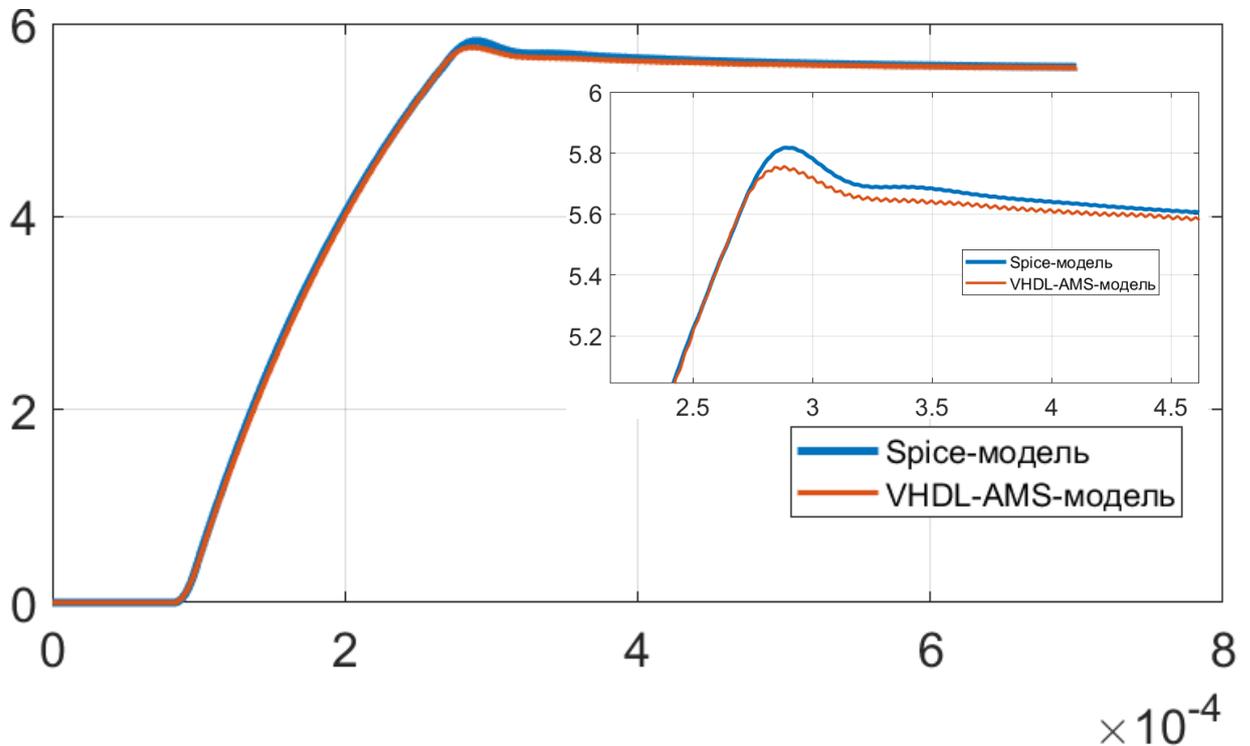


Рис.4.15. Осциллограмма выходного напряжения при запуске в LTspice и SystemVision Cloud

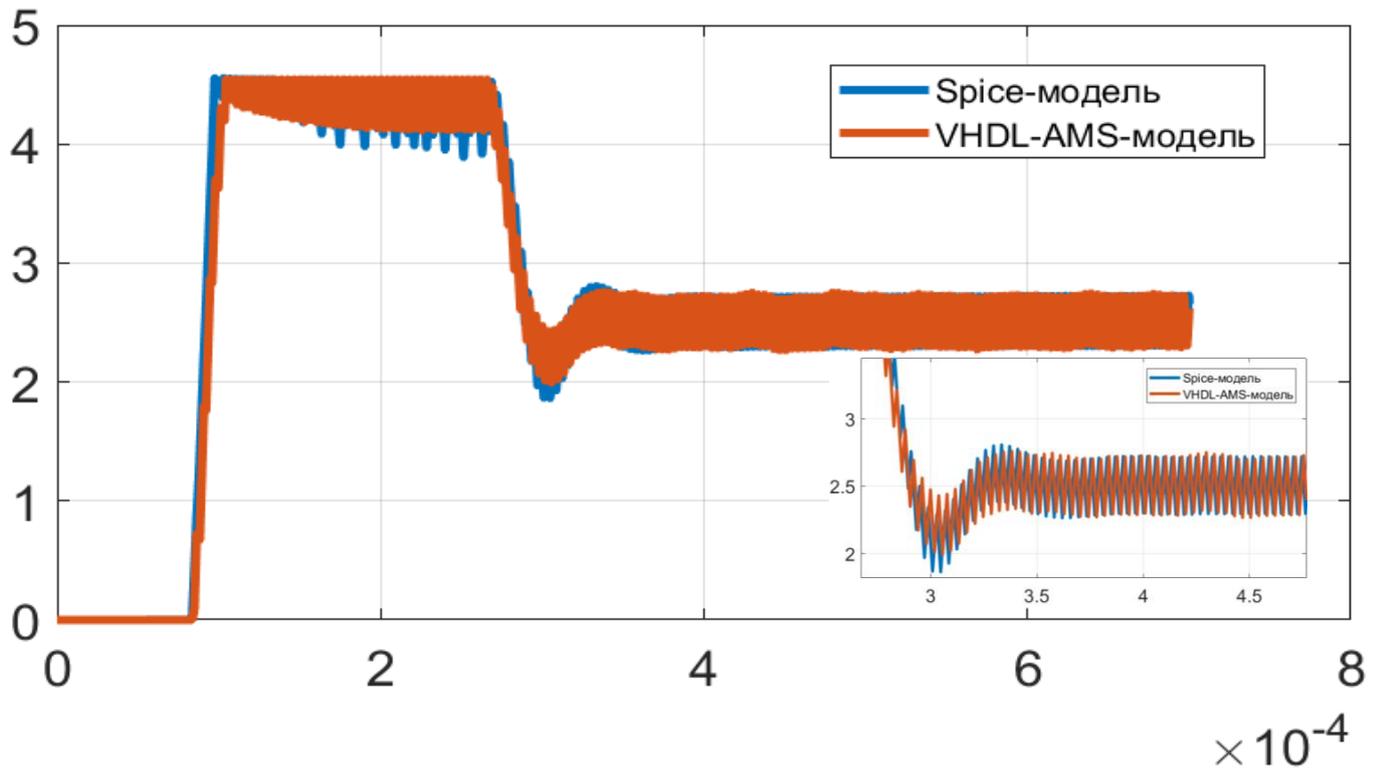


Рис.4.16. Осциллограмма тока через дроссель при запуске в LTspice и Systemvision Cloud

Микросхема MP2012 – интегральный понижающий ШИМ-преобразователь с частотой 1,2 МГц. ИСЗ может обеспечить до 1,5 А тока нагрузки с выходным напряжением до 0,8 В. Он также может работать при 100% -ном коэффициенте заполнения для некоторых приложений. За счет высокой частоты переключения внешняя обвязка может быть собрана из небольших керамических конденсаторов и дросселей с малым значением индуктивности. Защита от сбоев включает в себя ограничение по току и перегреву.

Было проведено моделирование в программном комплексе SystemVision Cloud (рис.4.16) и выполнено сравнение результатов со справочными данными на MP2012.

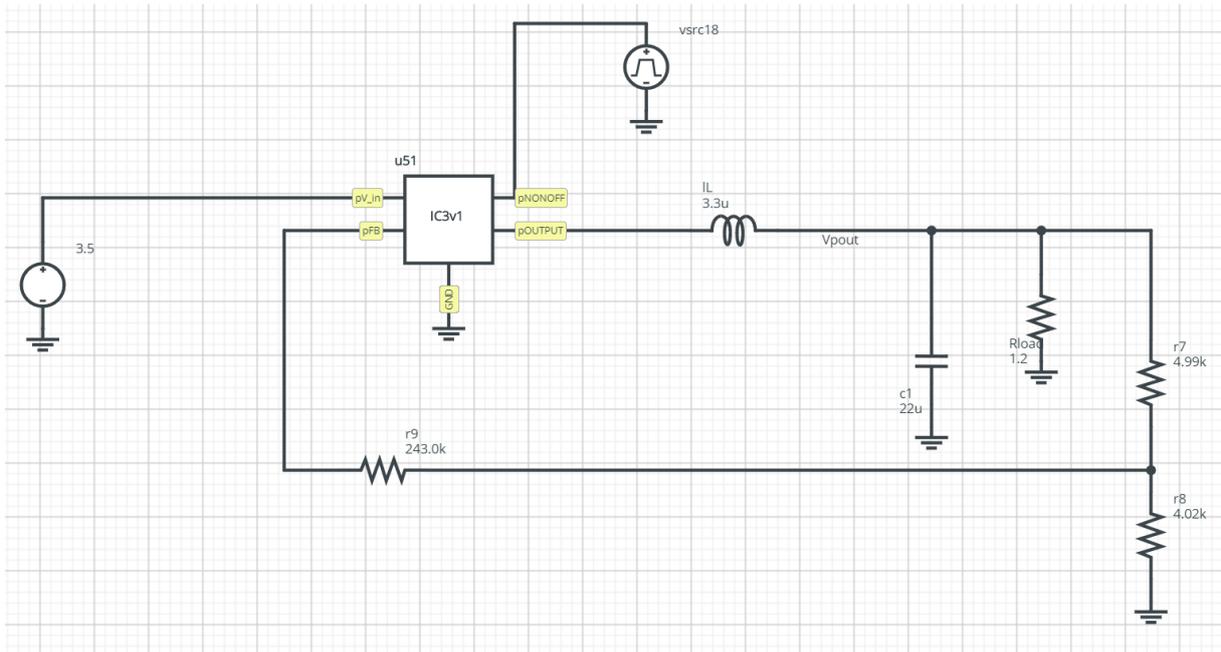


Рис.4.17. Модель MP2012 с обвязкой в SystemVision Cloud

Результаты моделирования процесса включения приведены на рис.4.17-4.19. При сравнении осциллограмм наблюдаются незначительные различия в пределах 5%, что связано с различными типами численных методов, используемых в моделях и некоторыми допущениями.

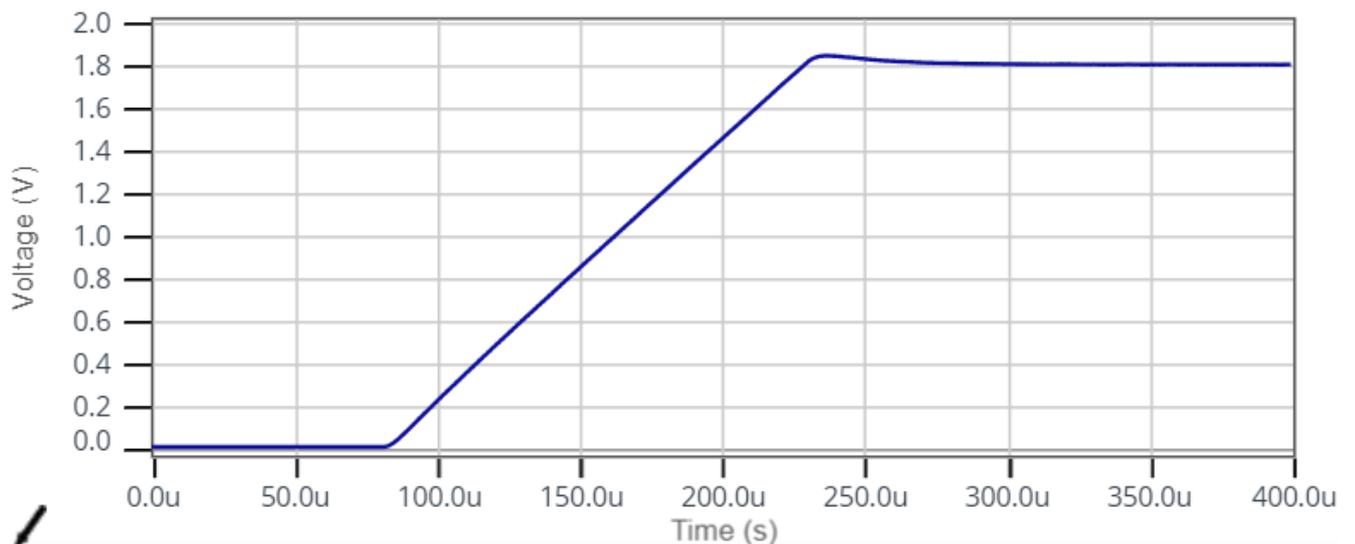


Рис.4.18. Осциллограмма выходного напряжения при запуске в SystemVision Cloud

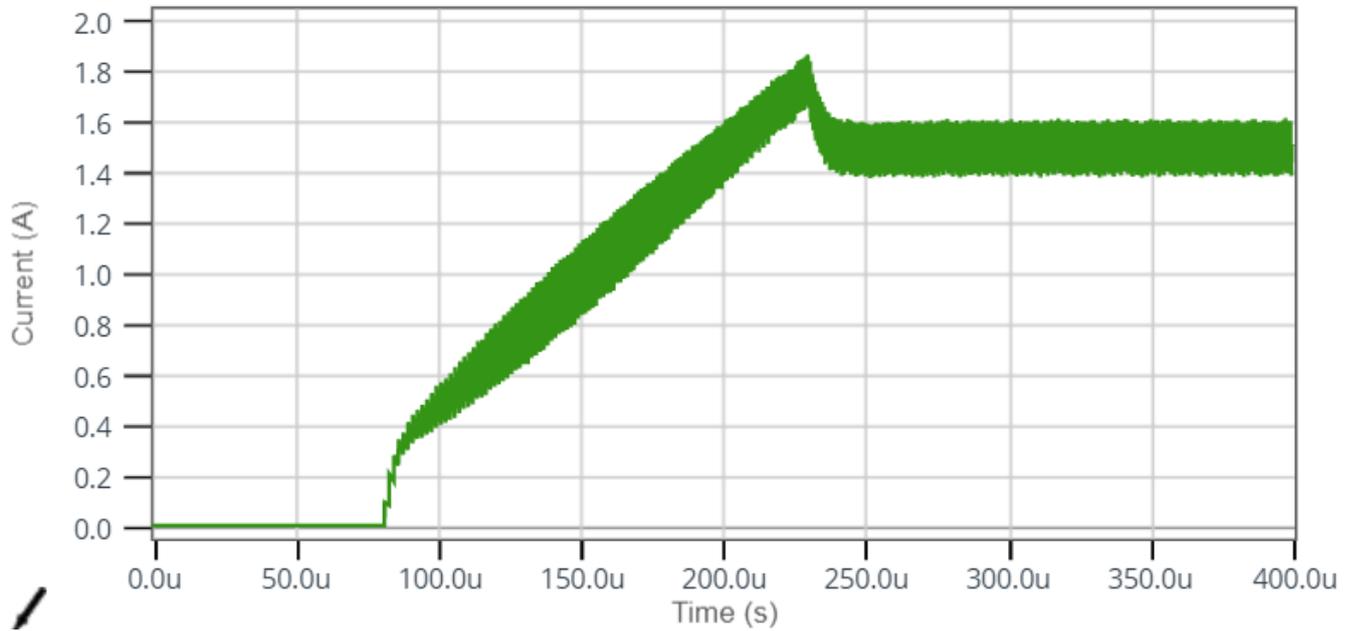


Рис.4.19. Осциллограмма тока через дроссель при запуске в SystemVision Cloud

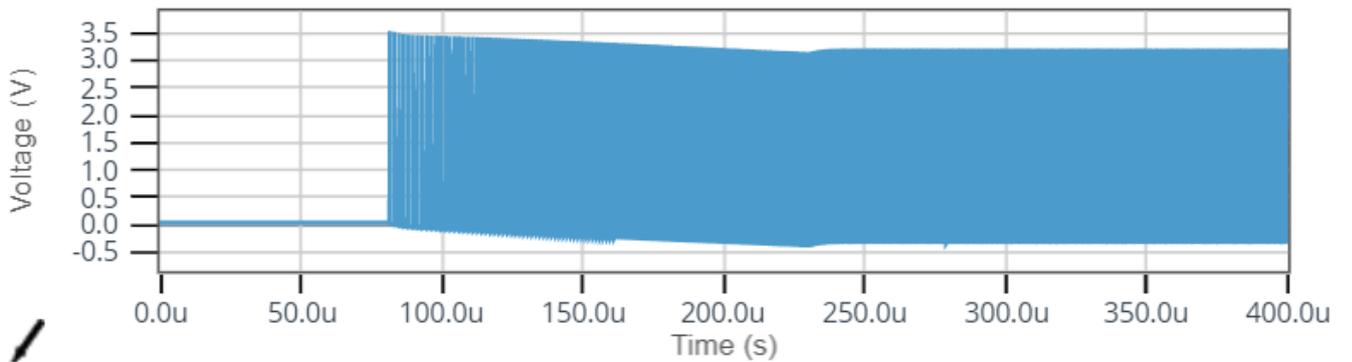


Рис.4.20. Осциллограмма напряжения на выходе SW при запуске в SystemVision Cloud

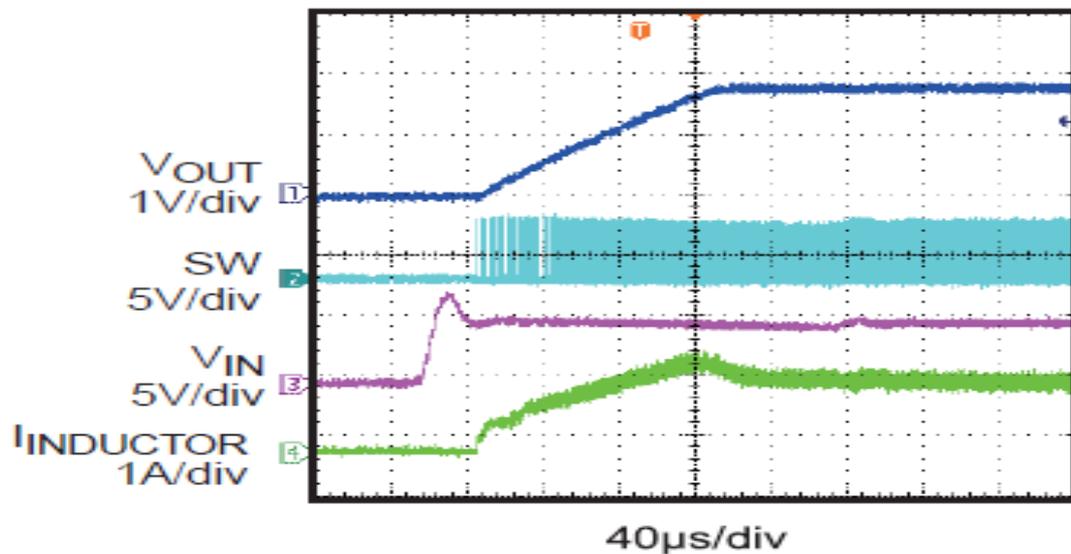


Рис.4.21. Экспериментальные осциллограммы переходных процессов при включении на нагрузку 1.5 А согласно справочным данным на микросхему MP2012

Дополнительные материалы со сравнительными результатами моделирования синтезированных ПМ микросхем LT1076, LT1372 и LT1170 приведены в приложении к диссертации.

4.3. Результаты синтеза мультидисциплинарных ПМ ИМС ИПН

Для проверки предлагаемого подхода получения параметров модели блока тепловых процессов проведен натурный эксперимент, в ходе которого была выполнена аппроксимация экспериментально полученной ПТХ ИМС ИПН LM2676 с применением разработанного в рамках данной работы модифицированного численного метода получения аппроксимирующей зависимости ПТХ.

В начале были проведены численные эксперименты по получению аппроксимирующей зависимости с применением обычного способа на базе метода наименьших квадратов (рис. 4.21), которые показали, что начальную часть ПТХ в общем случае сложно аппроксимировать с удовлетворительной относительной ошибкой аппроксимации без дополнительной информации.

