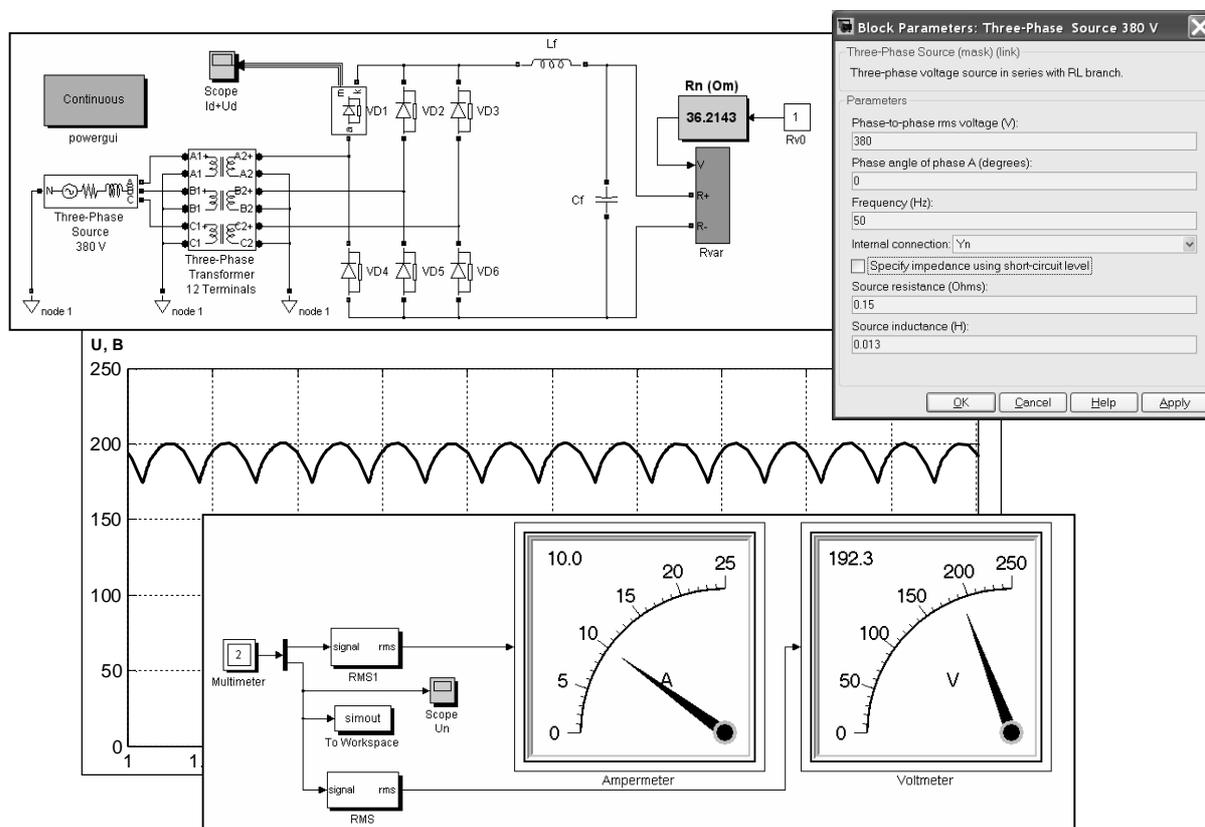


Имитационное моделирование схем преобразовательной техники

Утверждено редакционно-издательским советом СибГТУ
в качестве учебного пособия для студентов всех форм
обучения специальностей 150405, 240801, 220301, 230105, 240403, 240502,
240701, 240702, 250401, 250403, 240406, 250201, 050501, 280201



Федеральное агентство по образованию

ГОУ ВПО «Сибирский государственный
технологический университет»

М.С. Лурье

О.М. Лурье

Имитационное моделирование схем преобразовательной техники

Для студентов всех форм обучения
специальностей 150405, 240801, 220301, 230105, 240403, 240502, 240701,
240702, 250401, 250403, 240406, 250201, 050501, 280201

Красноярск
2007

УДК 621.3.018.72.025.1

Лурье М.С., Лурье О.М. Имитационное моделирование схем преобразовательной техники. Для студентов всех форм обучения специальностей 150405, 240801, 220301, 230105, 240403, 240502, 240701, 240702, 250401, 250403, 240406, 250201, 050501, 280201. - Красноярск: СибГТУ, 2007.- 138 с.

Данное пособие охватывает вопросы, посвященные применению программной среды **MATLAB** для решения задач курсов «Полупроводниковые преобразователи энергии», «Промышленная электроника» и «Электротехника и основы электроники». Пособие знакомит студентов с общими основами применения программы **MATLAB** для моделирования устройств преобразовательной техники, основами их теории и анализом. Рассмотрены приемы создания виртуальных лабораторных работ на базе пакета **Simulink**.

Пособие изложено доступным языком, четко сформулированы основные определения и выводы. Методы моделирования электрических схем устройств преобразовательной техники снабжены наглядными примерами. Работа снабжена большим количеством иллюстраций.

Приведены варианты заданий для самостоятельной работы студентов, которые могут быть использованы при проведении лабораторных и практических занятий.

Пособие предназначено для студентов всех форм обучения специальностей 150405, 240801, 220301, 230105, 240403, 240502, 240701, 240702, 250401, 250403, 240406, 250201, 050501, 280201.

Рисунков 154, таблиц 3, библиогр. назв. 16.

Рецензенты: к.т.н., доц. Костюченко Л.П.(КрасГАУ);
к.т.н., доц. Зингель Т. Г.

© М.С. Лурье, О.М. Лурье
© ГОУВПО «Сибирский государственный технологический университет», 2007.