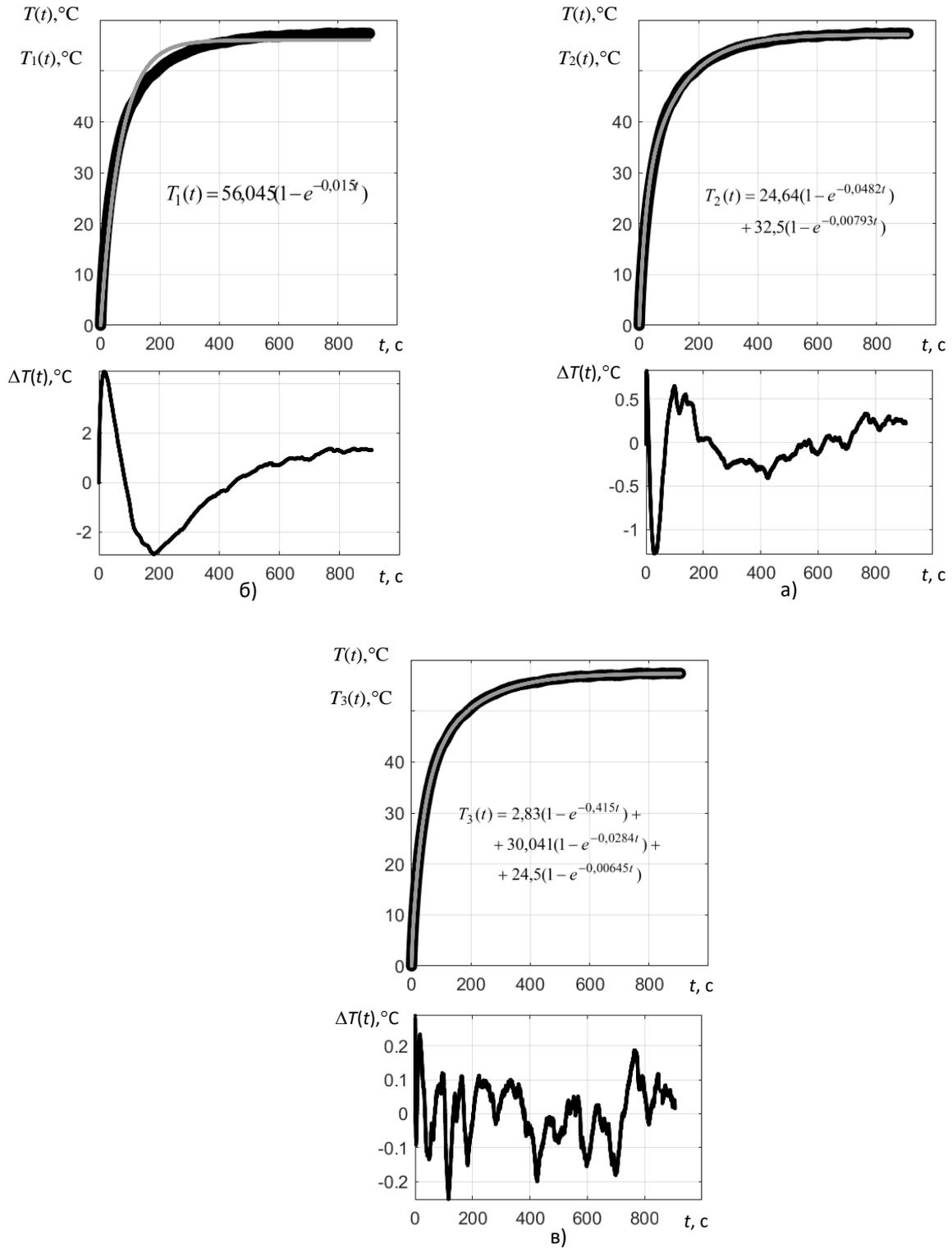


Рис.4.22. Результаты аппроксимации ПТХ:

а) на основе одной экспоненциальной зависимости; б) на основе двух экспоненциальных зависимостей; в) на основе трех экспоненциальных зависимостях

Далее согласно предложенному в главе 2 модифицированному численному методу получения аппроксимирующей зависимости ПТХ, и реализующему его алгоритму, приведённому в главе 3, были построены график СППВ (рис. 4.22), а также начальный участок структурной функции (рис. 4.23)

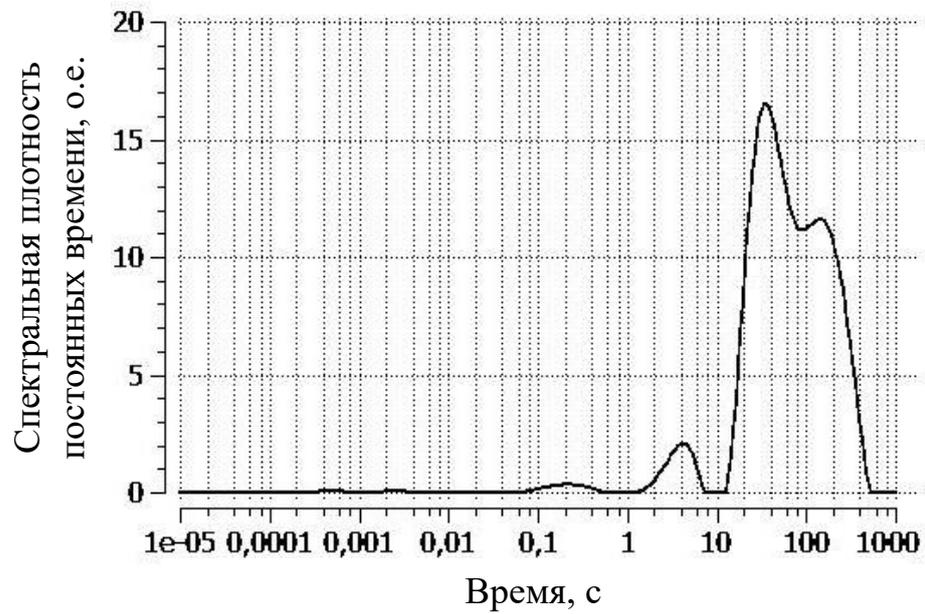


Рис.4.23. График спектральной плотности постоянных времени

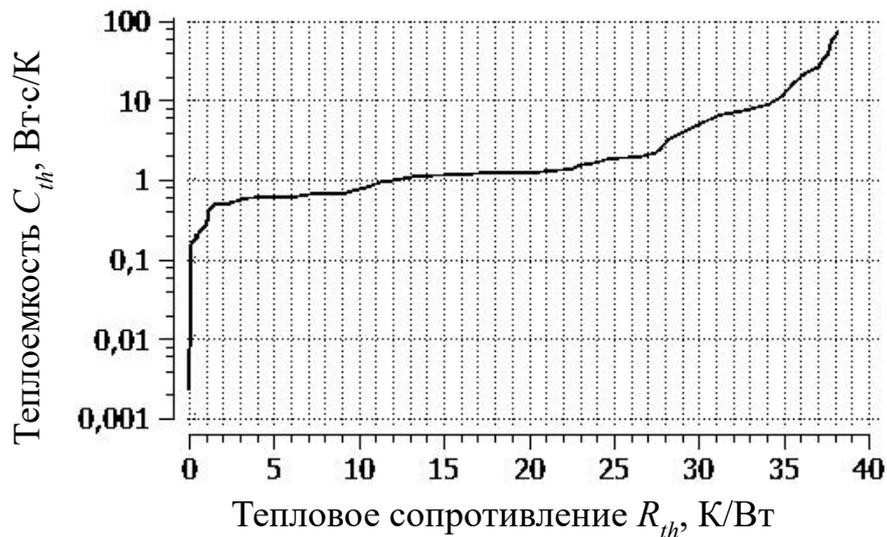


Рис.4.24. Начальный участок графика структурной функции

Из графика на рис.4.22 видны четыре экстремума, что позволяет выбрать модель с четырьмя экспонентами. Дополнительно СППВ является достоверным

источником информации для задания начального приближения коэффициентов степеней экспонент, для которых выбор начального приближения и диапазонов поиска является наиболее важным для получения качественных результатов в аппроксимации.

Из-за первоначально неточной настройки фильтров операции обратной свертки и исходных данных экспериментально определенной ПТХ качественный график СППВ иногда затруднительно получить на первой итерации. Проявляется это в том, что экстремумы могут оказаться сдвинуты, что мешает сразу получить хорошие результаты аппроксимации (особенно для начального участка ПТХ), или понизить размерность задачи, путём сокращения количества искомых коэффициентов в аппроксимирующей зависимости за счёт исключения постоянных времени. График на рис.4.22 получен итерационным способом подстройки фильтра операции деконволюции.

Таким образом, применением СППВ в качестве исходных данных для получения аппроксимирующей зависимости, указанным выше способом, можно понизить вероятность влияния таких факторов как качество настройки фильтрации экспериментальных данных и фильтрации при реализации операции деконволюции в процессе расчета СППВ.

В примененном в данной работе методе аппроксимации график СППВ использован для задания начальных приближений и диапазонов поиска коэффициентов при степенях экспоненты аппроксимирующей зависимости. Это значительно улучшило качество аппроксимации при одновременном уменьшении количества экспонент, входящих в аппроксимирующую зависимость, т.к. из графика структурной функции (рис.4.23) минимальный набор этих экспонент явным образом не следует и всегда существует вероятность его неточностей вследствие фильтрации, как уже указывалось. Это позволяет получить минимизированную модель теплового процесса в ИМС без существенных потерь в степени ее достоверности (рис. 4.24). В соответствии с рассчитанным графиком

СППВ при аппроксимации использовалось аппроксимирующая зависимость на основе суммы четырёх экспонент.

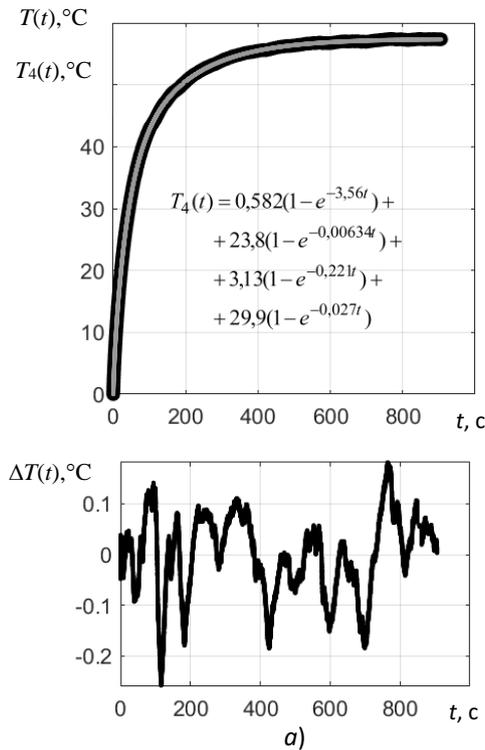


Рис.4.25. Результаты аппроксимации ПТХ

Сравнительные результаты аппроксимации стандартного метода и предложенного в работе приведены в таблице 4.1, из которой видно, что аппроксимация с применением четырех экспонент, полученная предложенным в работе модифицированным методом численным, позволяет более точно описать ПТХ.

Таблица 4.1.

Перечень параметров, применяемых при синтезе ПМ ИМС ИПН

Структура зависимости	Абсолютная ошибка, °С	Средне квадратичное отклонение
4exp	0,2	0,1
3exp	0,28	0,18
2exp	0,75	0,45
1exp	4,2	1,8

Далее после подстановки параметров найденной зависимости в уравнение блока тепловых процессов в составе ПМ было проведено моделирование мультидисциплинарной ПМ ИМС ИПН рис. 4.25.

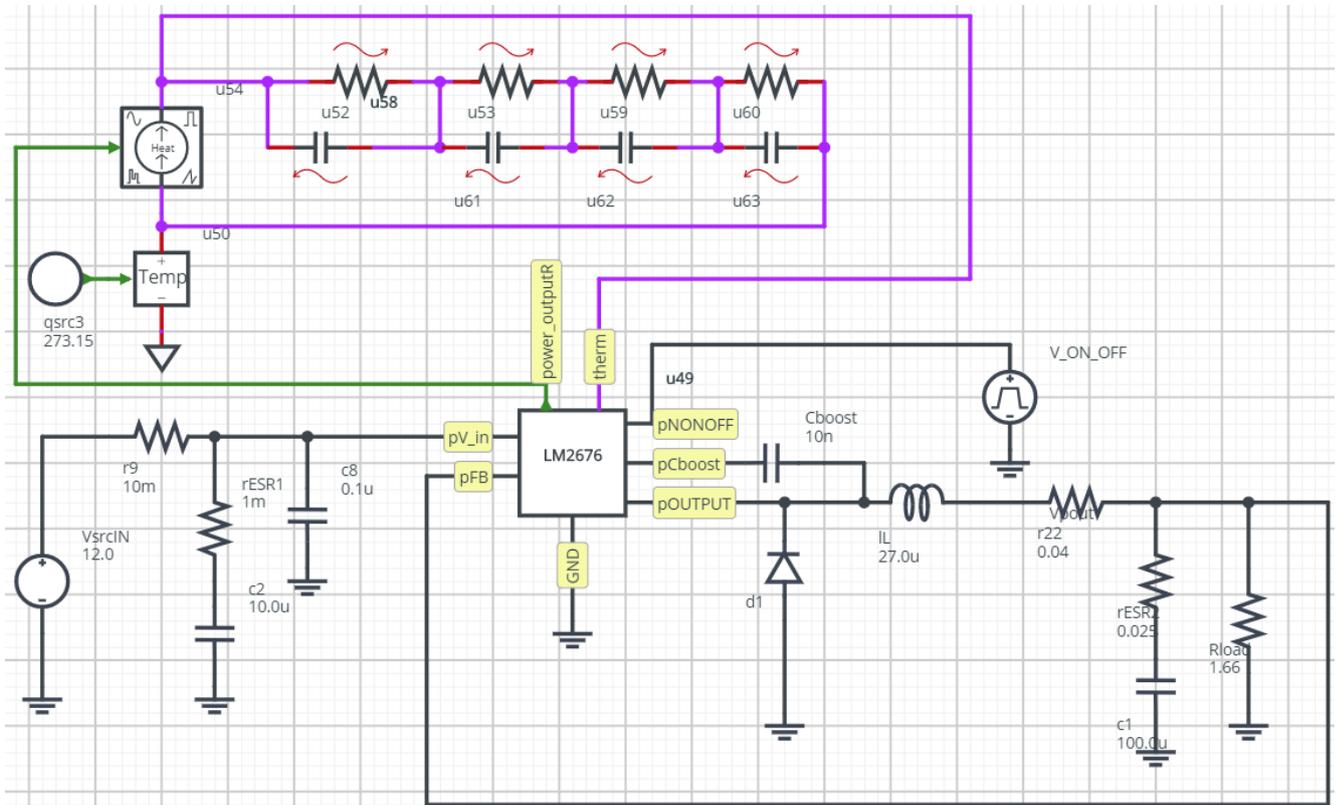


Рис.4.26. Модель ИПН на базе микросхемы LM2676 в среде SystemVision

Результат влияния температуры можно отследить на примере напряжения на выводе микросхемы VOUT (рис.4.26). Учитывая, что напряжение питания микросхемы по выводу VIN равно 12 В, недостающая разница в максимуме напряжении VOUT как раз обусловлена остаточным падением напряжения на силовой части микросхемы. Изменение этого остаточного напряжения и частоты коммутации под действием температуры приведено на рис. 4.26.

Разработанный в данной работе программный комплекс «SBM», использован при изготовлении опытных серий радиационно-стойких микросхем ИПН на предприятии АО «ГРУППА КРЕМНИЙ ЭЛ», г. Брянск, а также при разработке и производстве промышленных преобразователей электрической энергии на основе ИМС ИПН в ООО «Фрекон», г. Томск.

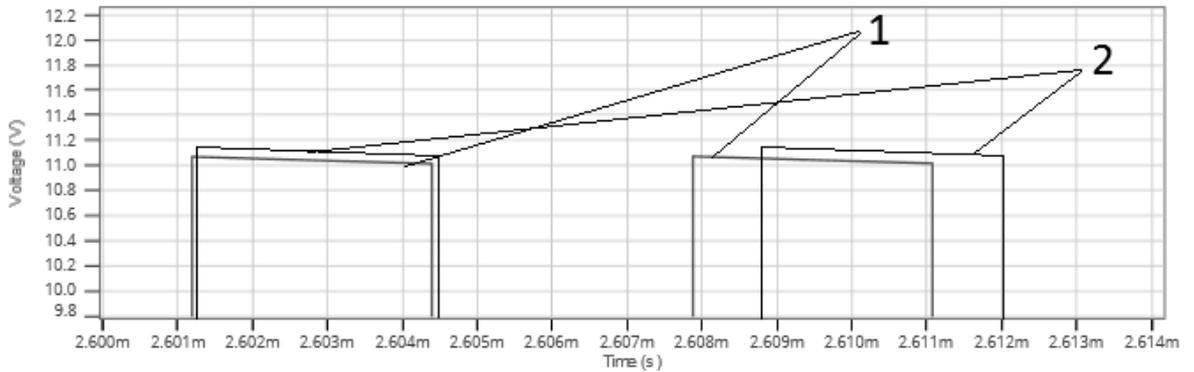


Рис.4.27. Влияние температуры на напряжение на выводе микросхемы VOUT (1 – 25 °С, 2 – 70 °С)

В результате проведенных исследований с использованием разработанного программного комплекса синтезировать более 200 поведенческих моделей ИМС для ЗАО «Группа «Кремний ЭЛ», г. Брянск, и для ряда ПМ ИМС ИПН получены свидетельства о государственной регистрации программы для ЭВМ [40–43].

Проведено сравнение скорости и точности моделирования синтезированных поведенческих моделей с моделями транзисторного уровня для ИМС серий 5320ЕА, 5320ЕВ. Использование предложенных методов снижает затраты машинного времени по сравнению с существующими методами моделирования ИМС для транзисторного уровня более чем в 10 раз при аналогичных параметрах точности расчета (табл.4.2).

Таблица 4.2.

Затраты машинного времени при выполнении моделирования

Тип ИМС ИПН	Транзисторная модель	Поведенческая модель
5320ЕА015	41 минута	51 секунда
5320ЕА025	1 час 3 минуты	48 секунд
5320ЕА031	20 минут	34 секунды
5320ЕА041	22 минуты	41 секунда
5320ЕА051	25 минут	29 секунд
5320ЕА061	27 минут	31 секунда
5320ЕА075	40 минут	33 секунды
5320ЕА081	19 минут	47 секунд
1290ЕК12У	1 час 21 минута	80 секунд

Дополнительно полученные результаты позволяют сделать вывод о возможности использования поведенческих мультидисциплинарных моделей в качестве основы для получения нормативно-справочной информации (либо для получения эталонных сигнатур при использовании метода аналогово-сигнатурного анализа - ASA), и выполнении на ее основе тестирования электронных компонентов, что позволяет значительно сократить объем подготовительных работ при организации автоматизированного тестирования изделий микроэлектроники.

Результаты данной работы используются в рамках работ, проводимых в лаборатории НИЛ АТМ БГТУ по разработке методов модельно-ориентированного измерения применительно для ИМС ИПН [12, 19–23, 34–37, 59–61, 78, 79, 113, 114, 125]. На рис. 4.27 приведен внешний вид испытательного программно-аппаратного измерительного комплекса АТоМ-9х.

Результаты исследования использованы при выполнении НИР по заданию Министерства образования и науки № 8.1729.2017/ПЧ. «Разработка методов структурно-параметрической идентификации и автопостроения поведенческих и мультифизических моделей интегральных схем и разработка на их базе программно-аппаратного измерительного комплекса».

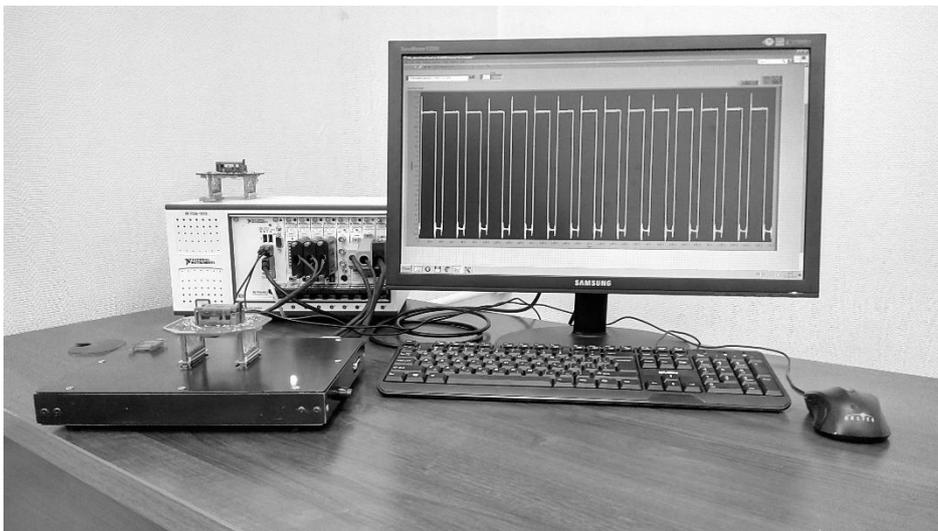


Рис.4.28. АТоМ-93 – программно-аппаратный измерительный комплекс для контроля параметров микросхем импульсных преобразователей напряжения

4.4. Выводы

1. Выполнено моделирование синтезированных ПМ ИМС ИПН, в том числе и мультидисциплинарных ПМ.
2. Проведен натурный эксперимент, в ходе которого была получена аппроксимирующая зависимость ПТХ микросхемы LM2676 с погрешностью не более 0,5%.
3. Реализованный новый алгоритм проверки адекватности математических моделей ИМС ИПН в частотной области, позволяет сократить время расчета частотных характеристик в области низких частот более чем в 3 раза по сравнению с известным подходом, в котором используется расчет временных интервалов увеличенной продолжительности.
4. Проведено сопоставление скорости и точности моделирования синтезированных поведенческих моделей ИМС ИПН с моделями транзисторного уровня. Использование предложенных методов снижает затраты машинного времени по сравнению с существующими методами моделирования ИМС для транзисторного уровня более чем в 10 раз при аналогичных параметрах точности расчета.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Решена актуальная научно-техническая задача математического моделирования динамических процессов, характеризующих поведение интегральных микросхем импульсных преобразователей напряжения (ИМС ИПН), с использованием нового математического метода моделирования, имеющая существенное значение для практики разработки и испытаний ИМС ИПН, а также для развития методов модельно-ориентированного проектирования импульсных преобразователей напряжения, содержащих в своем составе микросхемы данного класса.

Получены новые научные результаты, сформулированные в следующих пунктах:

1. Разработанные математический метод и алгоритм интерпретации экспериментальных данных, полученных на основе тестовых воздействий на ИМС ИПН и формирующих ее динамический отклик, позволяют синтезировать мультидисциплинарные ПМ микросхем конкретного типа путем подстановки в выражения обобщенной математической модели ИМС ИПН значений параметров и зависимостей, найденных в результате исполнения данного алгоритма, реализующего разработанный метод.

2. Предложенный численный метод получения аппроксимирующей зависимости переходной тепловой характеристики (ПТХ) ИМС ИПН на основе экспериментальных данных позволяет определить структуру и величины параметров искомой зависимости, которая обеспечивает определение температуры кристалла при моделировании мультидисциплинарных электротепловых ПМ микросхем. Проведен натурный эксперимент, в ходе которого была получена аппроксимирующая зависимость ПТХ микросхемы LM2676 с погрешностью не более 0,5%.

3. Реализованный новый алгоритм проверки адекватности математических моделей ИМС ИПН в частотной области позволяет сократить время расчета частотных характеристик в области низких частот более чем в 3 раза

по сравнению с известным подходом, в котором используется расчет временных интервалов увеличенной продолжительности.

4. Проведено сопоставление скорости и точности моделирования синтезированных поведенческих моделей ИМС ИПН с моделями транзисторного уровня. Использование предложенных методов снижает затраты машинного времени на моделирование по сравнению с существующими методами моделирования ИМС для транзисторного уровня более чем в 10 раз при аналогичных параметрах точности расчета.

5. Предложена архитектура программного обеспечения, в соответствии с которой разработан новый комплекс проблемно-ориентированных программ для выполнения вычислительного эксперимента на основе алгоритмов, реализующих разработанные математические методы моделирования поведения ИМС ИПН при воздействии внешних тепловых и электрических факторов.

6. Разработанный программный комплекс «SBM» использован при изготовлении опытных серий радиационно-стойких микросхем ИПН на предприятии АО «ГРУППА КРЕМНИЙ ЭЛ», г. Брянск, а также при разработке и производстве промышленных преобразователей электрической энергии на основе ИМС ИПН в ООО «Фрекон», г. Томск.

7. В результате проведенных исследований с использованием разработанного программного комплекса синтезировано более 200 поведенческих моделей ИМС для АО «ГРУППА КРЕМНИЙ ЭЛ», г. Брянск.

СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ И УСЛОВНЫХ ОБОЗНАЧЕНИЙ

Автопостроение – автоматизированный синтез структуры и параметров ПМ ИМС ИПН;

ИМС – интегральная микросхема;

ИПН – импульсный преобразователь напряжения;

ЛАЧХ – логарифмическая амплитудно-частотная характеристика;

ЛМА – алгоритм Левенберга-Марквардта;

ЛФЧХ – логарифмическая фазово-частотная характеристика;

ММ – математическая модель;

МНК – метод наименьших квадратов;

ОММ – обобщенная математическая модель;

ОС – обратная связь;

ШИМ – широтно-импульсная модуляция;

ПО – программное обеспечение;

ПМ – поведенческая модель;

ППП – полупроводниковый прибор;

ПТХ – переходная тепловая характеристика;

САПР – система автоматизированного проектирования;

СНДУ – система нелинейных дифференциальных уравнений;

СППВ – спектральная плотность постоянных времени;

УО – усилитель сигнала ошибки;

ЭКБ – электронная компонентная база;

MOSFET - полевой МОП-транзистор (Metal–oxide–semiconductor field-effect transistor).

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Алехин, В.А. SystemC. Моделирование электронных систем / В.А. Алехин. – М.: Научно-техническое издательство «Горячая линия - Телеком», 2018. – 320 с.
2. Андриянов, А.И. Исследование нелинейной динамики импульсных преобразователей напряжения : монография / А.И. Андриянов. – Брянск: БГТУ, 2016. – 187 с.
3. Андриянов, А.И. Математическое моделирование процессов нелинейной динамики в замкнутых системах автоматического управления с однополярной реверсивной модуляцией : [дис. канд. тех. наук :05.13.18] / А.И. Андриянов. – Брянск: БГТУ, 2004. – 227 с.
4. Андриянов, А.И. Транзисторные преобразователи напряжения: анализ и расчет / А.И. Андриянов. – БГТУ, 2010. – 276 с.
5. Анисимов, В.В. Разработка поведенческой модели - Учебная и научная деятельность Анисимова Владимира Викторовича [Электронный ресурс]. – Режим доступа:
<https://sites.google.com/site/anisimovkhv/learning/pris/lecture/tema8>.
6. Баушев, В.С. Стохастичность в динамике стабилизатора напряжения с широтно-импульсным регулированием / В.С. Баушев, Ж.Т. Жусубалиев, С.Г. Михальченко // Электричество. – 1996. – № №3. – С. 69-75.
7. Баушев, В.С. О недетерминированных режимах функционирования стабилизатора напряжения с широтно-импульсным регулированием / В.С. Баушев, Ж.Т. Жусубалиев // Электричество. – 1992. – № №8. – С. 47-53.
8. Баушев, В.С. Хаос и катастрофические явления в потенциально опасных технологических процессах / В.С. Баушев, Ж.Т. Жусубалиев // Проблемы и перспективы развития Томского нефтехимического комбината. – Томск: Изд-во ТГУ, 1995. – С. 91-92.
9. Баушев, В.С. Нормальные структуры устройств преобразования электрической энергии и автоматизация проектирования / В.С. Баушев, А.В.

- Козбев, Г.Я. Михальченко // Проблемы преобразования электрической энергии. – М.: МЭИ, Ассоциация «АПЭМ», 1993. – С. 38.
10. Белов, Г.А. Исследование колебаний в импульсном стабилизаторе напряжения вблизи границ устойчивости / Г.А. Белов // Электричество. – 1990. – № № 9. – С. 44-51.
11. Бутарев, И.Ю. Математическое моделирование и численный метод исследования нелинейной динамики трехфазных импульсных преобразователей с коррекцией коэффициента мощности : [дис. канд. тех. наук :05.13.18] / И.Ю. Бутарев. – Брянск: БГТУ, 2019. – 160 с.
12. Бутарев, И.Ю. Сравнительный анализ режимов работы поведенческой модели понижающего ШИМ-контроллера в Matlab/Simulink / И.Ю. Бутарев, А.Н. Школин // Динамика нелинейных дискретных электротехнических и электронных систем. – 2019. – С. 209-213.
13. Васюкевич, В.О. Аналитика триггерных функций / В.О. Васюкевич // Автоматика и вычислительная техника. – 2009. – № 4. – С. 21-29.
14. Васюкевич, В.О. Венъюнкция — логико-динамическая операция. Определение, реализация, приложения / В.О. Васюкевич // Автоматика и вычислительная техника. – 1984. – № 6. – С. 73-78.
15. Вельдер, С.Э. Верификация автоматных программ / С.Э. Вельдер [и др.]. – СПб: Наука, 2011. – 244 с.
16. Воронов, А.А. Теория автоматического управления: Учеб. для вузов по спец. “Автоматика и телемеханика”. В 2-х ч. Ч. I. Теория линейных систем автоматического управления / А.А. Воронов. – М.: Высш. шк., 1986. – 367 с.
17. ГОСТ 19.701-90 (ИСО 5807-85). Единая система программной документации. Схемы алгоритмов программ, данных и систем. Условные обозначения и правила выполнения. – М.: Стандартинформ, 2010. – 22 с.
18. ГОСТ 24461-80. Приборы полупроводниковые силовые. Методы измерений и испытаний. – М.: Изд-во стандартов, 1990. – 65 с.

19. Громов, В.И. Аппроксимация передаточной характеристики чувствительного элемента термоанемометрического датчика расхода жидкости / В.И. Громов, П.В. Ястребов, К.Л. Афанасьев, В.В. Фесов, А.А. Малаханов, А.Н. Школин // Вестник БГТУ. – 2017. – № 3. – С. 80-87.
20. Дракин, А.Ю. Автоматизированное измерение динамических параметров полупроводниковых модулей БТИЗ и БВД / А.Ю. Дракин, В.Ф. Зотин, А.Н. Школин // Современная наука: актуальные проблемы теории и практики. Серия «Естественные и технические науки. – 2019. – Т. 6/2.
21. Дракин, А.Ю. Применение тестового оборудования для автопостроения поведенческих моделей интегральных микросхем регуляторов напряжения / А.Ю. Дракин, А.Н. Школин // Электронные средства и системы управления - Томск, ТУСУР. – 2018. – Т. 1. – С. 122-125.
22. Дракин, А.Ю. Использование имитационных моделей при контроле параметров интегральных микросхем / А.Ю. Дракин, А.Н. Школин, А.А. Пугачев // Инженерный вестник Дона. – 2019. – № 4.
23. Дракин, А.Ю. Разработка автоматизированных измерительных комплексов для испытаний микросхем высокочастотных импульсных преобразователей напряжения / А.Ю. Дракин, А.Н. Школин // Электронные средства и системы управления - Томск, ТУСУР. – 2017. – С. 168-172.
24. Жусубалиев, Ж.Т. Метод точечных преобразований в теории релейных систем / Ж.Т. Жусубалиев, Е.П. Пахомова, С.В. Пинаев // Вибрационные машины и технологии: Сб. докл. и материалов 3-й междунар. науч.-техн. конф. – Курск, 1997. – С. 254-257.
25. Зиновьев, Г.С. Основы силовой электроники : Учеб. пособие. / Г.С. Зиновьев. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2003. – 664 с.
26. Калиткин, Н.Н. Численные методы / Н.Н. Калиткин. – М.: Наука, 1978. – 512 с.
27. Кобзев, А.В. Модуляционные источники питания РЭА / А.В. Кобзев, Г.Я. Михальченко, Н.М. Музыченко. – Радио и связь, Томский отдел, 1990. – 336 с.

28. Колоколов, Ю.В. Автоматизированная система управления тяговыми электроприводами второго скоростного электропоезда ЭР200 / Ю.В. Колоколов [и др.] // Электротехника. – 1990. – № 9. – С. 49-52.
29. Компьютеры, модели, вычислительный эксперимент. Введение в информатику с позиций математического моделирования / ред. А.А. Самарский. – М.: Наука, 1988. – 176 с.
30. Малаханов, А.А. Математическое моделирование импульсно-модуляционных систем с коррекцией коэффициента мощности : [дис. канд. тех. наук :05.13.18] / А.А. Малаханов. – Брянск: БГТУ, 2007. – 175 с.
31. Мелешин, В.И. Транзисторная преобразовательная техника / В.И. Мелешин. – М.: Техносфера, 2005. – 632 с.
32. Михальченко, Г.Я. Моделирование процессов катастрофической хаотизации нелинейных динамических систем / Г.Я. Михальченко, С.Г. Михальченко // Электромеханические устройства и системы: Сб. науч. тр. / Под ред. Л. А. Потапова. – Брянск: Изд-во БГТУ, 1997. – С. 77-86.
33. Михальченко, С.Г. Бифуркационный анализ нелинейных динамических систем полупроводниковых преобразователей модульного типа : [дис. д-ра. тех. наук :05.09.12] / С.Г. Михальченко. – Томск: ТУСУР, 2012. – 328 с.
34. Патент RU 176261U1. Устройство измерения времени обратного восстановления диодов / Зотин В.Ф., Дракин А.Ю., Школин А.Н.; заявитель и правообладатель ФГБОУ ВО БГТУ (RU). - 176261U1; заявл. 10.04.2017; опубл. 15.01.2018 бюл. № 2. – 1 с.
35. Патент RU 178673U1. Устройство измерения ёмкости диодов / Зотин В.Ф., Дракин А.Ю., Школин А.Н.; заявитель и правообладатель ФГБОУ ВО БГТУ (RU). - № 178 673U1; заявл. 17.07.2017; Опубл. 17.04.2018 Бюл. № 11. – 1 с.
36. Патент RU 185532. Тестер микросхем высокочастотных импульсных преобразователей напряжения / Дракин А.Ю., Зотин В.Ф., Потапов Л.А., Школин А.Н., Бутарев И.Ю.; заявитель и правообладатель ФГБОУ ВО БГТУ (RU). - 185532U1; заявл. 12.02.2018; опубл. 07.12.2018 бюл. № 34. – 1 с.

37. Потапов, Л.А. Теплоэлектрическое моделирование высокочастотных импульсных преобразователей напряжения / Л.А. Потапов, А.Н. Школин, Д.Г. Гадашев // Сборник научных трудов II Международной научно-практической конференции, Брянск, 22–23 ноября 2018 г. Под ред. Л.А. Потапова, А.Ю. Дракина. – Брянск: БГТУ, . – Т. 1. – С. 200-203.
38. Самарский, А.А. Задачи и упражнения по численным методам : Учеб. пособие / А.А. Самарский, П.Н. Вабищевич, Е.А. Самарская. – М.: Эдиториал УРСС, 2000. – 208 с.
39. Самарский, А.А. Численные методы математической физики : Учеб. пособие / А.А. Самарский, А.В. Гулин. – М.: Науч. мир, 200н. э. – 315 с.
40. Свид. 2018662299 Российская Федерация. Свидетельство об официальной регистрации программы для ЭВМ. Поведенческая модель интегральной микросхемы импульсного преобразователя напряжения LT11372 / Дракин А.Ю., Школин А.Н.; заявитель и правообладатель ФГБОУ ВО БГТУ (RU). - 2018662300; заявл. 26.07.2018; опубл. 04.10.2018, Реестр программ для ЭВМ. – 1 с.
41. Свид. 2018662300 Российская Федерация. Свидетельство об официальной регистрации программы для ЭВМ. Поведенческая модель интегральной микросхемы импульсного преобразователя напряжения LM2596 / Дракин А.Ю., Школин А.Н.; заявитель и правообладатель ФГБОУ ВО БГТУ (RU). - 2018662300; заявл. 26.07.2018; опубл. 04.10.2018, Реестр программ для ЭВМ. – 1 с.
42. Свид. 2018662664 Российская Федерация. Свидетельство об официальной регистрации программы для ЭВМ. Поведенческая модель интегральной микросхемы импульсного преобразователя напряжения LT1076 / Дракин А.Ю., Школин А.Н.; заявитель и правообладатель ФГБОУ ВО БГТУ (RU). - 2018662664; заявл. 2018617901 26.07.2018; опубл. 12.10.2018, Реестр программ для ЭВМ. – 1 с.
43. Свид. 2018662665 Российская Федерация. Свидетельство об официальной регистрации программы для ЭВМ. Поведенческая модель интегральной микросхемы импульсного преобразователя напряжения LM2676 / Дракин А.Ю.,

Школин А.Н.; заявитель и правообладатель ФГБОУ ВО БГТУ (RU). - 2018662665; заявл. 26.07.2018; опубл. 12.10.2018, Реестр программ для ЭВМ. – 1 с.

44. Сергеев, В.А. Алгоритм определения тепловых параметров цифровых интегральных схем по переходным тепловым характеристикам / В.А. Сергеев, Я.Г. Тетенькин // Автоматизация процессов управления. – 2016. – № 1(43). – С. 112-119.

45. Сергеев, В.А. Алгоритм идентификации параметров тепловых схем полупроводниковых приборов по частотным зависимостям теплового импеданса / В.А. Сергеев, И.В. Фролов // Автоматизация процессов управления. – 2014. – № 4(38). – С. 48-54.

46. Слепов, А.Б. Разработка потактовой поведенческой модели системы на кристалле на языке C++ / А.Б. Слепов // Сборник трудов / под общ. ред. академика А.Л.Стемпковского. Всероссийская научно-техническая конференция «Проблемы разработки перспективных микро- и наноэлектронных систем». – М.: ИППМ РАН, 2010. – С. 450-453.

47. Справочник по теории автоматического управления / ред. А.А. Красовский. – М.: Наука, 1987. – 712 с.

48. Теория автоматического управления: Учеб. для вузов по спец. “Автоматика и телемеханика”. В 2-х ч. Ч. II. Теория нелинейных и специальных систем автоматического управления / ред. А.А. Воронов. – М.: Высш. шк., 1986. – 504 с.

49. Тетенькин, Я.Г. Методы и средства измерения тепловых параметров цифровых интегральных схем с использованием температурной зависимости времени задержки распространения сигнала : [дис. канд. тех. наук :05.11.01] / Я.Г. Тетенькин. – Ульяновск: УлГТУ, 2016. – 144 с.

50. Тихонов, А.Н. Уравнения математической физики / А.Н. Тихонов, А.А. Самарский. – М.: Наука, 1977. – 735 с.

51. Фейгин, М.И. Проявление эффектов бифуркационной памяти в поведении динамической системы / М.И. Фейгин // Соросовский образовательный журнал. – 2001. – Т. 7. – № 3. – С. 121-127.

52. Харитонов, А.М. О верификации и валидации моделей и методов численного моделирования пространственных течений / А.М. Харитонов // Материалы Международной конференция “Современные проблемы прикладной математики и механики: теория, эксперимент и практика”. – Новосибирск, 2011.
53. Цыпкин, Я.З. Адаптация и обучение в автоматических системах / Я.З. Цыпкин. – М.: Наука, 1968. – 400 с.
54. Цыпкин, Я.З. Теория нелинейных импульсных систем / Я.З. Цыпкин, Ю.С. Попков. – М.: Наука, 1973. – 414 с.
55. Цыпкин, Я.З. Релейные автоматические системы / Я.З. Цыпкин. – М.: Наука, 1974.
56. Цыпкин, Я.З. Теория релейных систем автоматического регулирования / Я.З. Цыпкин. – М.: Госиздат технико-экономической литературы, 1955.
57. Четти, П. Проектирование ключевых источников электропитания / П. Четти; под ред. В.С. Моина; пер. с англ. Конюхова С.Ф. – М.: Энергоатомиздат, 1990. – 240 с.
58. Шагурин, И.В. Применение языка SystemC и средств разработки на его основе для проектирования «Систем на кристалле» / И.В. Шагурин, В.А. Каньшев // Инженерная практика. – 2006. – Т. 32. – № 9. – С. 23-32.
59. Школин, А.Н. Разработка подходов к автопостроению поведенческих моделей интегральных микросхем регуляторов напряжения / А.Н. Школин, А.Ю. Дракин // Сборник научных трудов II Международной научно-практической конференции, Брянск, 22–23 ноября 2018 г. Под ред. Л.А. Потапова, А.Ю. Дракина - Брянск, БГТУ - 2018г. – Брянск: БГТУ, 2018. – С. 200-203.
60. Школин, А.Н. Измерение тепловых и электрических параметров микросхем импульсных преобразователей напряжения / А.Н. Школин [и др.] // Современная наука: актуальные проблемы теории и практики. Серия «Естественные и технические науки. – М., . – С. 146-153.
61. Школин, А.Н. Разработка поведенческих моделей интегральных микросхем ШИМ-контроллеров высокочастотных импульсных источников питания / А.Н.

Школин, С.В. Михеев // САПР и моделирование в современной электронике // Сборник научных трудов I Международной научно-практической конференции, Брянск, 22–23 ноября 2017 г. Под ред. Л.А. Потапова, А.Ю. Дракина. – Брянск: БГТУ, 2017. – С. 146-152.

62. Alonge, F. Nonlinear Modeling of DC/DC Converters Using the Hammerstein's Approach / F. Alonge [et al.] // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2007. – Vol. 22. – № 4. – P. 1210-1221.

63. Antoulas, A.C. A survey of model reduction methods for large-scale systems / A.C. Antoulas, D.C. Sorensen, S. Gugercin // Contemporary Mathematics. – 2001. – Vol. 280. – P. 193–219.

64. Arnedo, L. Black-Box Terminal Characterization Modeling of DC-to-DC Converters / L. Arnedo [et al.] // APEC 07 - Twenty-Second Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition APEC 07 - Twenty-Second Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition. – Anaheim, CA, USA: IEEE, 2007. – P. 457-463.