Содержание

	Стр.
Содержание.....	4
Введение	6
1 Прикладные пакеты для моделирования полупроводниковых преобразователей энергии.....	8
1.1 Пакет Electronics Workbench (EWB)	8
1.2 DesignLab 8.0.....	12
1.3 OrCAD 9.2 - 10	16
1.4 Micro-Cap	18
1.5 MATLAB+ Simulink.....	24
1.6 Контрольные вопросы	30
2 Библиотека Power Electronics пакета SimPowerSystems	31
2.1 Блок Diode	32
2.2 Блоки Thyristor, Detailed Thyristor.....	35
2.4 Блок IGBT	45
2.5 Блок IGBT/Diode.....	50
2.6 Блок MOSFET	52
2.7 Блок Ideal Switch	55
2.8 Блок Universal Bridge	58
2.9 Контрольные вопросы	64
3 Моделирование схем выпрямления переменного синусоидального напряжения	65
3.1 Неуправляемые выпрямители	65
3.1.1 Общие положения, основные принципы работы выпрямителей, сглаживающие фильтры.....	67
3.1.2 Моделирование трехфазного неуправляемого выпрямителя	72
3.2 Управляемые выпрямители	80
3.2.1 Основные положения, основные принципы работы управляемых выпрямителей.....	80
3.2.2 Моделирование однофазного управляемого выпрямителя	87
3.3 Контрольные вопросы	91
4 Моделирование инверторных схем	92
4.1 Общие принципы работы автономных инверторов	93
4.2 Моделирование однофазного резонансного инвертора	95
4.3 Моделирование трехфазного инвертора с широтно-импульсной модуляцией.....	99
4.4 Контрольные вопросы	105
5 Импульсные преобразователи постоянного тока.....	106
5.1 Общие положения, принципы работы импульсных преобразователей постоянного тока.....	106
5.1.1 Широтно-импульсные преобразователи напряжения (схема с последовательным ключевым элементом).....	106
5.1.2 Бустерная схема (схема с параллельным ключевым элементом)	109
5.1.3 Бустерная схема (схема с параллельным ключевым элементом) с инвертированием выходного напряжения	115
5.1.4 Импульсные однотактные обратногоходные преобразователи	116
5.1.5 Импульсные двухтактные преобразователи энергии	119
5.2 Моделирование импульсных преобразователей постоянного тока.....	122
5.2.1 Модели понижающих преобразователей постоянного напряжения (чоппера).....	122
5.2.1.1 Модель электропривода электромобиля с широтно-импульсным преобразователем напряжения	122
5.2.1.2 Модель стабилизатора постоянного тока для питания магнитных	

систем	127
5.2.2 Модель повышающего преобразователя постоянного напряжения (бустера)	131
5.3 Контрольные вопросы	135
6 Задания для самостоятельного моделирования	136
6.1 Разработка модели однофазного выпрямителя	136
6.2 Разработка модели трехфазного выпрямителя	138
6.3 Разработка модели бустерного повышающего преобразователя напряжения	139
6.4 Разработка модели широтно-импульсного преобразователя напряжения	140
Заключение	142
Библиографический список	143
Приложение А (обязательное). Перечень ключевых слов	144

*Сергею Александровичу Ковчину и Анатолию Николаевичу Жилину
посвящается!*

Введение

Понимать то, что мы знаем, и познавать то, чего мы не знаем, — вот истинная наука.

Конфуций

Владение теорией в области современной промышленной электроники и преобразовательной техники является необходимым элементом технической культуры, важной составляющей профессиональной подготовки и востребованности современного инженера на рынке труда.

Достижение этой цели сегодня возможно лишь при использовании новых форм обучения с применением новых компьютерных технологий, базирующихся на современных прикладных программных пакетах.

Современные компьютерные технологии, предоставляют возможность более глубокого изучения вопросов, связанных с функционированием электронных устройств. Они позволяют качественно изменить и существенно улучшить технологию изучения, перевести ее в виртуальную действительность, осуществить в этой виртуальной лаборатории необходимые исследования с получением количественных результатов.

Однако проблемы, возникающие на пути решения этой задачи, могут быть преодолены только путем глубокого изучения физических явлений во всех элементах схем. Проще сказать, для грамотного использования компьютера необходимо хорошо знать и понимать физику работы отдельных элементов изучаемой системы, их взаимосвязь и взаимозависимость.

В настоящее время имеется обширная литература по преобразовательной технике и промышленной электронике, с другой стороны, имеется литература по прикладным пакетам. Однако работ, где рассматривались бы вопросы исследования электронных схем преобразовательной техники с помощью компьютерных программ очень мало.

Компьютерное обучение в настоящее время направлено на освоение офисных пакетов. Правда, в последнее время появилось много хороших книг, посвященных прикладным техническим пакетам [1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9], но в основе их лежит сам пакет; конкретные примеры, приведенные в этих монографиях, призваны демонстрировать возможности пакета и компьютера (приятным исключением являются монографии [8, 9, 10]).

Для современного студента компьютер перестает быть экзотикой, а становится инструментом в изучении тех или иных теоретических основ. Будущий инженер должен не только владеть основами теории в той или иной области, но и уметь решать задачи с использованием современных средств вычислительной техники.

С каждым годом студенты вузов, да и не только они, становятся все

более и более грамотными пользователями компьютера. Одновременно с этим наблюдается понижение общефизической грамотности, все слабее и слабее студенты чувствуют качественную и количественную сторону изучаемых физических процессов. Именно данный недостаток современного образования призвано преодолеть имитационное моделирование.

Компьютерные технологии в системе обучения предоставляют широкие возможности, как преподавателю, так и студенту. Они позволяют качественно изменить и существенно улучшить саму технологию обучения, перевести ее в виртуальную действительность и, наконец, преодолеть вечное противоречие между количеством лекционных и практических часов и объемом знаний, необходимых студенту.

Авторы являются представителями научной и методической школ созданных в Ленинградском политехническом институте им. М.И.Калинина (ныне СПбГТУ) профессором, д.т.н. С.А.Ковчиным и основателем кафедры электротехники в Сибирском технологическом институте (ныне СибГТУ) доцентом, к.т.н. А.Н.Жилиным. В предлагаемой читателю работе авторы стремились сохранить специфику этих направлений.

Пособие содержит шесть глав.

Первая глава посвящена общему обзору средств имитационного моделирования электронных схем.

Во второй главе приведены описания блоков пакета Simulink версии 6.4, служащих для моделирования элементов силовой электроники. Описание других блоков данного пакета приведено в наших пособиях изданных ранее [11, 12].

В третьей главе рассматриваются основные понятия преобразовательной техники, работы неуправляемых и управляемых выпрямителей. Особое внимание уделено вопросу выбора сглаживающих фильтров.

В четвертой главе рассмотрены современные полупроводниковые инверторы и модели их основных схем.

Пятая глава посвящена импульсным преобразователям постоянного тока.

В конце работы даны варианты заданий студентам на самостоятельное моделирование схем преобразовательной техники.