65. Arnedo, L. Polytopic black-box modeling of dc-dc converters / L. Arnedo [et al.] // 2008 IEEE Power Electronics Specialists Conference 2008 IEEE Power Electronics Specialists Conference - PESC 2008. – Rhodes, Greece: IEEE, 2008. – P. 1015-1021.

66. Arnedo, L. System-Level Black-Box Dc-to-Dc Converter Models / L. Arnedo [et al.] // 2009 Twenty-Fourth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition 2009 Twenty-Fourth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC). – Washington, DC, USA: IEEE, 2009. – P. 1476-1481.

67. Arnedo, L. System-Level Black-Box Models for DC-DC Converters : PhD Thesis / L. Arnedo. – Blacksburg: Virginia Polytechnic Institute and State University, 2008.

68. Barkley, A. Improved Online Identification of a DC–DC Converter and Its Control Loop Gain Using Cross-Correlation Methods / A. Barkley, E. Santi // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2009. – Vol. 24. – № 8. – P. 2021-2031.

69. Batchu, S. Automatic Extraction of Behavioral Models from Simulations of Analog / Mixed-signal (AMS) Circuits : MSc Thesis / S. Batchu. – Salt Lake City: The University of Utah, 2011. – 97 p.
70. Chau, K.T. Nonlinear identification of power electronic systems / K.T. Chau, C.C. Chan // Proceedings of 1995 International Conference on Power Electronics and Drive Systems. PEDS 95 1995 International Conference on Power Electronics and Drive Systems. PEDS 95. – Singapore: IEEE, 1995. – P. 329-334.
71. Cho, B.H. Modeling and Analysis of Spacecraft Power Systems : Ph.D. Thesis / B.H. Cho. – Blacksburg: Virginia Polytechnic Institute and State University, 1985. – 187 p.
72. Cho, H. Modeling and Analysis of Spacecraft Power Systems / H. Cho // SPACECRAFT POWER SYSTEMS. – P. 11.
73. Citron, M. Susceptibility of integrated circuits to RFI: Analysis of PWM current-mode controllers for SMPS / Citron, M. [et al.] // IECON Proceedings (Industrial Electronics Conference). – 2002. – P. 3227-3231.
74. COMSOL Multiphysics. ПО для мультифизического моделирования [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.comsol.ru/>.
75. Dastidar, T.R. A verification system for transient response of analog circuits using model checking / T.R. Dastidar, P.P. Chakrabarti // 18th International Conference on VLSI Design held jointly with 4th International Conference on Embedded Systems Design. – 2005. – P. 195-200.
76. Deschrijver, D. Stability and Passivity Enforcement of Parametric Macromodels in Time and Frequency Domain / D. Deschrijver, T. Dhaene // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 2008. – Vol. 56. – № 11. – P. 2435-2441.
77. Dhaene, T. Generalised vector fitting algorithm for macromodelling of passive electronic components / T. Dhaene, D. Deschrijver // Electronics Letters. – 2005. – Vol. 41. – № 6. – P. 299.
78. Drakin, A.J. Automated Control of Die-to-Case Thermal Resistance in Integrated Circuit Packages of Pulse Voltage Converters / A.J. Drakin, V.F. Zotin, L.A. Potapov //

International Journal of Applied Engineering Research. – 2017. – Vol. 12. – № 18. – P. 7675–7681.

79. Drakin, A.J. Automation of capacitance measurements for power semiconductor modules / A.J. Drakin, V.F. Zotin, A.N. Shkolin // Journal of Fundamental and Applied Sciences. – 2017. – Vol. 9. – № 7S. – P. 962-981.

80. Duran, P.A. A practical guide to analog behavioral modeling for IC system design / P.A. Duran. – Boston, MA: Springer US, 1998. – 238 p.

81. EIA/JEDEC JESD51-1 standard. IC Thermal Measurement Method – Electrical Test Method (Single Semiconductor Device). – Arlington, USA: ELECTRONIC INDUSTRIES ALLIANCE, 1995. – 33 p.

82. Engineering Simulation & 3D Design Software ANSYS [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.ansys.com/>.

83. Geest, J. de. Adaptive CAD-model building algorithm for general planar microwave structures / J. de Geest, N. Fache, D. de Zutter // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 1999. – Vol. 47. – № 9. – P. 1801-1809.

84. Gorissen, D. A Software Framework for Automated Behavioral Modeling of Electronic Devices [Application Notes] / D. Gorissen [et al.] // IEEE Microwave Magazine. – 2012. – Vol. 13. – № 6. – P. 102-118.

85. Gorissen, D. Sequential modeling of a low noise amplifier with neural networks and active learning / D. Gorissen [et al.] // Neural Computing and Applications. – 2009. – Vol. 18. – № 5. – P. 485-494.

86. Guerrero, V. Behavioral modelling and identification of power electronics converters and subsystems based on transient response : Ph.D. Thesis / V. Guerrero. – Madrid, Spain: Departament of Electronic Technology, Charles III University of Madrid, 2013. – 447 p.

87. Gugercin, S. A Survey of Model Reduction by Balanced Truncation and Some New Results / S. Gugercin, A.C. Antoulas // International Journal of Control. – 2004. – Vol. 77. – № 8. – P. 748-766.

88. Hao Ma. Parameter Identification of Power Electronic Circuits Based on Hybrid Model / Hao Ma [et al.] // IEEE 36th Conference on Power Electronics Specialists, 2005. IEEE 36th Conference on Power Electronics Specialists, 2005. – Aachen, Germany: IEEE, 2005. – P. 2855-2860.
89. Hui Li. Analog behavioral modeling flow using statistical learning method / Hui Li [et al.] // 2010 11th International Symposium on Quality Electronic Design (ISQED) 2010 11th International Symposium on Quality of Electronic Design (ISQED). – San Jose, CA, USA: IEEE, 2010. – P. 872-878.
90. Huynh, P. Empirical small-signal modeling of switching converters using Pspice / P. Huynh, B.H. Cho // Proceedings of PESC '95 - Power Electronics Specialist Conference PESC '95 - Power Electronics Specialist Conference. – Atlanta, GA, USA: IEEE, 1995. – Vol. 2. – P. 809-815.
91. IEEE standard VHDL analog and mixed-signal extensions: approved 18 March 1999 : IEEE Std. IEEE standard VHDL analog and mixed-signal extensions / ed. Computer Society. – New York, NY: Inst. of Electrical and Electronics Engineers, 1999. – 1076.1-1999. – 303 p.
92. ISO/IEC 19505-1:2012. Information technology — Object Management Group Unified Modeling Language (OMG UML) — Part 1: Infrastructure [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.iso.org/cms/render/live/en/sites/isoorg/contents/data/standard/03/26/32624.html>.
93. Jan Lundgren. Taking Mixed-Signal Substrate Noise Coupling Simulation to the Behavioral level using SystemC / Jan Lundgren [et al.] // Int. Workshop on System-on-Chip for Real-Time Applications. – 2004. – P. 201-205.
94. JEDEC JESD15-1 standard. Compact Thermal Model Overview. – Arlington, USA: JEDEC Solid State Technology Association, 2008. – 16 p.
95. JEDEC JESD51-14 standard. Transient Dual Interface Test Method for the Measurement of the Thermal Resistance Junction to Case of Semiconductor Devices with

Heat Flow through a Single Path. – Arlington, USA: JEDEC Solid State Technology Association, 2010. – 46 p.

96. Karsmakers, P. Least Squares Support Vector Machines for Modelling Electronic Devices / P. Karsmakers [et al.] // NATO-ASI on Learning Theory and Practice. – NATO-ASI, 2008.

97. Lee, J.R. Modeling and Simulation of Spacecraft Power Systems / J.R. Lee [et al.]. – 1988. – Vol. 24. – № 3. – P. 10.

98. Leonard, M. Automated Behavioral Modeling of Switching Voltage Regulators : BSc Thesis / M. Leonard. – Fayetteville: University of Arkansas, 2013. – 70 p.

99. Leonard, M. Semi-Automated Switching Regulator Modeling Method and Tool : MSc Thesis / M. Leonard. – Fayetteville: University of Arkansas, 2015. – 92 p.

100. Levenberg, K. A method for the solution of certain nonlinear problems in least squares / K. Levenberg // Quarterly of Applied Mathematics. – 1944. – № 2. – P. 164–168.

101. Leyva, R. Identification and control of power converters by means of neural networks / R. Leyva [et al.] // IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications. – 1997. – Vol. 44. – № 8. – P. 735-742.

102. Little, S. Verification of Analog/Mixed-Signal Circuits Using Labeled Hybrid Petri Nets / S. Little, N. Seegmiller, D. Walter. – P. 8.

103. Lundgren, J. Simplified gate level noise injection models for behavioral noise coupling simulation / J. Lundgren, T. Ytterdal, M. O’Nils // Proceedings of the 2005 European Conference on Circuit Theory and Design, 2005. 2005 European Conference on Circuit Theory and Design, 2005. – Cork, Ireland: IEEE, 2005. – Vol. 3. – P. 345-348.

104. Marquardt, D.W. An Algorithm for Least-Squares Estimation of Nonlinear Parameters / D.W. Marquardt // Journal of the Society for Industrial and Applied Mathematics. – 1963. – Vol. 11. – № 2. – P. 431-441.

105. Middlebrook, R.D. Measurement of loop gain in feedback systems / R.D. Middlebrook // International Journal of Electronics. – 1975. – Vol. 38. – № 4. – P. 485-512.

106. MIL-STD-883E. Method 1012.1: "Thermal Characteristics of Integrated Circuits". – 1980. – 13 p.
107. Nickovic, D. Checking Timed and Hybrid Properties: Theory and Applications : PhD Thesis / D. Nickovic. – Grenoble I: Joseph Fourier University, 2008. – 141 p.
108. Nickovic, D. AMT: A Property-Based Monitoring Tool for Analog Systems / D. Nickovic, O. Maler // Formal Modeling and Analysis of Timed Systems / eds. J.-F. Raskin, P.S. Thiagarajan. – Berlin, Heidelberg: Springer Berlin Heidelberg, 2007. – Vol. 4763. – AMT. – P. 304-319.
109. Oliver, J.A. Behavioral Modeling of DC-DC Converters for Large-Signal Simulation of Distributed Power Systems / J.A. Oliver [et al.]. – P. 6.
110. Patcharaprakiti, N. System identification with cross validation technique for modeling inverter of photovoltaic system / N. Patcharaprakiti [et al.] // in proc. of 2nd International Conference on Mechanical and Electrical Technology (ICMET). – 2010. – P. 594-598.
111. Peretz, M.M. Time Domain Identification of PWM Converters for Digital Controllers Design / M.M. Peretz, S. Ben-Yaakov // 2007 IEEE Power Electronics Specialists Conference 2007 IEEE Power Electronics Specialists Conference. – Orlando, FL, USA: IEEE, 2007. – P. 809-813.
112. Poppe, A. Dynamic Temperature Measurements: Tools Providing a Look into Package and Mount Structures. Dynamic Temperature Measurements / A. Poppe. – 2002.
113. Potapov, L.A. IC testing of high-frequency switching DC-DC converter using models of thermal processes / L.A. Potapov, A.N. Shkolin // SIBCON-2019. – 2019.
114. Potapov, L.A. Modeling and control of thermal processes in semiconductor devices / L.A. Potapov, A.N. Shkolin // ICIE-2019. – Sochi, 2019.
115. Prieto, R. Parameterization of DC/DC converter models for system level simulation / R. Prieto [et al.] // 2007 European Conference on Power Electronics and Applications 2007 European Conference on Power Electronics and Applications. – Aalborg, Denmark: IEEE, 2007. – P. 1-10.

116. Qi-Jun Zhang. Artificial neural networks for rf and microwave design-from theory to practice / Qi-Jun Zhang, K.C. Gupta, V.K. Devabhaktuni // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 2003. – Vol. 51. – № 4. – P. 1339-1350.
117. Ray, S. A Mechanized Refinement Framework for Analysis of Custom Memories / S. Ray, J. Bhadra // In Formal Methods in Computer-Aided Design. – 2007. – P. 239-242.
118. Rewiński, M. A trajectory piecewise-linear approach to model order reduction and fast simulation of nonlinear circuits and micromachined devices / M. Rewiński, J. White // IEEE Transactions on Computer-Aided Design of Integrated Circuits and Systems. – 2003. – Vol. 22. – № 2. – P. 155-170.
119. Roinila, T. Circular correlation based identification of switching power converter with uncertainty analysis using fuzzy density approach / T. Roinila [et al.] // Simulation Modelling Practice and Theory. – 2009. – Vol. 17. – № 6. – P. 1043-1058.
120. Roinila, T. Fast Loop Gain Measurement of a Switched-Mode Converter Using a Binary Signal With a Specified Fourier Amplitude Spectrum / T. Roinila, M. Vilkkö, T. Suntio // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2009. – Vol. 24. – № 12. – P. 2746-2755.
121. Roinila, T. Frequency-Response Measurement of Switched-Mode Power Supplies in the Presence of Nonlinear Distortions / T. Roinila, M. Vilkkö, T. Suntio // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2010. – Vol. 25. – № 8. – P. 2179-2187.
122. Ruan, K.G. Initialization of mixed-signal systems in VHDL-AMS / K.G. Ruan // Proceedings of the Fifth IEEE International Workshop on Behavioral Modeling and Simulation. BMAS 2001 (Cat No.01TH8601) BMAS 2001. Proceedings of the Fifth IEEE International Workshop on Behavioral Modeling and Simulation. – Santa Rosa, CA, USA: IEEE, 2001. – P. 53-58.
123. Sacks, J. Design and analysis of computer experiments / J. Sacks [et al.] // Statistical Science. – 1989. – Vol. 4. – № 4. – P. 409-435.

124. Shirazi, M. Integration of Frequency Response Measurement Capabilities in Digital Controllers for DC–DC Converters / M. Shirazi [et al.] // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2008. – Vol. 23. – № 5. – P. 2524-2535.
125. Shkolin, A.N. Development of automated measurement systems for testing integrated circuits of switching converters / A.N. Shkolin, A.Y. Drakin, V.F. Zotin // 2018 Moscow Workshop on Electronic and Networking Technologies (MWENT). – IEEE, 2018. – P. 1-4.
126. Siah, E.S. Fast Parameter Optimization of Large-Scale Electromagnetic Objects Using DIRECT with Kriging Metamodeling / E.S. Siah [et al.] // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 2004. – Vol. 52. – № 1. – P. 276-285.
127. Swidzinski, J.F. Statistical behavioral modeling of integrated circuits / Swidzinski, J.F., Styblinski, M.a., Xu, G. // Proceedings of the 1998 IEEE International Symposium on Circuits and Systems (Cat. No.98CH36187) ISCAS '98. – IEEE, 1998. – Vol. 6. – P. 98-101.
128. Synopsys TCAD [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.synopsys.com/silicon/tcad.html>.
129. Székely, V. Fine structure of heat flow path in semiconductor devices: A measurement and identification method / V. Székely, T. Van Bien // Solid-State Electronics. – 1988. – Vol. 31. – № 9. – P. 1363–1368.
130. Torrey, D.A. A Behavioral Model for DC-DC Converters using Modelica / D.A. Torrey, U.S. Selamogullari. – 2002. – P. 7.
131. Tse, C.K. Hopf bifurcation and chaos in a free-running current-controlled Cuk switching regulator / C.K. Tse, Y.M. Lai, H.H.C. Iu // IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications. – 2000. – Vol. 47. – № 4. – P. 448-457.
132. Tso, Chung-hsien. An integrated digital pwm dc/dc converter using proportional current feedback / Tso, Chung-hsien, Wu, Jiin-chuan // The 2001 IEEE International Symposium on Circuits and Systems. – IEEE, 2001. – Vol. 3. – P. 65-68.

133. Unified Modeling in C++ & SystemC [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.design-reuse.com/articles/7222/unified-modeling-in-c-systemc.html>.
134. Vasyukevich, V. Asynchronous operators of sequential logic: venjunction & sequeention: digital circuit analysis and design : Lecture notes in electrical engineering. Asynchronous operators of sequential logic / V. Vasyukevich. – Berlin ; New York: Springer, 2011. – 101. – 123 p.
135. Verghese, N.K. Simulation Techniques and Solutions for Mixed-Signal Coupling in Integrated Circuits / N.K. Verghese, T.J. Schmerbeck, D.J. Allstot. – Boston, MA: Springer US, 1995.
136. Vesti, S. Modeling and simulation of a distributed power system for Avionic Application / S. Vesti [et al.] // 2010 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition 2010 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE). – Atlanta, GA: IEEE, 2010. – P. 4421-4427.
137. Willems, J.C. The Behavioral Approach to Open and Interconnected Systems / J.C. Willems // IEEE Control Systems. – 2007. – Vol. 27. – № 6. – P. 46-99.
138. Yelten, M.B. Demystifying Surrogate Modeling for Circuits and Systems / M.B. Yelten [et al.] // IEEE Circuits and Systems Magazine. – 2012. – Vol. 12. – № 1. – P. 45-63.
139. Zaabab, H. A Neural Network Modeling Approach to Circuit Optimization and Statistical Design / H. Zaabab. – P. 10.

ПРИЛОЖЕНИЯ

Программный код поведенческой модели ИМС LM2596

```

library IEEE;
use IEEE.MATH_REAL.all;
use IEEE.std_logic_1164.all;
use IEEE.electrical_systems.all;
use IEEE.energy_systems.all;

-- Use real2time function from MGC Library
library mgc_ams;
use mgc_ams.conversion.all;

entity LM2596_V1 is
  port (terminal pFB, pV_in, GND, pOUTPUT, pNONOFF: electrical);
end entity LM2596_V1;

architecture default of LM2596_V1 is
--for delitel
  constant R_del : real := 123.5e6;
  quantity V_del across i_del leak through pFB to GND;
  constant del_coef : real := 1.0;
--for on/of resister pin 5 of the circuit
  constant input_on_voltage : real := 2.5;
  constant R_NONOFF1 : real := 400.0e3;
  constant R_NONOFF2 : real := 30.0e6;
  quantity v_NONOFF1 across i_NONOFF1 through pNONOFF to GND;
-- for switch
  constant R_on : real := 169.0e-3;
  constant R_off : real := 1.0e6;
  constant V_on : voltage := 1.0;
  constant V_off : voltage := 0.2;
  signal sw : std_logic := '0'; -- = d_pwm
  quantity V_sw across I_sw through pV_in to pOUTPUT;
  quantity V_output across I_output leak through pOUTPUT to GND;
  constant R_out_leak : real := 800.0e3;
  quantity Vin across Iq through pV_in to GND;
  constant Rq_normal : real := 2.4e3;
  constant Rq_stby : real := 150.0e3;
  signal Rq : real := Rq_stby;

  terminal Vref2V5_terminal : electrical; -- Internal
  quantity Vref2V5 across I_NONOFF0 through Vref2V5_terminal to GND;
  quantity V_NONOFF2 across I_NONOFF2 through Vref2V5_terminal to pNONOFF;

  constant V_sat : real := 0.1;
  signal R_sw : real := R_off;

  quantity V_FB : real := 0.0;
  quantity V_FBdelta : real := 0.0;
  quantity V_FBlim1 : real := 0.0;
  quantity V_FBf : real := 0.0;
--/--my
  quantity duty_input : real := 0.0 ;

  constant duty_cycle_max : real := 0.99; -- Maximum effective duty-cycle [no units]
  constant duty_cycle_min : real := 0.01;

  signal f_pwm_sel : std_logic := '1'; -- по умолчанию f1=100кГц

```

```

signal d_pwm    : std_logic := '0'; -- inv
signal d_comp   : std_logic := '0';
signal CL1     : std_logic := '0';
signal CL2     : std_logic := '0';
signal clk      : std_logic := '0';
signal CL2count : integer := 0;
signal CL2countTest : integer := 100; -- для отладки
signal ctest1  : std_logic := '0'; -- для отладки
signal ctest2  : std_logic := '0'; -- для отладки
signal Tperiod : real := 6.666e-6; -- 6.666e-6; 10.0e-6;
constant switching_NONOFF_del: time := 5us;
signal mode_enable: std_logic := '0';
signal Ramp : real := 0.0; --1.0e-12;

signal set_rsstate, reset_rsstate : std_logic := '0';
signal out_rsstate                : std_logic := '0';

constant num : real_vector := (247.0, 0.01482);
constant den  : real_vector := (1.0, 0.00266975, 0.000000000585); -- LaPlace transfer function denominator
coefficients
constant num2 : real_vector := (0.0, 0.01482);
constant den2  : real_vector := (1.0, 0.00266975, 0.00000000058); -- LaPlace transfer function denominator
coefficients

signal mode : voltage:=0.0;
quantity Vref: real := 0.0;

begin

i_NONOFF1 == v_NONOFF1/R_NONOFF1;
i_NONOFF2 == v_NONOFF2/R_NONOFF2;
Vref2V5 == 2.5;

process ( v_NONOFF1 'above( 0.6), Vin'above( input_on_voltage)) is
begin
if (v_NONOFF1 <= 0.6 and Vin >= input_on_voltage) then
mode <= 1.0;
mode_enable <= '1';
Rq <= Rq_normal;
else
mode <= 0.0;
mode_enable <= '0';
Rq <= Rq_stby;
end if;
end process;

Vref == 1.235*mode'ramp(1.05e-3, 1.0e-9);

i_del_leak == V_del /R_del;
V_FB == V_del;
V_FBdelta == Vref- V_FB *0.246791708;

if (V_FBdelta > 0.05263) use
V_FBlim1 == 0.05263;
elsif (V_FBdelta < -0.05263) use
V_FBlim1 == -0.05263;
else
V_FBlim1 == V_FBdelta;
end use;