Книга предназначена в основном для студентов старших курсов соответствующих специальностей. Она может оказаться полезной аспирантам и специалистам, занимающимся вопросами проектирования полупроводниковых преобразователей энергии.

Практически все модели, представленные в книге, разработаны авторами. Эти модели могут рассматриваться как база для изучения и исследования преобразовательной техники в рамках курсового или дипломного проектирования.

1 Прикладные пакеты для моделирования полупроводниковых преобразователей энергии

Компьютерное моделирование физических явлений, систем и устройств является наиболее удобным и эффективным способом организации лабораторного практикума.

По сравнению с реальными лабораторными стендами, виртуальные стенды имеют ряд существенных преимуществ:

- отсутствие громоздкой контрольно-измерительной аппаратуры и макетов исследуемых схем;
- малая погрешность измерений;
- время, затрачиваемое на компьютерное моделирование, несравненно меньше времени, расходуемого на изготовление макета и выполнения его экспериментального исследования.

Специально для решения задач проектирования электронных блоков в настоящее время разработано значительное количество прикладных компьютерных пакетов. Рассмотрим подробнее некоторые из них.

Для исследования и проектирования электронных блоков хорошо зарекомендовали себя прикладные пакеты, в основе которых лежит программа Pspice, которая является наиболее известной модификацией программы схемотехнического моделирования SPICE, разработанной в начале 70-х годов в Калифорнийском университете (г. Беркли). Она позволяет моделировать аналоговые и смешанные аналого-цифровые устройства и обеспечивает не только текстовый, но и графический ввод принципиальных схем в среде Windows [13].

К этим пакетам относятся **Workbench, DesignLab, Micro-Cap, OrCAD** и др.

1.1 Пакет *Electronics Workbench (EWB)*

Для изучения и анализа несложных схем чрезвычайно привлекательным является пакет **Electronics Workbench** (который разработан фирмой «Interactive image Technologies»)/ Он по существу представляет собой виртуальную лабораторию с достаточно широкими возможностями.

История создания **EWB** начинается с 1989 года. Ранние версии программы состояли из двух независимых частей. С помощью одной половины программы можно было моделировать аналоговые устройства, с помощью другой – цифровые. В 1996 году в версии 4.1 эти части были объединены и через полгода выпущена пятая версия программы. Сейчас существуют и более продвинутые версии этого пакета.

У программы **Electronics Workbench** имеется ряд достоинств:

- наличие виртуальных измерительных приборов, позволяющих выполнить любое электрическое (и не только электрическое измерение). Работа с этими измерительными приборами максимально приближена к работе с реальными приборами. Подключив виртуальный прибор к любой точке

схемы можно получить исчерпывающую информацию о процессах в данном узле;

- богатая библиотека электронных схем, позволяющая использовать готовые практические разработки и легко модернизировать их под конкретную задачу. Библиотека открытая, позволяет пополнение, как за счет новых разработок, так и за счет подключения библиотек более ранних версий;
- программа легко усваивается и достаточно удобна в работе. После составления схемы и ее упрощения путем оформления подсхем моделирование начинается щелчком обычного выключателя;
- позволяет моделировать устройства, для которых задание на моделирование подготовлено в текстовом формате **SPICE**, обеспечивая совместимость с программами **Micro-Cap** и **PSpice**.

Окно программы **Electronics Workbench** показано на рисунке 1. Экран программы, напоминает рабочий стол регулировщика аппаратуры, что вполне соответствует названию (**Electronics Workbench** - дословно - рабочий стол электронщика).

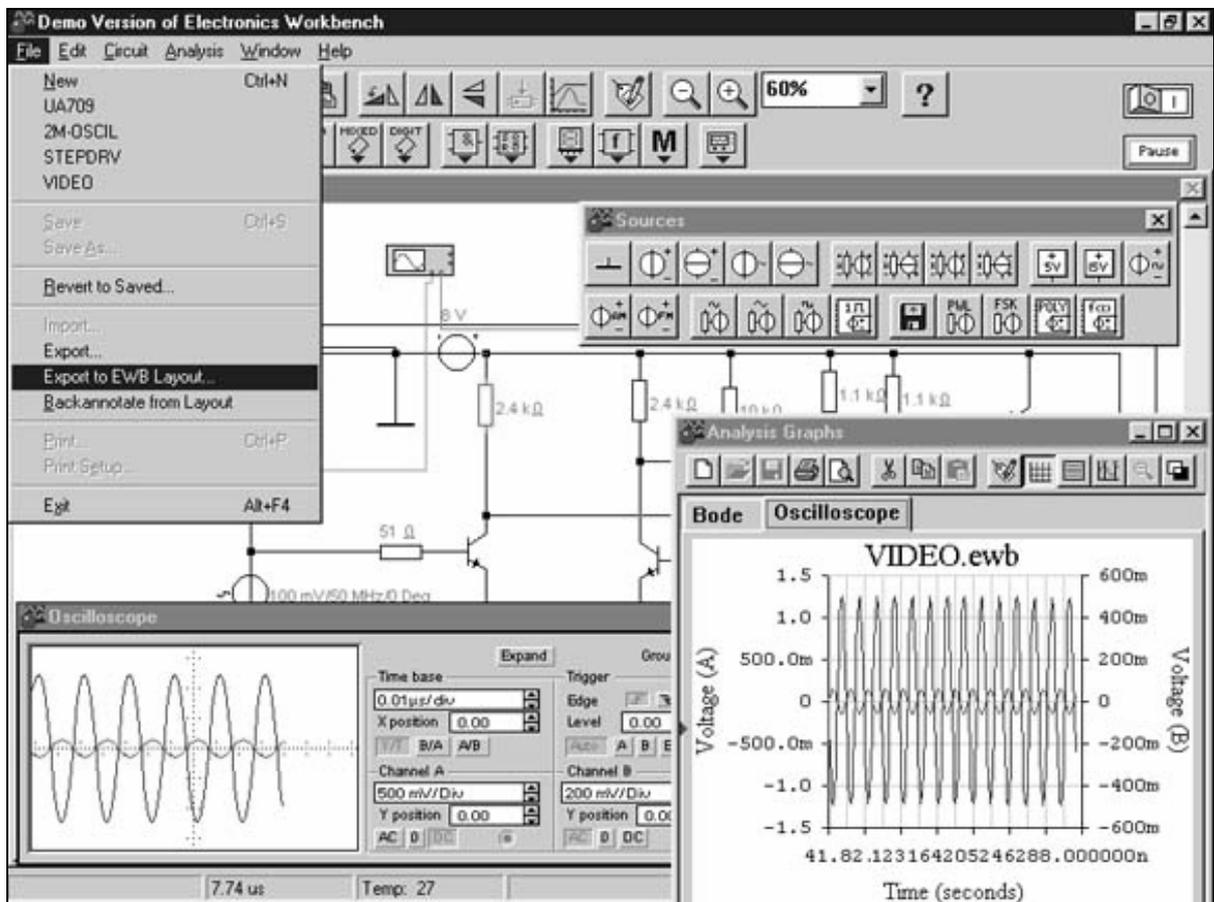


Рисунок 1 – Окно программы **Electronics Workbench**

В отличие от других программ схемотехнического моделирования, рассмотренных ниже, на нем изображаются измерительные приборы с органами управления, максимально приближенными к реальности. Пользователю не надо изучать довольно абстрактные (хотя и не очень сложные) правила составления

заданий на моделирование. Достаточно в схему ввести двухканальный осциллограф и генератор сигналов – и программа сама сообразит, что нужно анализировать переходные процессы. Если же на схеме поместить анализатор частотных характеристик, то будет рассчитан режим по постоянному току, выполнена линеаризация нелинейных компонентов и затем проведен расчет характеристик схемы в частотной области. Диапазон анализируемых частот, коэффициент усиления и характер оцифровки данных (в линейном или логарифмическом масштабе) устанавливаются на лицевой панели с помощью мыши.

Чтобы начать моделирование необходимо щелкнуть на переключателе, расположенном в верхнем правом углу экрана. После этого на устройствах индикации цифровых вольтметров и амперметров будет зафиксирован режим по постоянному току, на экране измерителя нарисованы частотные характеристики (амплитудно- или фазочастотные), а на экране осциллографа будут непрерывно изображаться эпюры напряжений до тех пор, пока не заполнится буферная память, а затем можно прекратить моделирование или обнулить память и продолжить наблюдения.

Ниже приведены характерные особенности программы **Electronics Workbench**:

- схема изображается в графическом виде привычным образом. Из горизонтально расположенного меню выбирают библиотеку компонентов, состав которой изображается слева от рабочего экрана. Движением мыши символы компонентов переносят на схемы и выполняют электрические соединения;
 - предусмотрен вывод списка соединений в формате программы **OrCAD PCB** (в файлах с расширением имени .NET) для разработки печатных плат;
 - поддерживается стандартный набор компонентов: резисторы, конденсаторы, индуктивности, управляемые линейные и нелинейные источники, линии задержки без потерь и с потерями, диоды, тиристоры, различные транзисторы, операционные усилители, цифровые интегральные схемы и др., а также светодиоды, цифровые индикаторы, резистивные матрицы, плавкие предохранители, лампочки накаливания и ключи;
 - предусмотрена возможность изменения параметров компонентов нажатием клавиш. Есть кнопочные переключатели, управляемые с клавиатуры. Параметры модели можно изменять, не прерывая моделирования;
 - различные цепи можно окрашивать в разные цвета для улучшения восприятия схемы. При этом временные диаграммы на экране двухлучевого осциллографа и многоканального логического анализатора окрашиваются в те же цвета;
 - на периферийные устройства можно вывести принципиальную схему, ее текстовое описание, перечень компонентов;
 - для измерительных инструментов рисуется лицевая панель с изображением характеристик и положением органов управления, а для осциллографа изображаются также эпюры напряжений неограниченной длины;
- В состав пакета **Electronics Workbench** включена программа разработки

печатных плат **Electronics Workbench Layout (EWB Layout)**. В данном пособии мы не рассматриваем эту часть программы.

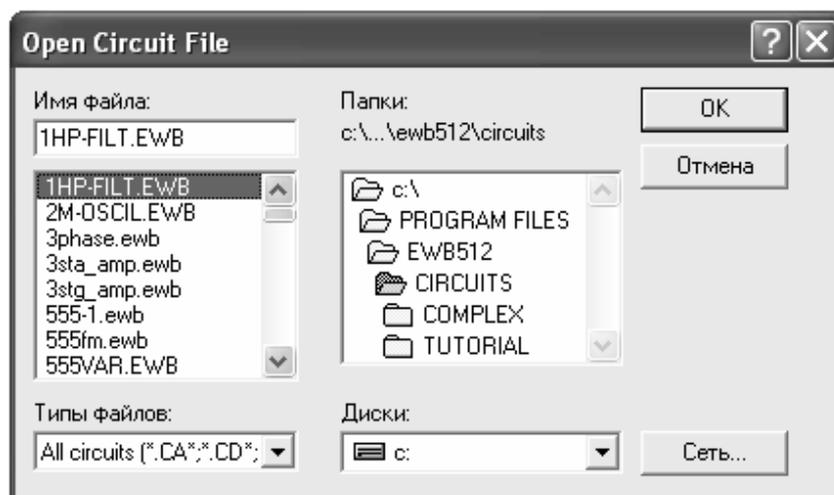


Рисунок 2- Панель для вызова схем из библиотеки

По программе имеется достаточно хорошая русскоязычная литература [6, 7, 9].

На рисунке 3 в качестве примера показана модель для исследования трехфазного мостового выпрямителя в пакете **Workbench**.