```

```

V_FBf == V_FBlim1'tf(num, den) ;

if (V_FBf > 2.4) use
    duty_input == 2.4;
elsif (V_FBf < -0.1) use
    duty_input == -0.1;
else

    duty_input == V_FBf;
end use;

switching : process is
variable period : real := 6.666e-6; -- 6.666e-6; 10.0e-6; nepuod
variable period_change_enable : std_logic := '1' ;
variable timeOtsechka : real := 0.0;
constant RampMagnitude : real := 0.5;
constant RampMin : real := 0.75;
begin

    wait until domain = time_domain;
        wait until mode_enable = '1';
        wait for switching_NONOFF_del;
    loop

if ( Ramp > (0.999 * RampMagnitude + RampMin) ) then
    clk <= '1', '0' after 10 ns;
    if period_change_enable = '1' then
        if f_pwm_sel = '0' then
            period := 10.0e-6;
        else
            period := Tperiod;
        end if;
        period_change_enable := '0' ;

        timeOtsechka := NOW - RampMin;
    end if;
end if;
if ( Ramp < (0.001 * RampMagnitude + RampMin) ) then
    if period_change_enable = '0' then
        period_change_enable := '1' ;
    end if;
end if;
Ramp <= mode*(RampMin + RampMagnitude * ((NOW-timeOtsechka-RampMin) mod period) / period) ;
if (duty_input < Ramp) then
    d_pwm <= '1';
else
    d_pwm <= '0';
end if;

    wait for 5 ns;
end loop;
end process switching;

process ( I_sw 'above( 4.5454)) is --// CL1 d_pwm,
begin
if ( I_sw >= 4.5454) then --(d_pwm = '0') and
    CL1 <= '0';
end if;
end process;

```

```

process (I_sw 'above( 5.0)) is
begin
if (I_sw >= 5.0) then
CL2 <= '1', '0' after 50 ns;
end if;

end process;
--
process (d_pwm, CL2) is
begin
if (d_pwm = '1') and (d_pwm'LAST_VALUE = '0') then
ctest1 <= '1', '0' after 50 ns;
if CL2count > 0 then
CL2count <= CL2count - 1;
elsif CL2count = 0 then
CL2count <= 0;
f_pwm_sel <= '1'; -- активация f1
end if;
end if;

if (d_pwm = '0') and (CL2 = '1') then
ctest2 <= '1', '0' after 50 ns;
if CL2count < 4 then
CL2count <= CL2count + 2;
elsif CL2count = 4 then
CL2count <= 4;
f_pwm_sel <= '0'; -- активация f2
end if;
end if;
end process;

process (d_pwm, CL1, CL2) is
begin
reset_rsstate <= d_pwm or CL1 or CL2;
end process;

process (clk) is
begin
set_rsstate <= clk;
end process;

RS_process : process (reset_rsstate, set_rsstate)
variable q_local, qn_local : std_logic;

begin

if set_rsstate = '1' and reset_rsstate = '0' then
q_local := '1';
qn_local := '0';
elsif reset_rsstate = '1' and set_rsstate = '0' then
q_local := '0';
qn_local := '1';
elsif (set_rsstate = '1' and reset_rsstate = '1') or (set_rsstate = 'X' and q_local = '0') or (reset_rsstate = 'X' and qn_local
= '0') then
q_local := '0';
qn_local := '1';
end if;

out_rsstate <= q_local;

```

```
end process RS_process;

process (out_rsstate) is
begin
  if (out_rsstate = '1') then
    R_sw <= R_on;
  elsif (out_rsstate = '0') then
    R_sw <= R_off;
  end if;
end process;
I_sw == (V_sw - V_sat) / R_sw;
Iq == Vin / Rq;
I_output_leak == V_output / R_out_leak;
end architecture default;
```

Программный код поведенческой модели ИМС LM2676

```

library IEEE;
use IEEE.MATH_REAL.all;
use IEEE.std_logic_1164.all;
use IEEE.electrical_systems.all;
use IEEE.energy_systems.all;
---use IEEE.thermal_systems.all;

-- Use real2time function from MGC Library
library mgc_ams;
use mgc_ams.conversion.all;

entity IC6v1 is
  port (terminal pFB, pV_in, GND, pOUTPUT, pNONOFF: electrical);
  --- terminal therm : thermal;
  --- quantity power_outputR: out real);
  --port (quantity output : out real);

end entity IC6v1;

architecture default of IC6v1 is
--for delitel
  constant R_del : real := 100.0e6;
  quantity V_del across i_del through pFB to GND;
  constant del_coef:real :=1.0;
--for on/of resister pin 5 of the circuit
  constant R_NONOFF1 : real := 800.0e3;
  constant R_NONOFF2 : real := 3000.0e3;
  quantity v_NONOFF1 across i_NONOFF1 through pNONOFF to GND;
-- for switch
  constant R_on : real := 169.0e-3;
  constant R_off : real := 1.0e6;
  constant V_on: voltage := 1.0;
  constant V_off: voltage := 0.2;
  signal sw : std_logic := '0'; -- = d_pwm
  quantity V_sw across I_sw through pV_in to pOUTPUT;
  quantity Vin across Iq through pV_in to electrical_ref;
  constant Rq_normal : real := 2.4e3;
  constant Rq_stby : real := 150.0e3;
  signal Rq : real := Rq_stby;

  terminal Vref2V5_terminal : electrical; -- Internal
  quantity Vref2V5 across I_NONOFF0 through Vref2V5_terminal to GND;
  quantity V_NONOFF2 across I_NONOFF2 through Vref2V5_terminal to pNONOFF;

  constant V_sat : real := 0.1;
  --- quantity Vdif: real;
  signal R_sw : real := R_off;
-- electrical quantity to quantity
  quantity V_FB: real := 0.0;
  quantity V_FBdelta: real := 0.0;
  quantity V_FBlim1: real := 0.0;
  quantity V_FBf: real := 0.0;
  quantity V_FBf0: real := 0.0;
  quantity V_FBf00: real := 0.0;
  quantity V_FBf000: real := 0.0;
--/--my

```

```

quantity duty_input : real:=0.0 ;

constant duty_cycle_max : real := 0.99; -- Maximum effective duty-cycle [no units]
constant duty_cycle_min : real := 0.01;

signal f_pwm_sel : std_logic := '1' ;
signal d_pwm      : std_logic := '0' ; -- inv
signal d_comp     : std_logic := '0' ;
signal CL1       : std_logic := '0' ;
signal CL2       : std_logic := '0' ;
signal clk       : std_logic := '0' ;
signal CL2count  : integer := 0 ;
signal CL2countTest : integer := 100 ;
-- signal CL2countTest2 : integer := 100 ;
signal ctest1    : std_logic := '0' ;
signal ctest2    : std_logic := '0' ;

signal Tperiod   : real := 3.84615e-6;
signal Ramp      : real := 0.0; --1.0e-12;

signal set_rsstate, reset_rsstate : std_logic := '0';
signal out_rsstate                  : std_logic := '0';

constant Kea1 : real := -673.0e-6;
constant num  : real_vector := (2000.0 * Kea1, 0.024* Kea1);
constant den  : real_vector := (1.0, 2.0e-6); -- LaPlace transfer function denominator coefficients

---constant Kea2 : real := 1.3186e-3;
--- constant num2 : real_vector := (300000.0 * Kea2, 45.4725 * Kea2);
signal Kea2 : real := 0.48e-3;
constant num2 : real_vector := (300000.0, 45.4725);
constant den2 : real_vector := (1.0, 0.003151575, 4.725e-9); -- LaPlace transfer function denominator coefficients

signal mode : voltage:=0.0;
signal modeEnable : std_logic := '0';
quantity Vref: real := 0.0;
quantity Vss: real := 0.0;

-- quantity I_swINV: real := 0.0;

-- constant ramptime_high_to_low : real := 19230.0e-9;
-- constant ramptime_low_to_high : real := 0.0;

begin
-- if domain = quiescent_domain use
--     V_FBf == 0.0;
-- end use;

--for on/off resister pin 5 of the circuit
i_NONOFF1 == v_NONOFF1/R_NONOFF1;
i_NONOFF2 == v_NONOFF2/R_NONOFF2;
Vref2V5 == 2.5;

-- I_swINV == -1.0 * I_sw;

--- mode <= 0.0, 1.0 after 1 ns;

process (v_NONOFF1 'above( 1.4)) is
begin

```

```

if (v_NONOFF1 >= 0.6) then
    mode <= 1.0;
    Rq <= Rq_normal;
    modeEnable <= '0', '1' after 1 us;
else
    mode <= 0.0;
    Rq <= Rq_stby;
    modeEnable <= '0';
end if;
end process;

Vref == 1.215 * mode'ramp (100.0e-6, 1.0e-9);
Vss == 5.0 * mode'ramp (1000.0e-6, 1.0e-9);

i_del == V_del /R_del; -- resistor divider
V_FB == V_del;

V_FBdelta == V_FB - Vref;

V_FBf0 == V_FBlim1'tf(num, den) ;

--V_FBf == V_FBf0'tf(num2, den2) + 578.5; -- - 0.41 ; !!! + initial_value;
V_FBf000 == V_FBf0'tf(num2, den2); -- - 0.41 ; !!! + initial_value;
process ( Vin 'above( 10.0), Vin 'above( 20.0), Vin 'above( 40.0)) is --//CL1 d_pwm,
begin
    if (Vin < 10.0) then
        Kea2 <= 0.48e-3;
    elsif (Vin > 40.0) then
        Kea2 <= 14.8e-3;
    elsif (Vin > 10.0) and (Vin < 20.0) then
        Kea2 <= Vin * (-0.0000807) + 0.002287; -- Y = X*-0,0000807 + 0,002287
    elsif (Vin > 20.0) and (Vin < 40.0) then
        Kea2 <= Vin * (-0.0000193) + 0.000866; -- Y = X*-0,0000193 + 0,000866
    end if;
end process;
V_FBf == V_FBf000 * Kea2;

if (V_FBf < 0.9) use
    V_FBf00 == 0.9;
elsif (V_FBf > 5.0) use
    V_FBf00 == 5.0;
else
    V_FBf00 == V_FBf;
end use;
duty_input == 0.8 * V_FBf00;

switching : process is
variable period : real := 4.0e-6; --
variable period_change_enable : std_logic := '1' ;
variable timeOtsechka : real := 0.0;
constant RampMagnitude : real := 2.6;
constant RampMin : real := 0.6;
begin
--period == 10.0e-6;
--wait for 50ns;
wait until domain = time_domain;
--aperiod := 10.0e-6;
loop
--Tperiod <= TperiodIN;

```

```

if ( Ramp > ( 0.99 * RampMagnitude + RampMin ) ) then
    clk <= '1', '0' after 270 ns; ---10 ns; 300 ns;
    if period_change_enable = '1' then
        if f_pwm_sel = '0' then
            period := 5.0e-6;
        else
            period := Tperiod;
        end if;
    -----
        period := Tperiod;
        --period := 4.49e-11*temperature_value*temperature_value - 2.89e-8*temperature_value + 1.13e-5;
        ---period := 2.68e-09*temperature_value + 5.8E-06;
        period_change_enable := '0';
        -- Ramp <= 0.0;
        timeOtsechka := NOW - RampMin;
    end if;
end if;
if ( Ramp < ( 0.01 * RampMagnitude + RampMin ) ) then
    if period_change_enable = '0' then
        --period := Tperiod;
        period_change_enable := '1';
    end if;
end if;
-----
    wait for 10 ns;
    Ramp <= RampMin + RampMagnitude * ((NOW-timeOtsechka-RampMin) mod period) / period ;
    ---- Ramp <= NOW;
    -- Ramp <= 0.75 + 0.5 * ((NOW-timeOtsechka-0.75) mod period) / period ;
    -- Ramp <= 1000.0 * (NOW mod 20.0e-6);

    if (duty_input < Ramp) then
        d_pwm <= '1';
    else
        d_pwm <= '0';
    end if;

    wait for 5 ns;
end loop;
end process switching;

process ( I_sw 'above( 4.5454) ) is --// CL1 d_pwm,
begin
    if ( I_sw >= 4.5454 ) then --(d_pwm = '0') and
        CL1 <= '1', '0' after 50 ns;
        --CL1 <= '0'; -- для отладки
    -----else
        ----if d_pwm = '0' then
            ---- CL1 <= '0';
        ----end if;
    end if;
end process;

--process ( I_sw 'above( 5.0) ) is --// CL2
process ( I_sw 'above( 5.0) ) is
begin
    if ( I_sw >= 5.0 ) then --and (CL2'LAST_VALUE = '0') and (d_pwm'LAST_VALUE = '0') and (d_pwm = '0')
        CL2 <= '1', '0' after 50 ns;
        ---CL2 <= '1';
    end if;
    ---if ( I_sw < 5.0 ) and (d_pwm = '0') and (d_pwm'LAST_VALUE = '1') then -- and (CL2'LAST_VALUE = '1')
        ---CL2 <= inertial '0', '1' after 10 us;
        -----CL2 <= '0';
    ----end if;

```

```

    end process;

    process (d_pwm, CL1, CL2) is
    begin
        reset_rsstate    <= d_pwm or CL1 or CL2;
    end process;

    process (clk) is
    begin
        set_rsstate      <= not clk;
    end process;

RS_process : process (reset_rsstate, set_rsstate)
    variable q_local, qn_local : std_logic;
    begin
        if set_rsstate = '1' and set_rsstate'EVENT and set_rsstate'LAST_VALUE = '0' and reset_rsstate = '0' then
            q_local := '1';
            qn_local := '0';
        elsif reset_rsstate = '1' and reset_rsstate'EVENT and reset_rsstate'LAST_VALUE = '0' then --- and set_rsstate =
'0' then
            q_local := '0';
            qn_local := '1';
        elsif (set_rsstate = '1' and reset_rsstate = '1') or (set_rsstate = 'X' and q_local = '0') or (reset_rsstate = 'X' and qn_local
= '0') then
            q_local := '0';
            qn_local := '1';
        end if;

        out_rsstate <= q_local;
    end process RS_process;

    process (out_rsstate, set_rsstate) is
    begin
        if out_rsstate = '1' and modeEnable = '1' and set_rsstate = '1' then
            --R_sw <= R_on*(1.0 + 0.00055*(temperature_value-273.15));
            --R_sw <= R_on*(1.0 + 0.00055*(temperature_value-273.15));
            R_sw <= R_on;
            ---R_sw <= R_on+0.044;
        else
            R_sw <= R_off;
        end if;
    end process;

    -- I_sw == (V_sw - V_sat*(1.0+(temperature_value-273.15) * (-0.0015)) / R_sw;
    -- I_sw == (V_sw - V_sat * (1.0+(2.0-273.15) * (-0.0015))) / R_sw;

    ---I_sw == (V_sw - V_sat * (1.0+(temperature_value-273.15) * (-0.0015))) / R_sw;
    I_sw == (V_sw - V_sat) / R_sw;

    --- Vdif == V_sat * (1.0+(temperature_value-273.15) * (-0.002));

    --- power_output == 2.0*I_sw*I_sw*R_sw; --power_output == 2.0*I_sw*Vdif;
    --- power_outputR == power_output;

    Iq == Vin / Rq;
end architecture default;

```

Дополнительные материалы результатов моделирования

I. Результаты моделирования ИМС ИПН LT1076.

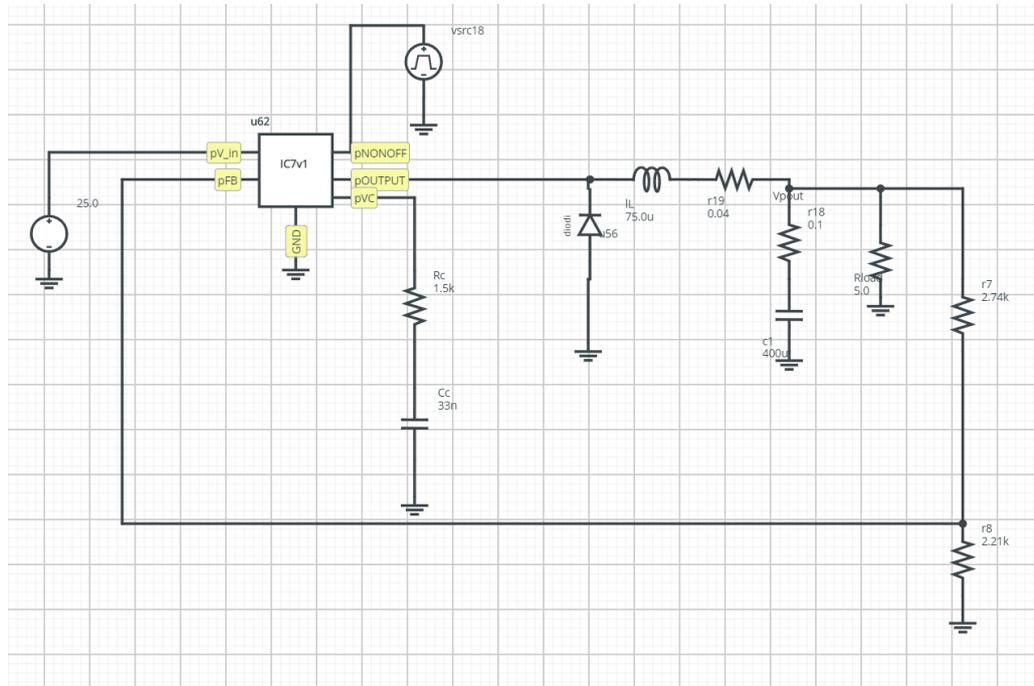


Рис.1. Синтезированная ПМ микросхемы LT1076 с обвязкой в SystemVision Cloud

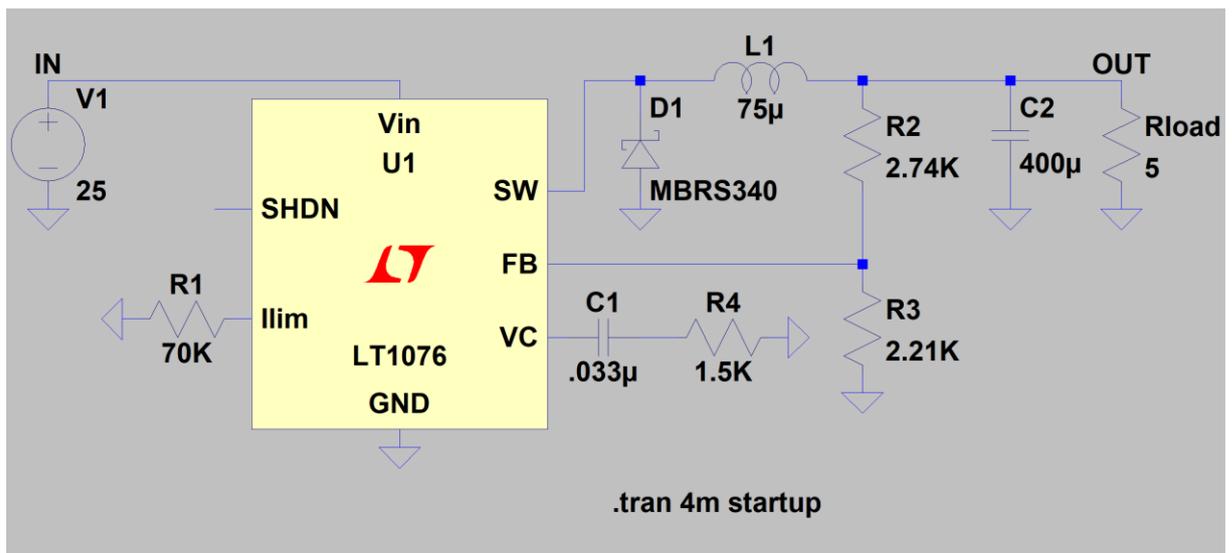


Рис.2. Модель LM1076 в LTspice

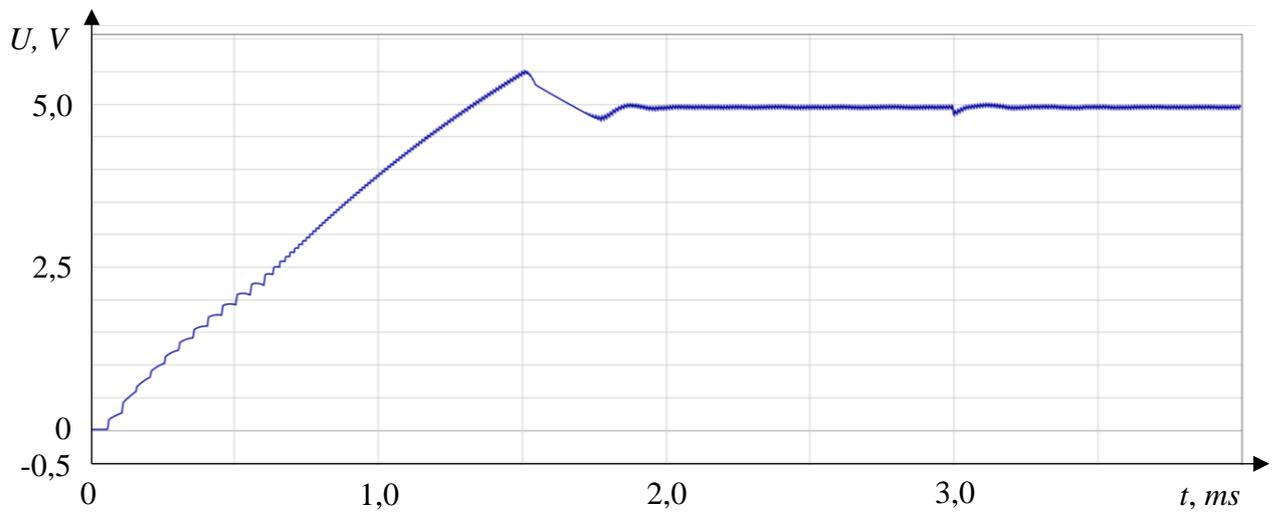


Рис.3. Осциллограмма выходного напряжения при изменении нагрузки в SystemVision Cloud