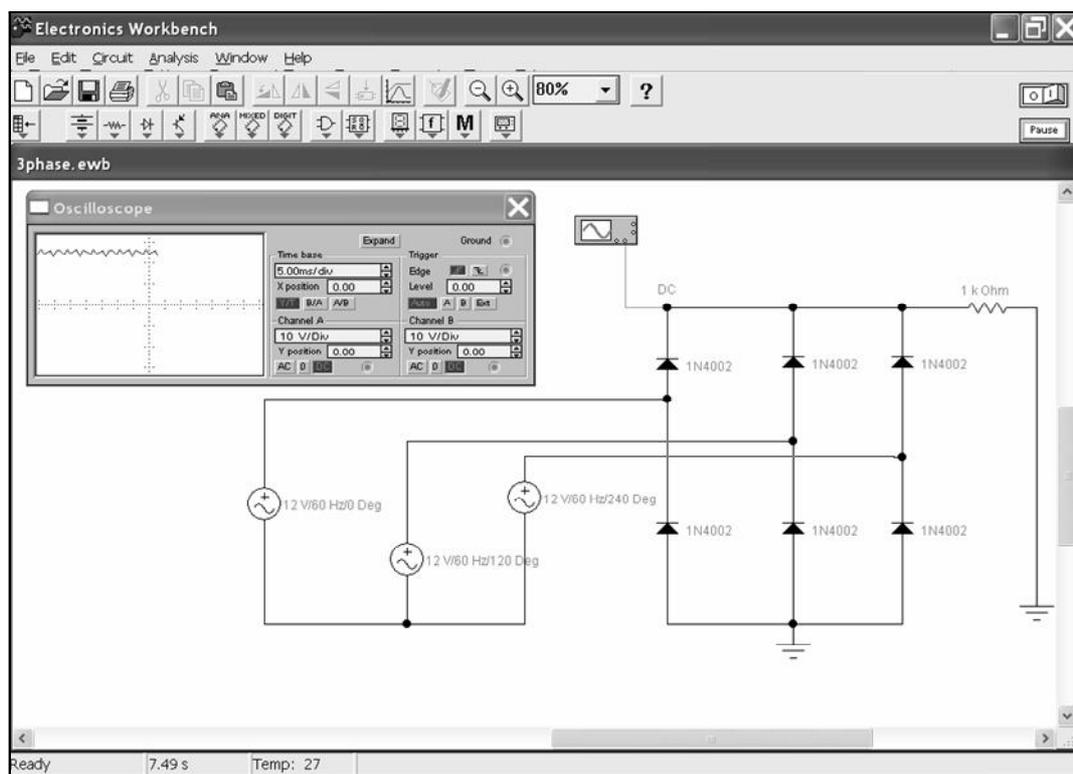


Рисунок 3 – Модель мостового трехфазного выпрямителя

Источником напряжения служат три генератора синусоидальных ЭДС величиной 12 В и с фазами 0° , 120° и 240° , соответственно. Трехфазный мост собран на диодах типа 1N4002. Нагрузкой служит сопротивление 1 кОм.

Выходное напряжение цепи можно исследовать с помощью виртуального

осциллографа (блок **Oscilloscope**).

Основные недостатки пакета вытекают из его достоинств. Исследование режимов работы и характеристик цепи ограничивается номенклатурой измерительных приборов встроенных в программу. Такие параметры цепи, как, например, коэффициент мощности для определения, которого необходимо измерять активную и реактивную мощности и производить вычисления с полученными результатами найти здесь невозможно.

Для моделирования систем управления преобразователями весьма удобно использовать математические и функциональные блоки, но их число в программе весьма ограничено и одновременная работа с электронными блоками не предусмотрена.

1.2 DesignLab 8.0

DesignLab 8.0 – интегрированный программный комплекс корпорации **MicroSim** для сквозного проектирования аналоговых, цифровых и аналого-цифровых устройств. Основу системы **DesignLab** составляет программа **PSpice**. Система **DesignLab** позволяет проводить сквозное проектирование радиоэлектронных устройств: от ввода принципиальной схемы, ее моделирования до создания управляющих файлов для программаторов, разработки печатных плат и управляющих программ для сверлильных станков и вывода данных на графопостроитель.

В состав системы **DesignLab** входят следующие программы:

- **Schematics** – графический редактор принципиальных схем, который одновременно является управляющей оболочкой для запуска основных модулей системы на всех стадиях работы с проектом;
- **PSpice A/D** – моделирование смешанных аналого-цифровых устройств;
- **PLSyn** – синтез цифровых устройств на базе интегральных схем (ИС) с программируемой логикой PLD/CPLD;
- **StmEd** – редактор входных сигналов (аналоговых и цифровых);
- **Probe** – графическое отображение, обработка и документирование результатов моделирования;
- **Parts** – идентификация параметров математических моделей диодов, биполярных, полевых и мощных МОП-транзисторов, биполярных статически индуцированных транзисторов, операционных усилителей, компараторов напряжения, регуляторов и стабилизаторов напряжения и магнитных сердечников по паспортным данным;
- **PCBoards** и **Autorouter** – графический редактор многослойных печатных плат и программа автотрассировки **SPECCTRA** (рассчитаны на 6 сигнальных слоев);
- **PSpice** – моделирование аналоговых устройств;
- **PSpice Basics, PSpice A/D Basics+** – упрощенные варианты программ моделирования аналоговых и смешанных аналого-цифровых устройств;
- **PSpice Optimizer** – параметрическая оптимизация аналого-цифровых

неподсоединенных (плавающих) выводов компонентов. Полнота и правильность проверки тем больше, чем больше информации о типах выводов компонентов занесено в библиотеку символов. При обнаружении ошибок на экран выводится информационное сообщение и перечень ошибок с указанием координат;

- задать директивы моделирования по команде **Analysis/Setup**;
- по команде **Analysis/Create Netlist** создать файл задания на моделирование.

Окно демо-версии программы (окно подпрограммы **Schematics**) показано на рисунке 5. На нем изображена схема дифференциального усилителя, а на рисунке 6 результаты моделирования.

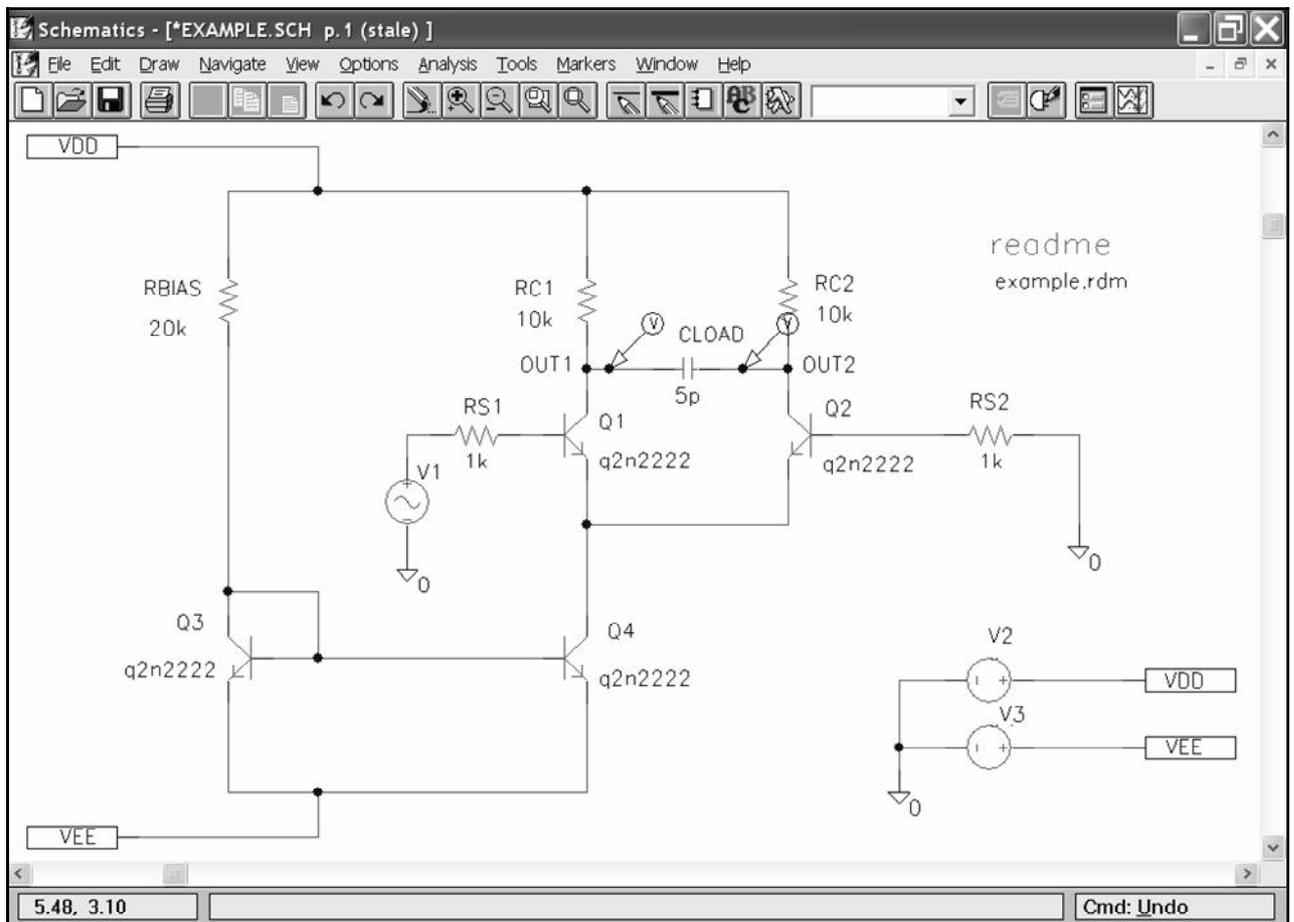


Рисунок 5 – Окно программы *DesignLab*

Из перечисленных этапов подготовки схемы к моделированию выполняется только установка параметров моделирования. Остальные пункты выполняются автономно только при отладке сложных схем и при внесении изменений в текстовые библиотеки моделей компонентов, так как текстовые файлы описания схемы автоматически обновляются после запуска режима моделирования только при наличии изменений в схеме.

Программа моделирования **PSpice** запускается командой **Analysis/Simulation**. На экран данной программы выводится название задания на моделирование, имя файла, название выполняемой команды и значения варьируе-

мых параметров, температуры и др. Кроме того, приводятся данные об используемой памяти (в строке **Memory Used**). В средней части экрана указывается название вида анализа и приводятся информационные сообщения о фазах выполнения задания на моделирование и сообщение об ошибках. В нижней части экрана в реальном масштабе времени выводятся текущие значения от одной до трех переменных.

Программа **Probe** выводит на экран графики результатов моделирования, производит их математическую обработку и выводит на экран в табличной форме их важнейшие характеристики, наносит на графики поясняющие надписи и позволяет получать жесткие копии результатов моделирования в графической форме. Математические преобразования над графиками заключаются в выполнении арифметических операций, вычислений различных функций, взятии интегралов, расчете спектров, гистограмм, измерении параметров формы графиков, построении зависимостей любой характеристики графика от любого варьруемого параметра схемы.