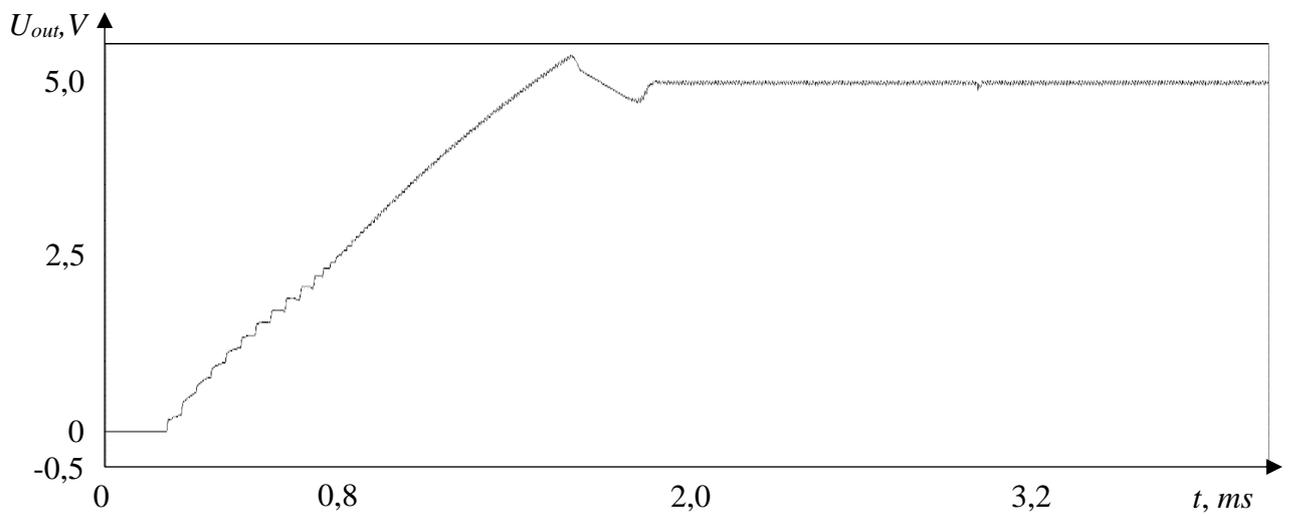


Рис.4. Осциллограмма выходного напряжения при изменении нагрузки в LTspice

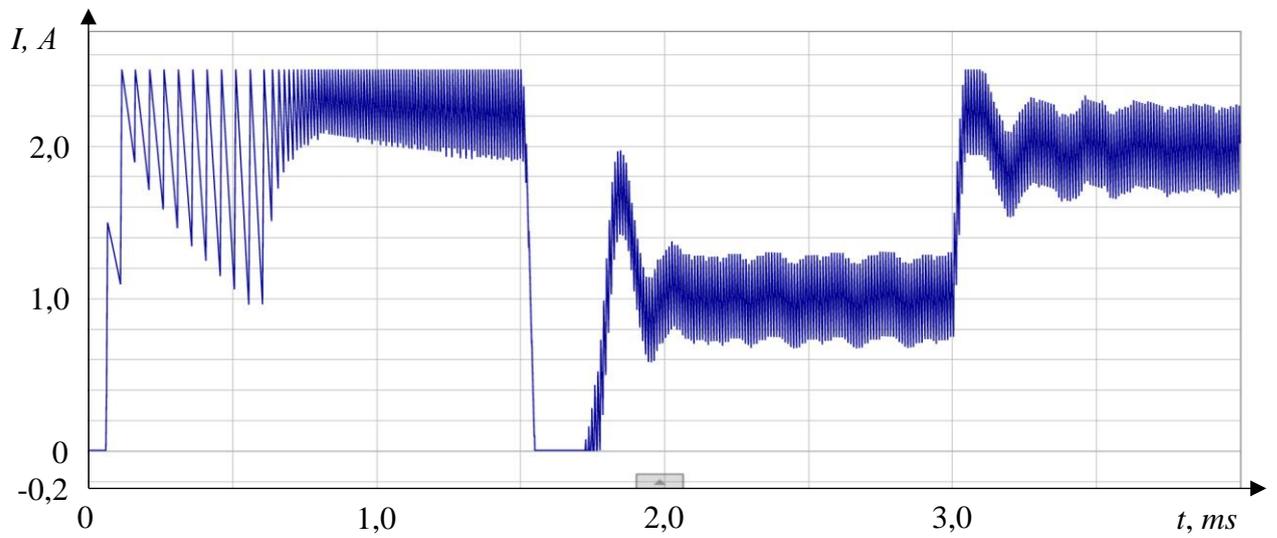


Рис.5. Осциллограмма тока через дроссель при изменении нагрузки в SystemVision Cloud

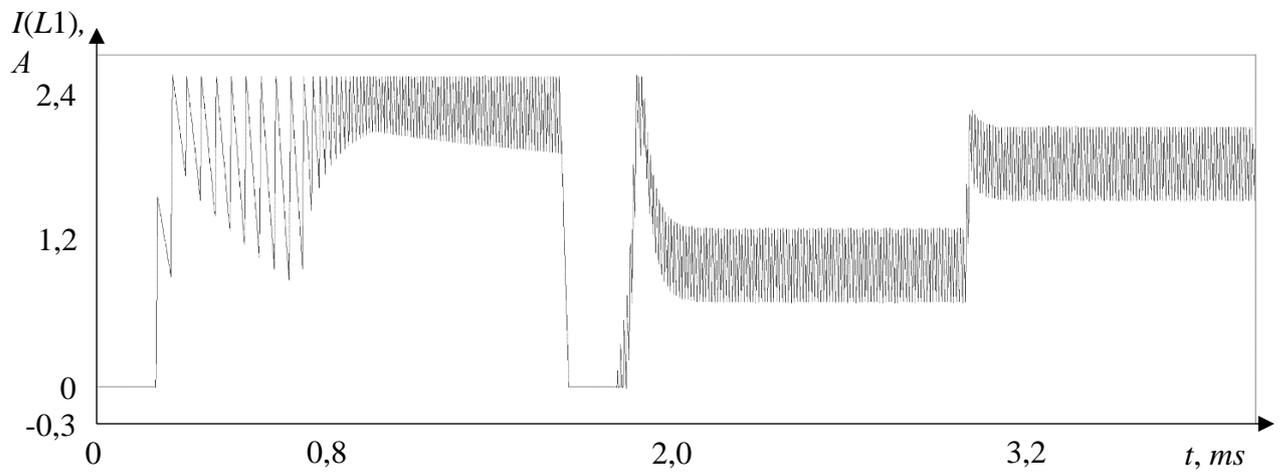


Рис.6. Осциллограмма тока через дроссель при изменении нагрузки в LTspice

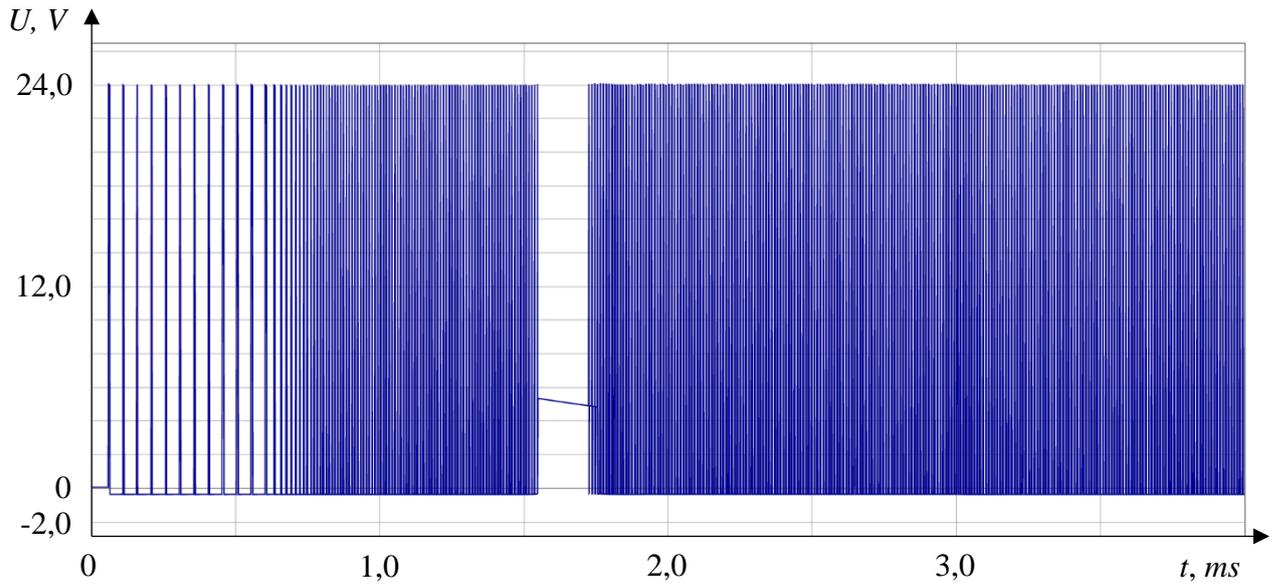


Рис.7. Осциллограмма напряжения на выходе Output при изменении нагрузки в Systemvision Cloud

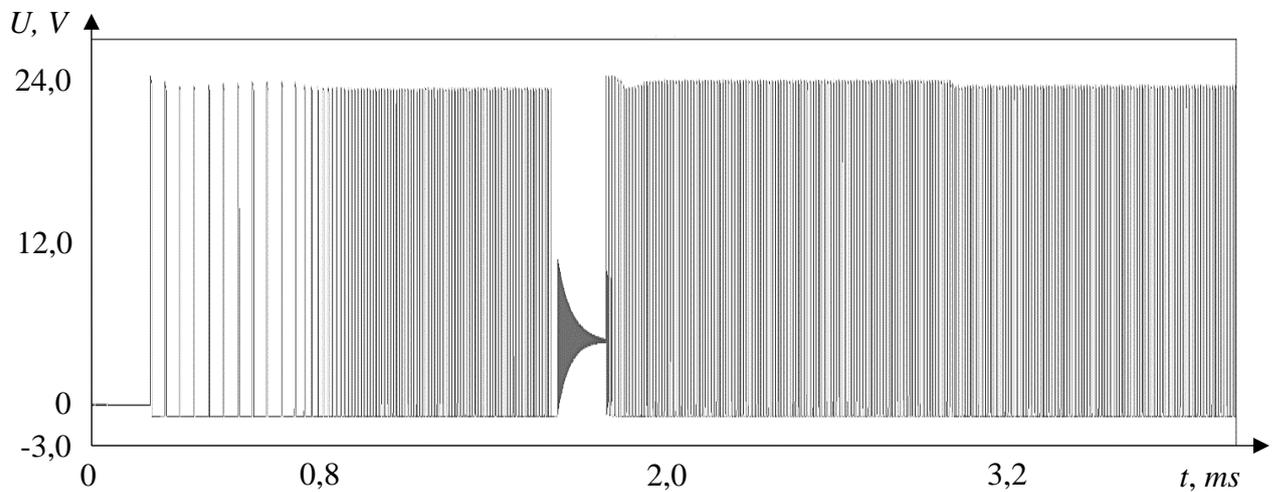


Рис.8. Осциллограмма напряжения на выходе Output при изменении нагрузки в LTspice

II. Результаты моделирования ИМС ИПН LT1372

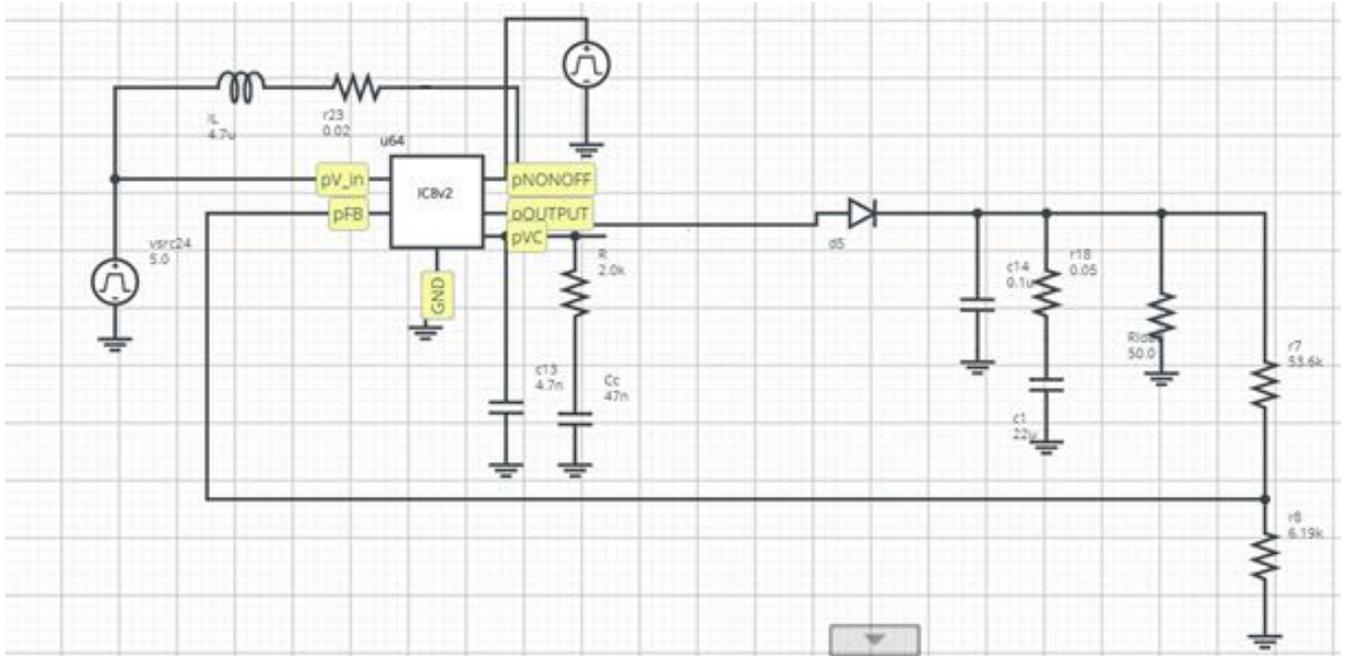


Рис.9. Синтезированная микросхемы ПМ LT1372 в режиме повышающего преобразователя в SystemVision Cloud

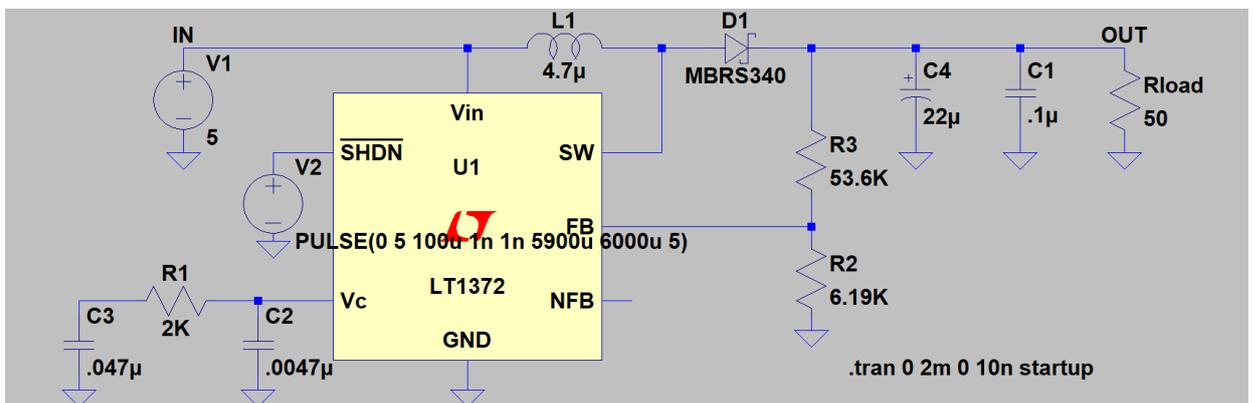


Рис.10. Модель LT1372 в режиме повышающего преобразователя в LTspice

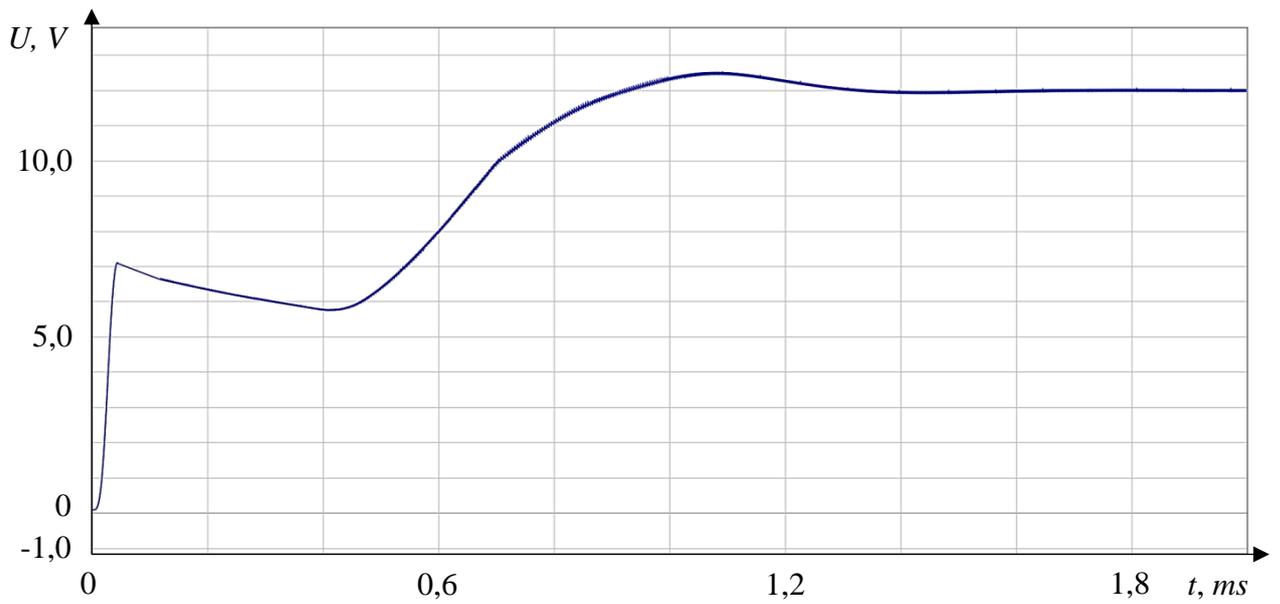


Рис.11. Осциллограмма выходного напряжения повышающего преобразователя при запуске в SystemVision Cloud

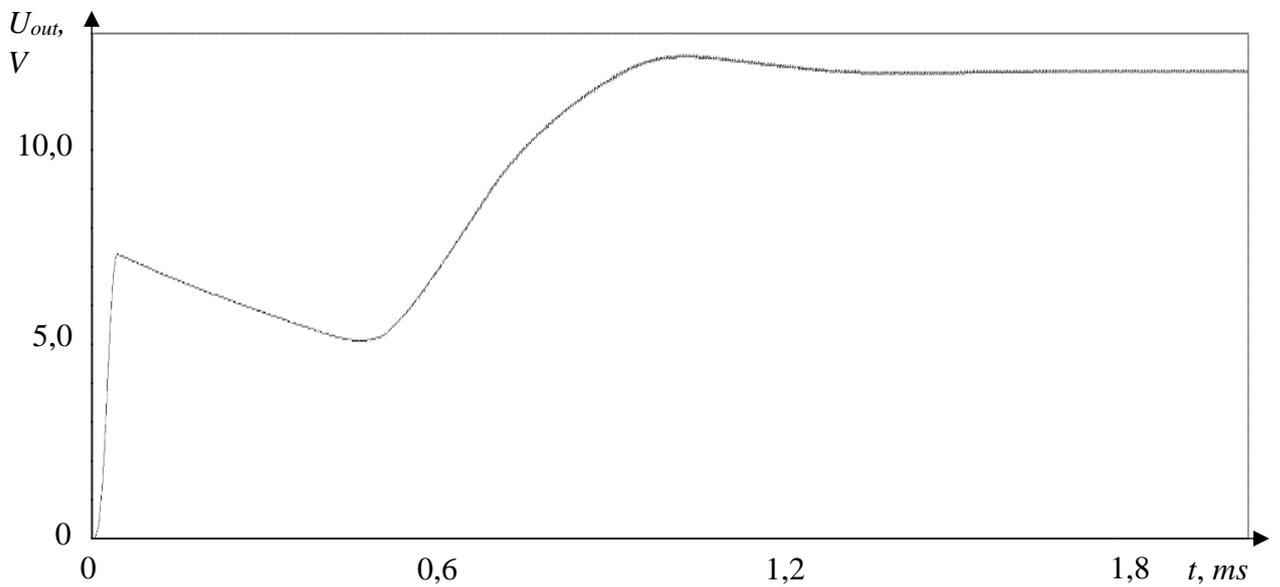


Рис.12. Осциллограмма выходного напряжения повышающего преобразователя при запуске в LTspice

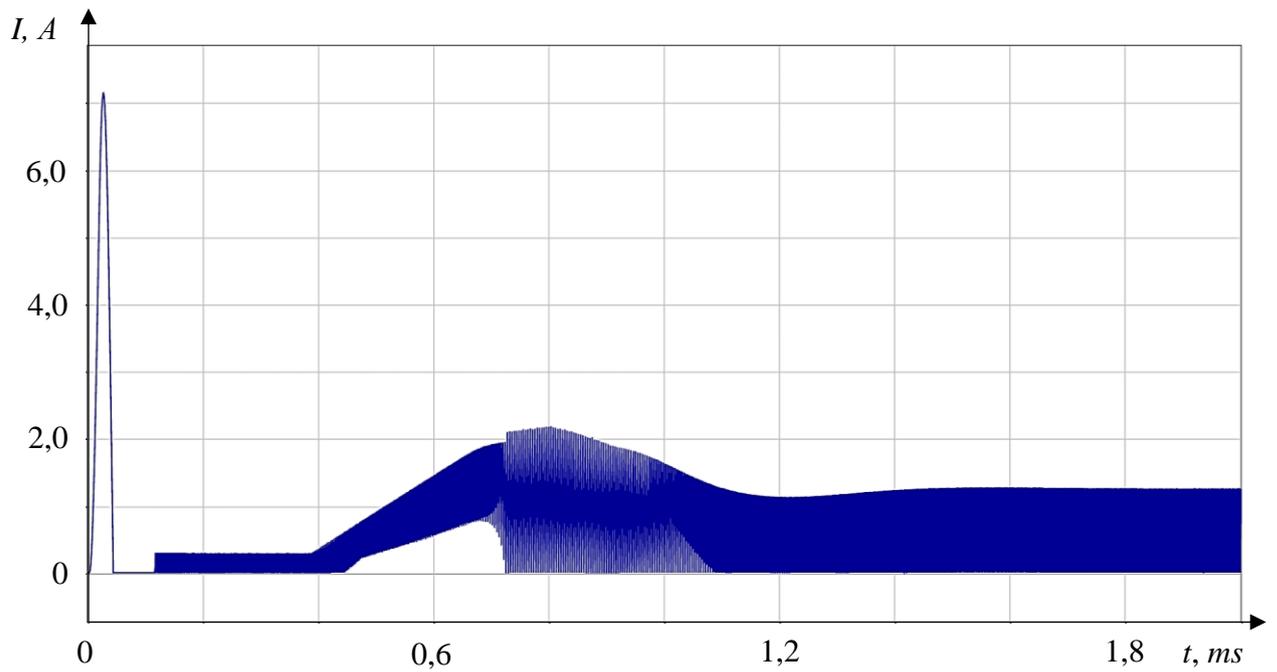


Рис.13. Осциллограмма тока через дроссель повышающего преобразователя при запуске в SystemVision Cloud

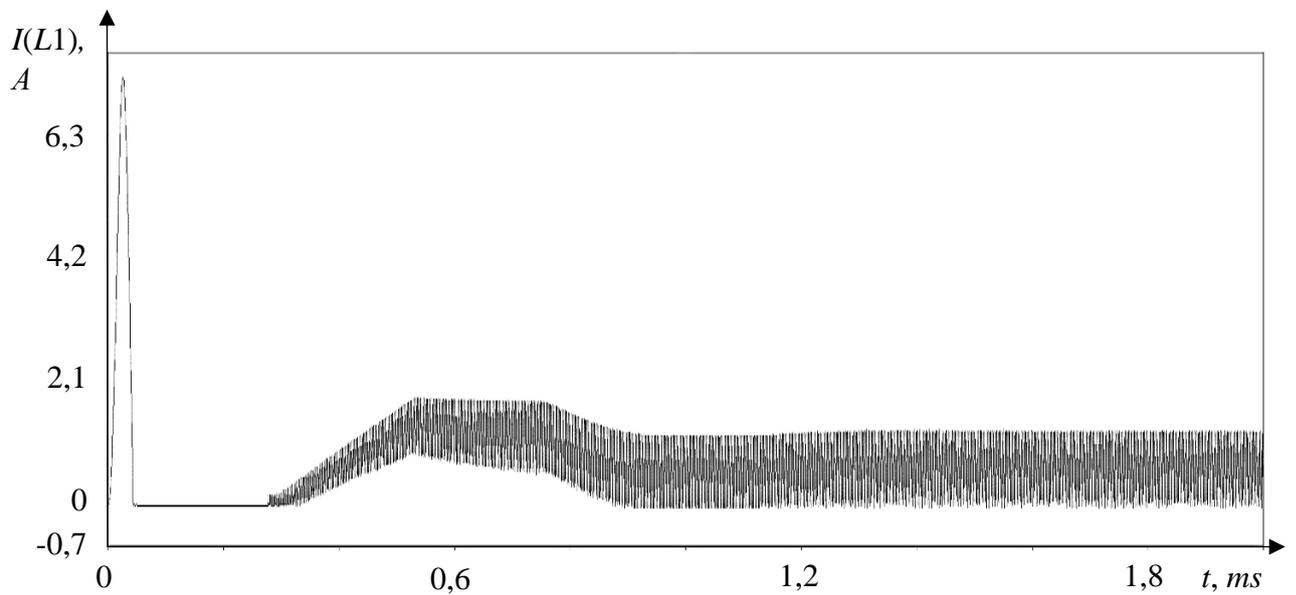


Рис.14. Осциллограмма тока через дроссель повышающего преобразователя при запуске в LTspice

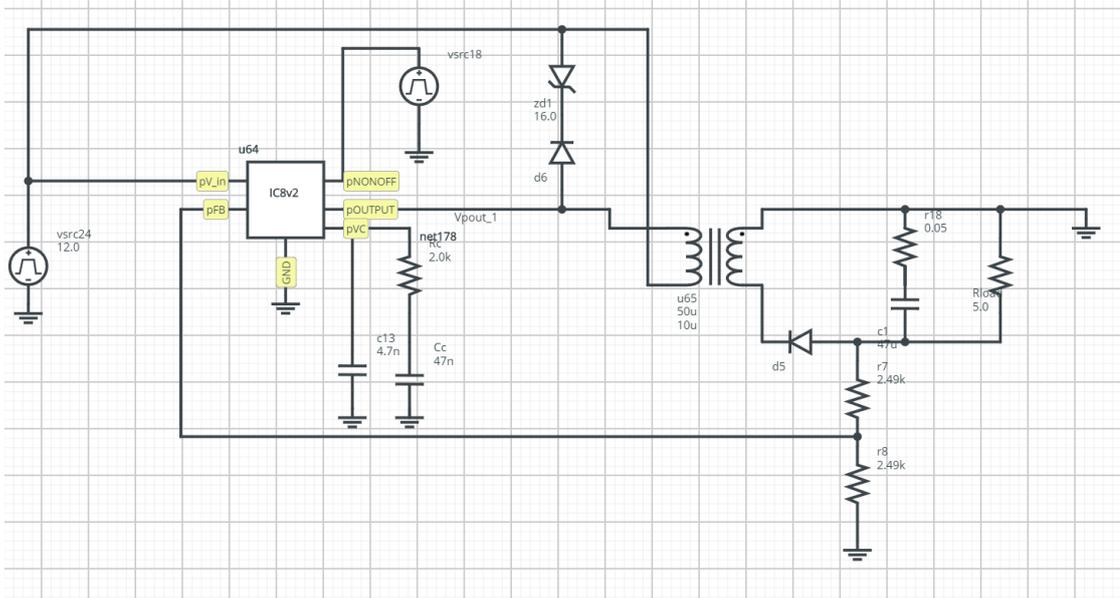


Рис.15. Синтезированная ПМ микросхемы LT1372 в режиме обратного преобразователя с обвязкой в SystemVision Cloud

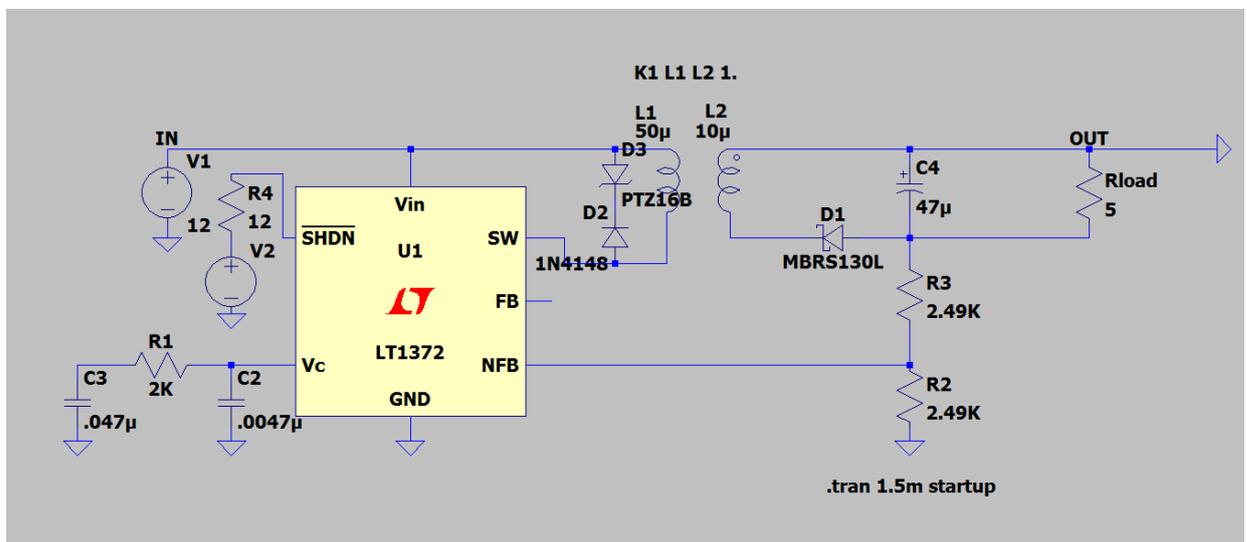


Рис.16. Модель LT1372 в режиме обратного преобразователя в LTspice

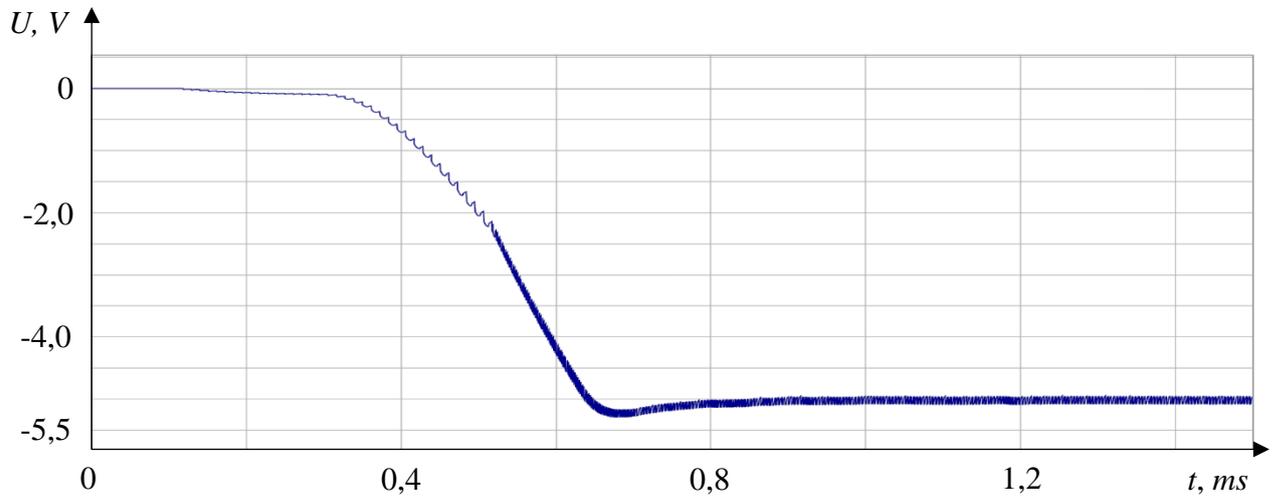


Рис.17. Осциллограмма выходного напряжения обратноходового преобразователя при запуске в SystemVision Cloud

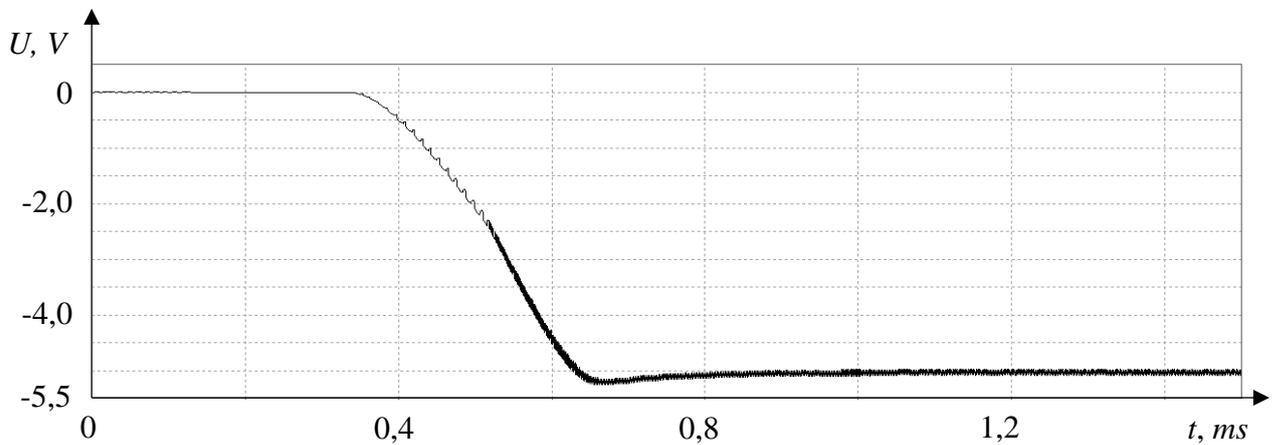


Рис.18. Осциллограмма выходного напряжения обратноходового преобразователя при запуске в LTspice

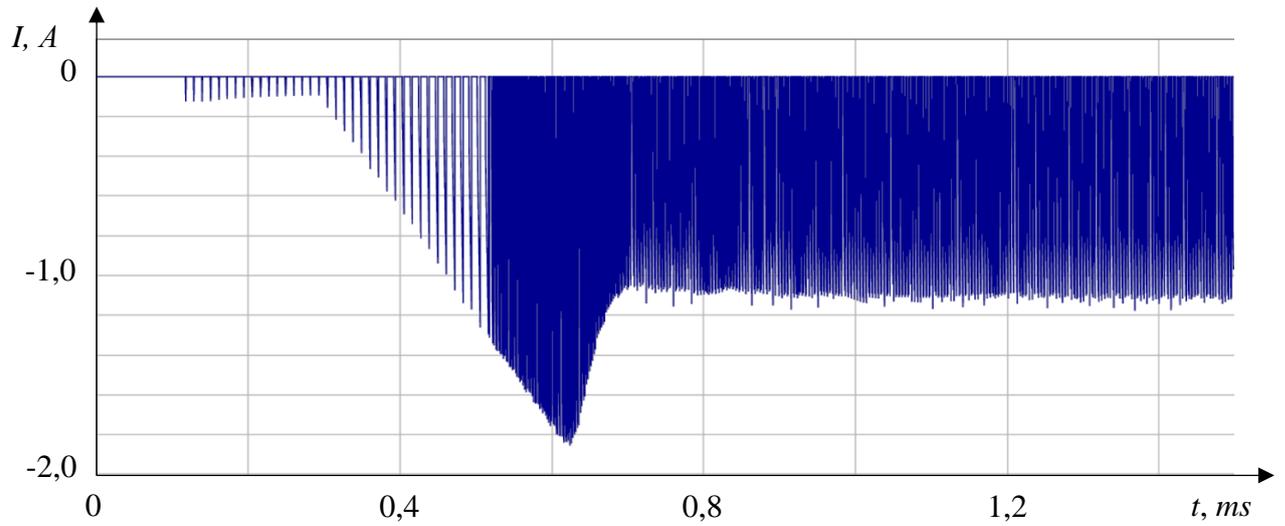


Рис.19. Осциллограмма тока первичной обмотки трансформатора обратного преобразователя при запуске в SystemVision Cloud

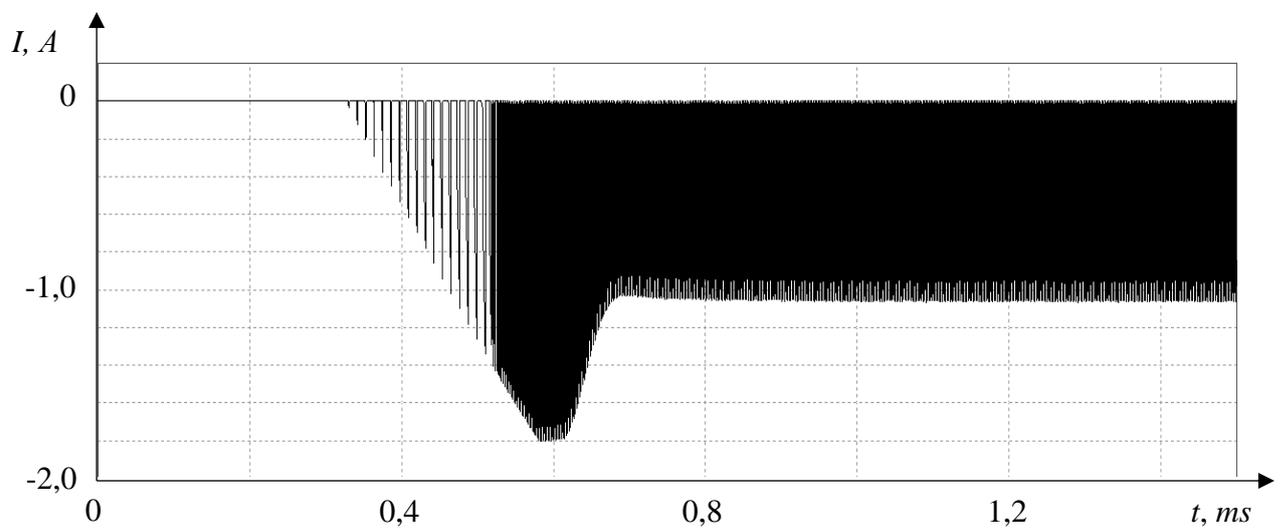


Рис.20. Осциллограмма тока первичной обмотки трансформатора обратного преобразователя при запуске в LTspice