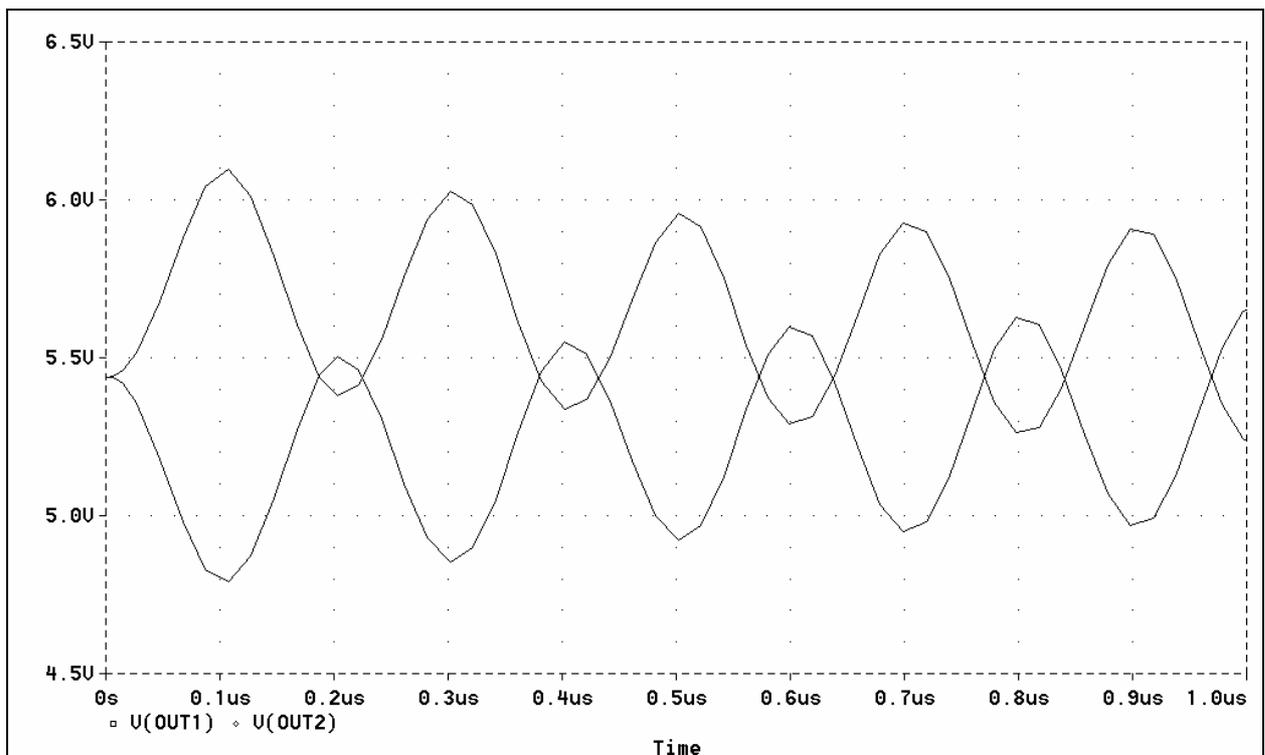


Рисунок 6 – Результаты моделирования дифференциального усилителя (напряжение на коллекторах транзисторов OUT1 и OUT2)

Редактор входных сигналов **StmEd (Stimulus Editor)** позволяет посмотреть форму аналоговых и цифровых источников сигналов, отредактировать их и создать вновь. С помощью мыши задаются форма аналогового источника кусочно-линейного сигнала и временные диаграммы логических сигналов.

Редактор печатных плат **PCBoards** позволяет по завершении моделирования устройства спроектировать печатную плату. Для этого в программе **Schematics** сначала выполняется команда упаковки схемы. После этого создается список соединений схемы в формате выбранного редактора печатных плат. После задания имени файла соединений на поле печатной платы переносятся из

библиотеки компонентов изображения их корпусов и изображаются линии электрических связей. Если необходимо предварительно изобразить контур печатной платы и поместить вручную часть компонентов, в первую очередь разъемы, то для этого открывается рабочее окно новой платы, выполняются необходимые операции и затем выполняется команда загрузки файла списка цепей. В результате на плату устанавливаются те компоненты, которые не установлены вручную, и наносятся электрические связи. Ручная трассировка проводников выполняется с помощью **PCBoards**. Автоматическая трассировка выполняется с помощью программы **SPECCTRA**.

Программа **Parts** рассчитывает по паспортным данным параметры моделей полупроводниковых приборов (диодов, биполярных, полевых транзисторов и мощных МОП-транзисторов), макромоделей операционных усилителей, компараторов напряжения, регуляторов напряжения и моделей магнитных сердечников. Математические модели компонентов записываются в библиотечные файлы. Помимо параметров математических моделей в файлы программа **Parts** заносит также протокол ввода паспортных данных, поэтому при уточнении отдельных параметров нет необходимости вводить заново все паспортные данные.

Основным недостатком системы **DesignLab** является то, что при смене режима один экран полностью заменяется другим, выполненным в ином стиле, что затрудняет ее освоение начинающим пользователями.

1.3 OrCAD 9.2 - 10

Интерес к системе **OrCAD** возрос после выхода версий 9.0 и 9.1, предназначенных для работы в среде **Windows 95/98** и обеспечивающих обмен данными с большинством известных САПР. Кроме того, в состав этих версий была включена известная программа моделирования **PSpice A/D**, поэтому к сторонникам **OrCAD** перешло большинство пользователей прекратившей свое развитие системы **DesignLab** фирмы **MicroSim** (разработчика программы **PSpice**, которая в 1998 году объединилась с компанией **OrCAD**).

Представление о версии **OrCAD 9.2** дает перечень входящих в ее состав программных модулей:

OrCAD Capture — графический редактор схем;

OrCAD Capture CIS (Component Information System) — графический редактор схем, дополненный средством ведения баз данных компонентов;

PSpice Schematics — графический редактор схем, заимствованный из пакета **DesignLab**;

OrCAD PSpice A/D — программа моделирования аналоговых и смешанных аналого-цифровых устройств, данные в которую передаются как из **PSpice Schematics**, так и из **OrCAD Capture**;

OrCAD PSpice Optimizer — программа параметрической оптимизации;

OrCAD Layout — графический редактор печатных плат;

OrCAD Layout Plus — программа **OrCAD Layout**, дополненная бессеточным автотрассировщиком **SmartRoute**;

OrCAD Layout Engineer's Edition — программа просмотра печатных плат, созданных с помощью **Layout** или **Layout Plus**, средство общей расстановки компонентов на плате и прокладки наиболее критических цепей, выполняемых инженером-схемотехником перед выдачей задания на проектирование печатной платы конструктору;

OrCAD GerbTool — программа создания и доработки управляющих файлов для фотоплоттеров;

Visual CADD — графический редактор фирмы **Numera Software** (упрощенный аналог **AutoCAD**).

После прекращения развития пакета **DesignLab** система **OrCAD** осталась, пожалуй, единственным средством сквозного проектирования цифровой, аналоговой и аналого-цифровой аппаратуры на платформе **Windows**.

В последних версиях программы модуль **PSpice Schematics** (заимствованный из пакета **DesignLab**) был исключен, так, как он дублировал модуль **OrCAD Capture** (собственной разработки компании владельцев **OrCAD**). Это на наш взгляд значительно снизило эксплуатационные свойства программы.

Программа **Capture** предназначена для создания проекта, часть которого может быть задана в виде принципиальной электрической схемы, а другая часть может быть описана на языке **VHDL**. Кроме того, из оболочки **OrCAD Capture** запускается модуль **OrCAD Express** для синтеза и моделирования ПЛИС, а также программы моделирования аналоговых, цифровых и смешанных аналого-цифровых устройств **PSpice** и параметрической оптимизации **PSpice Optimizer**. В системе **OrCAD** проекты подразделяются на несколько типов. Взаимосвязь **OrCAD Capture** с другими программами системы **OrCAD** показана на рисунке 7.