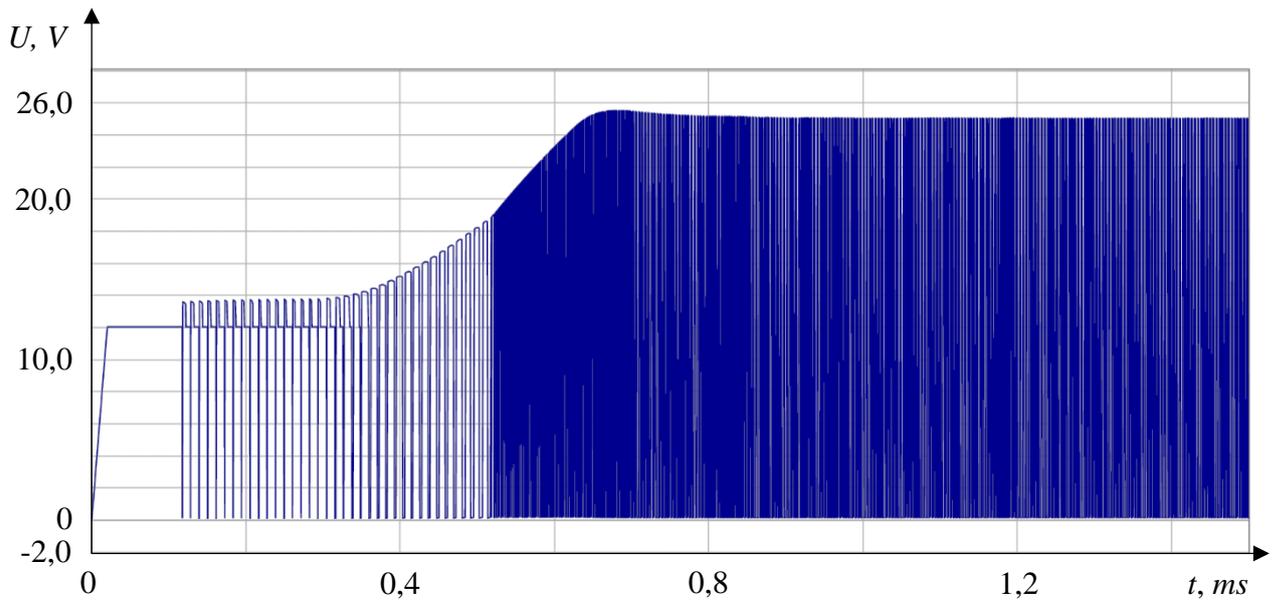


Рис.21. Осциллограмма напряжения на выходе SW
обратноходового преобразователя при запуске в SystemVision Cloud

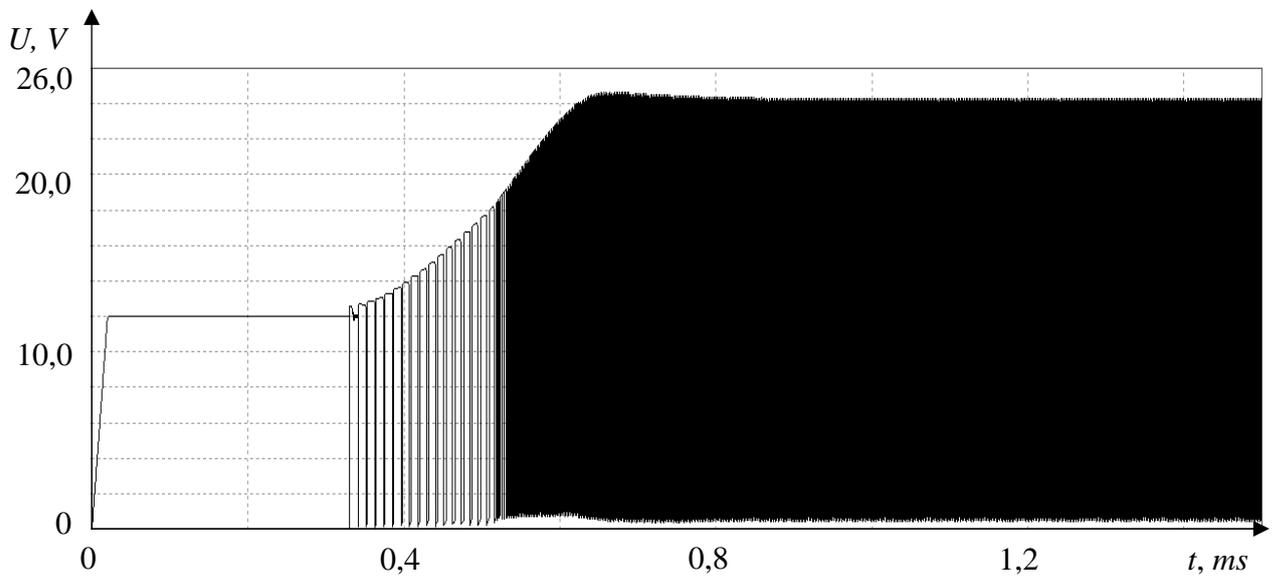


Рис.22. Осциллограмма напряжения на выходе SW
обратноходового преобразователя при запуске в LTspice

II. Результаты моделирования ИМС ИПН LT1170

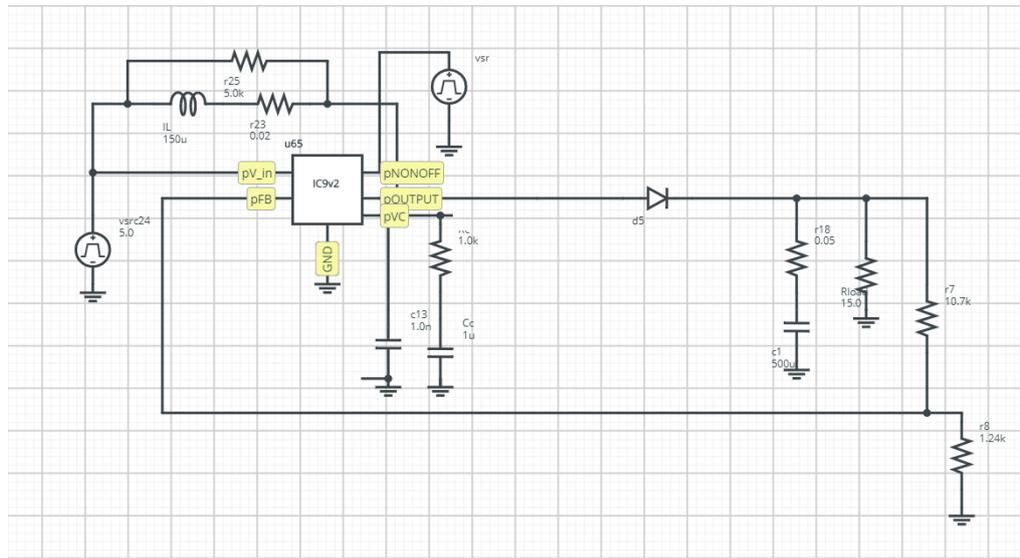


Рис.23. Синтезированная ПМ микросхемы LT1170 в режиме повышающего преобразователя с обвязкой в SystemVision Cloud

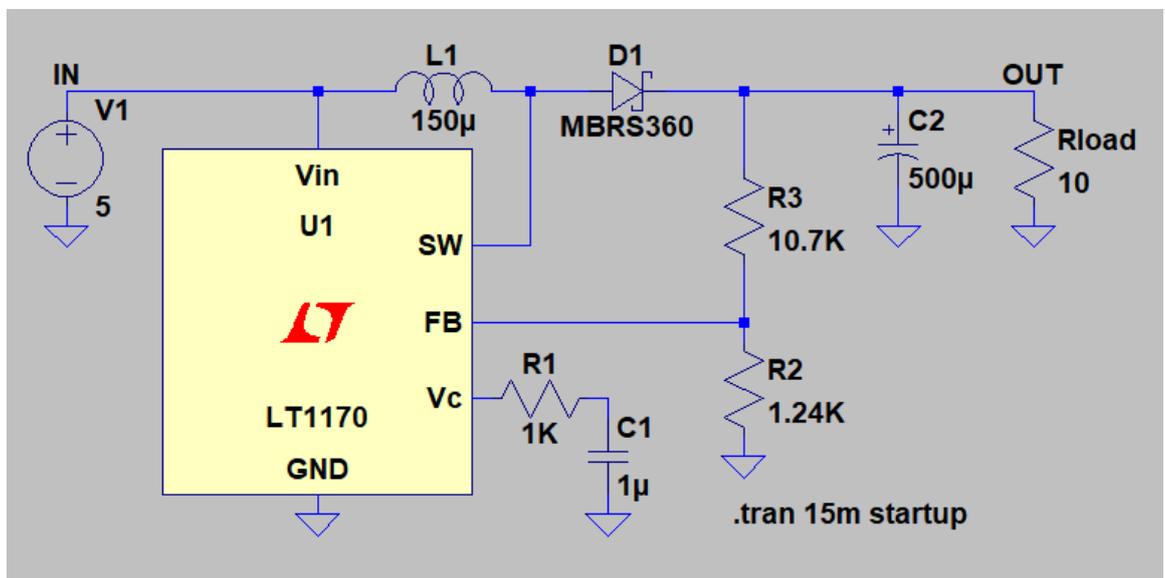


Рис.24. Модель LT1170 в режиме повышающего преобразователя в LTspice

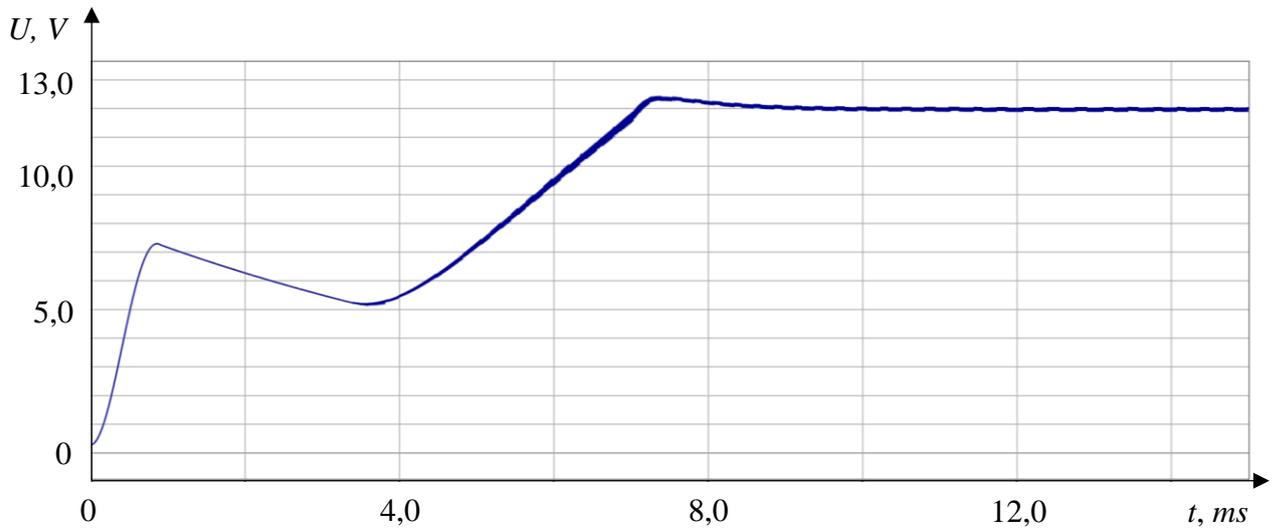


Рис.25. Осциллограмма выходного напряжения повышающего преобразователя при запуске в SystemVision Cloud

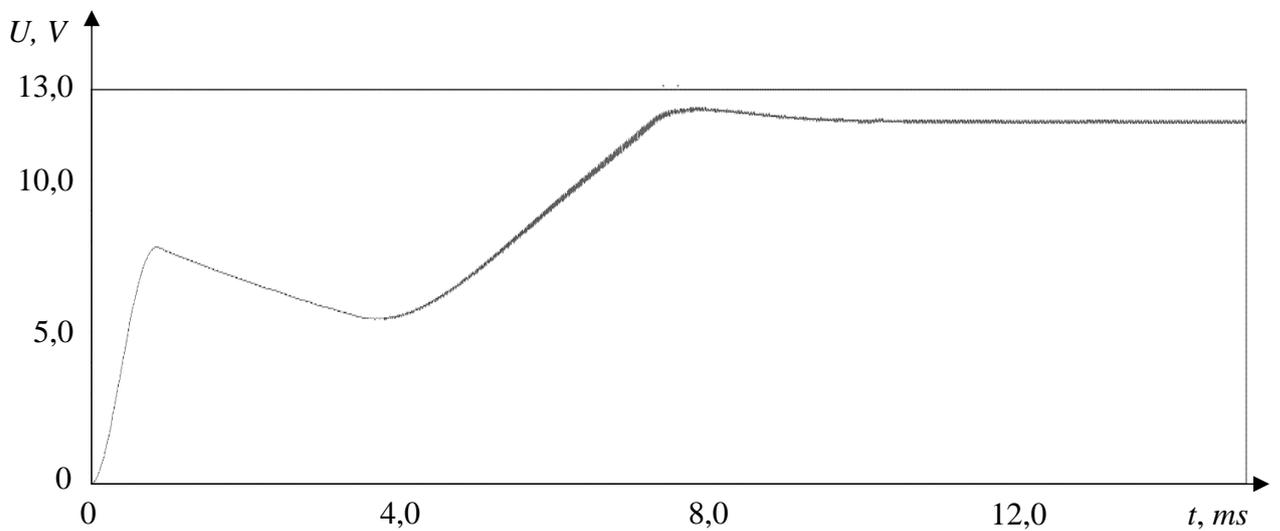


Рис.26. Осциллограмма выходного напряжения повышающего преобразователя при запуске в LTspice

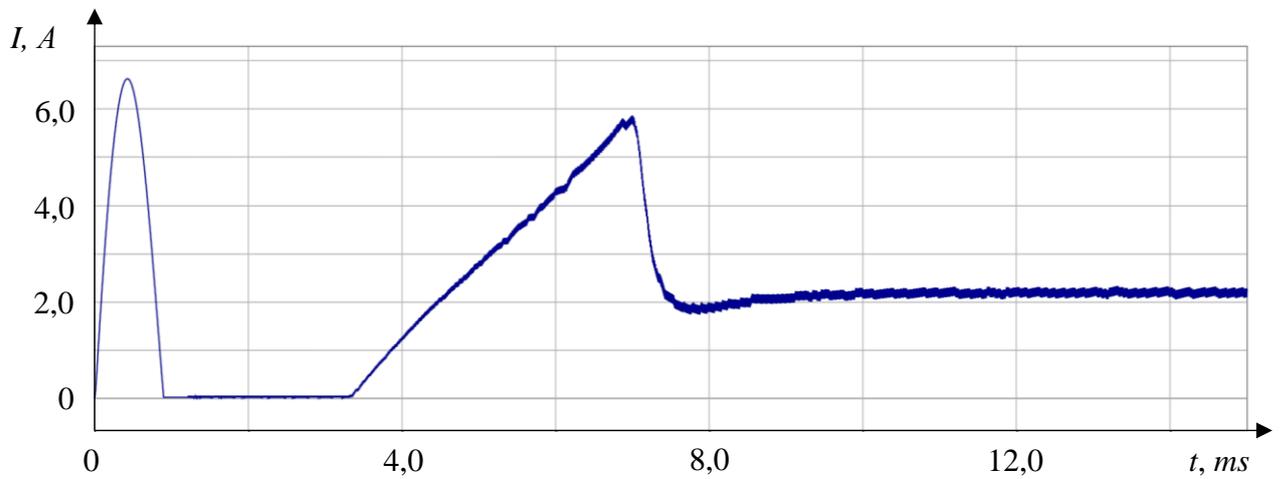


Рис.27. Осциллограмма тока через дроссель повышающего преобразователя при запуске в SystemVision Cloud

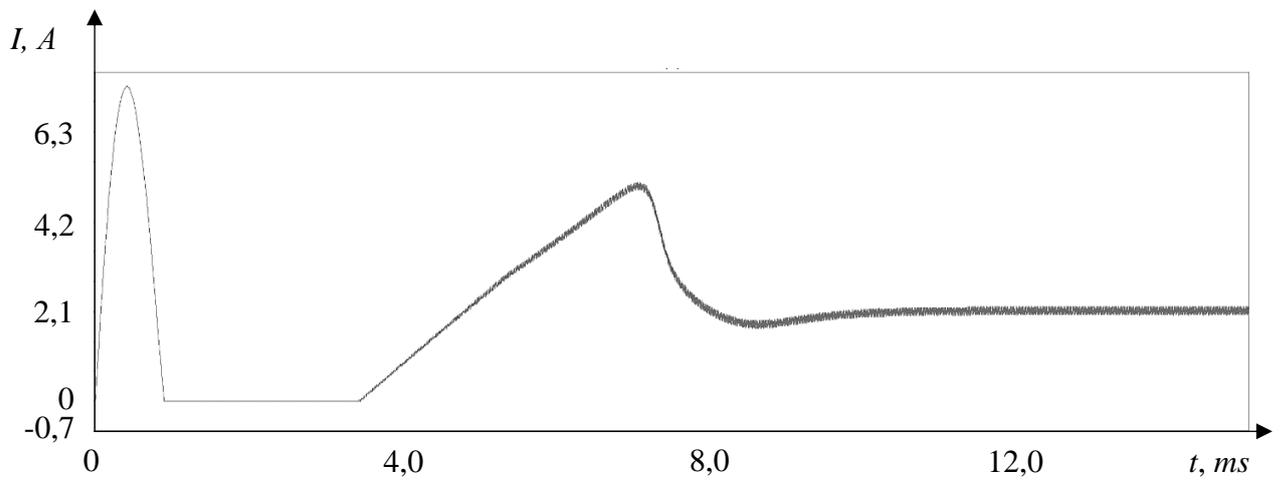


Рис.28. Осциллограмма тока через дроссель повышающего преобразователя при запуске в LTspice

ПРИЛОЖЕНИЕ 4.

Акты о внедрении результатов работы

Акционерное общество
"ГРУППА КРЕМНИЙ ЭЛ"

☒ 241037, РОССИЯ, г. Брянск, ул. Красноармейская, 103
☎ телефон: (4832) 41-43-11
☎ факс: (4832) 41-42-14

№ « 32/205 »
от « 18 » 09 2019 г.

АКТ

о внедрении результатов кандидатской диссертационной работы
Школина Алексея Николаевича

Настоящим подтверждается, что методические материалы и представленные результаты, отраженные в диссертационной работе А.Н. Школина "Математическое моделирование процессов в интегральных микросхемах импульсных преобразователей напряжения при внешних тепловых и электрических воздействиях", представленной для рассмотрения на соискание ученой степени кандидата технических наук, приняты в производственном процессе разработки микросхем, выпускаемых АО «ГРУППА КРЕМНИЙ ЭЛ».

Использование представленных в диссертации рекомендаций позволит разработчикам сократить трудовые затраты при получении поведенческих моделей микросхем импульсных преобразователей напряжения. Предложенный подход позволит повысить эффективность контрольных испытаний готовых изделий и улучшить энергетические показатели и быстродействие стабилизаторов напряжения, выпускаемых АО «ГРУППА КРЕМНИЙ ЭЛ».

Директор по развитию и новой технике АО «ГРУППА КРЕМНИЙ ЭЛ»
Громов Владимир Иванович

**ООО "ФреКон"**

634045, Россия, Томск, ул. Федора Лыткина, 22, 8
тел./факс: 8 (3822) 413946

№ « 3/11 »

от « 7 » 11 2019 г.

АКТ

о внедрении результатов кандидатской диссертационной работы
Школина Алексея Николаевича

Настоящим подтверждается, что методические материалы и представленные результаты, отраженные в диссертационной работе А.Н. Школина "Математическое моделирование процессов в интегральных микросхемах импульсных преобразователей напряжения при внешних тепловых и электрических воздействиях", представленной для рассмотрения на соискание ученой степени кандидата технических наук, приняты в производственном процессе разработки и отладки выпускаемых ООО «ФреКон» г. Томск импульсных электронных преобразователей частоты.

Использование представленных в диссертации рекомендаций позволит существенно уменьшить временные затраты на разработку производимых преобразователей, в устройстве которых применяются микросхемы импульсных регуляторов напряжения. В частности, учет взаимного влияния электрических и тепловых факторов при разработке преобразователей непосредственно на этапе моделирования позволит улучшить надежность производимых преобразователей, увеличить их срок необслуживаемой эксплуатации и существенно улучшить рабочие характеристики. Предложенный в диссертации подход весьма актуален в связи с высокими требованиями к срокам разработки и качеству продукции, производимой в ООО «ФреКон».

Главный инженер ООО «ФреКон»

Миллер А.В.