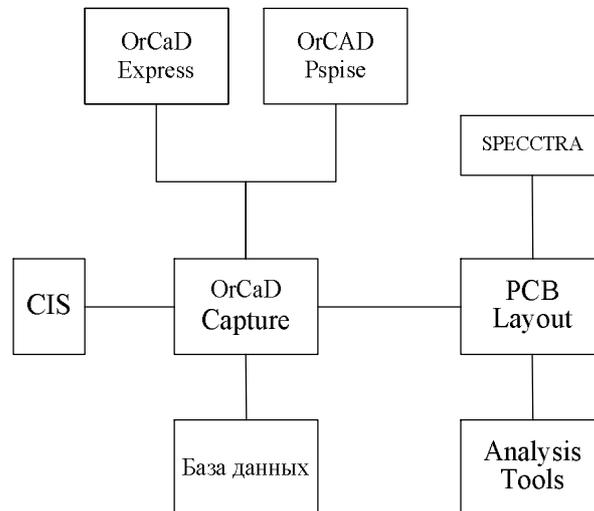


Рисунок 7 - Взаимосвязь **OrCAD Capture** с другими программами

Текстовый редактор программы **OrCAD Capture** позволяет создавать и просматривать **VHDL**-файлы и любые другие файлы. При редактировании текстовых файлов используются стандартные приемы выделения объектов, принятые в **MS Word**.

Проекты, созданные с помощью программы **OrCAD Capture**, заносятся в файлы, которые содержат ссылки на имена всех используемых файлов: файлов

отдельных схем, библиотек, текстовых **VHDL**-файлов, файлов отчета о проекте и др. В файле проекта могут содержаться ссылки на одну или несколько папок, ассоциируемых с файлами принципиальных схем. Папка принципиальной схемы содержит одну или несколько страниц схемы. Файл схемы также содержит – кэш проекта, который содержит копии символов компонентов, используемых в схеме. Проект может содержать ссылки на несколько библиотек. Однако он может иметь только одну схему. Можно создать новый проект и затем создать новые схемы, библиотеки и **VHDL**-файлы. Для создания нового проекта выполняется команда **File** (файл)>**New Project** (новый проект), после чего в открывшемся диалоговом окне указывается имя проекта, имя подкаталога, где файл должен быть расположен. Далее выбирается тип проекта:

- **Analog or Mixed-Signal Circuit** – аналоговые или смешанные аналого-цифровые устройства, моделируемые с помощью программы **PSpice** (возможна дальнейшая разработка печатной платы с помощью **OrCAD Layout**); библиотеки символов, используемых в проекте, указываются под управлением мастера создания проекта.

- **PC Board** – печатные платы (моделирование цифровых устройств с помощью модуля **OrCAD Express**, моделирование смешанных аналого-цифровых устройств выполняется с помощью **PSpice**)

- **Programmable Logic** – устройства программируемой логики; синтез структуры простых ПЛИС и их моделирование выполняется с помощью **OrCAD Express**, разработка сложных ПЛИС – с помощью специализированных программ **Altera, Xilinx** и т.д.

- **Schematic** – не специализированные проекты (возможно только создание и документирование принципиальных схем, моделирование и разработка печатных плат не предусматривается).

К недостаткам **OrCAD** можно отнести следующее:

- объединение программ моделирования аналого-цифровых устройств **PSpice A/D** и чисто цифровых устройств **Express Simulate** под управлением одной оболочки **OrCAD Capture** выполнено недостаточно гибко, что затрудняет моделирование одного и того же проекта с помощью обеих программ и не позволяет моделировать проекты, содержащие ПЛИС и аналоговые компоненты;
- применение символов кириллицы ограничено только принципиальными схемами, использование их на печатных платах не допускается; кириллицу также нельзя использовать в штатных средствах составления текстовых отчетов о проекте.

1.4 Micro-Cap

Micro-Cap – это программа схемотехнического моделирования электронных цепей. Первый вариант **Micro-Cap** появился в 1981 году и быстро завоевал популярность в нашей стране, потому что не предъявлял высоких требований к компьютерам. В августе 1995 года была выпущена версия 2.0 программы пятого поколения **Micro-Cap V**, в некоторых аспектах превосходящая по

своим возможностям программу моделирования для профессионалов **PSpice**, входящую в состав системы сквозного проектирования **DesignLab 8.0**.

Micro-CAP-7 – это универсальный пакет программ схемотехнического анализа, предназначенный для решения широкого круга задач. Характерной особенностью этого пакета, впрочем, как и всех программ семейства **Micro-CAP (Micro-CAP-3... Micro-CAP-8)** [8, 14], является наличие удобного и дружелюбного графического интерфейса, что делает его особенно привлекательным для непрофессиональной студенческой аудитории. Несмотря на достаточно скромные требования к программно-аппаратным средствам ПК (процессор не ниже **Pentium II**, ОС **Windows 95/98/ME** или **Windows NT 4/2000/XP**, память не менее 64 Мб, монитор не хуже **SVGA**), его возможности достаточно велики. С его помощью можно анализировать не только аналоговые, но и цифровые устройства. Возможно также и смешанное моделирование аналого-цифровых электронных устройств, реализуемое в полной мере опытным пользователем пакета, способным в нестандартной ситуации создавать собственные макромодели, облегчающие имитационное моделирование без потери существенной информации о поведении системы.

От младших представителей своего семейства **MicroCAP-7** отличается более совершенными моделями электронных компонентов разных уровней (**LEVEL**) сложности, а также наличием модели магнитного сердечника. Это приближает его по возможностям схемотехнического моделирования к интегрированным пакетам **DESIGNLAB, ORCAD, PCAD2002** — профессиональным средствам анализа и проектирования электронных устройств, требующим больших компьютерных ресурсов и достаточно сложных в использовании.

Перечисленные достоинства делают пакет программ **Micro-CAP-7** весьма привлекательным для моделирования электронных устройств средней степени сложности. Удобство в работе, нетребовательность к ресурсам компьютера и способность анализировать электронные устройства с достаточно большим количеством компонентов позволяют успешно использовать этот пакет в учебном процессе.

Система **Micro-Cap -7** состоит из двух программ:

MC7.exe — основная программа;

MODEL.exe — программа расчета параметров математических моделей компонентов по паспортным данным.

Micro-CAP-7 (далее **MC7**) является программой с многооконным графическим интерфейсом, позволяющим строить и редактировать схемы, модели и изображения компонентов, а также представлять результаты расчетов в удобном графическом виде. Для работы с этой программой необходимо использовать манипулятор «мышь». При помощи мыши можно менять расположение и размер окон, а также выбирать команды меню. Одновременно можно редактировать несколько схемных файлов, размещенных в разных окнах.

После запуска программы **MC7** экран монитора имеет вид, представленный на рисунке 8. На нем показана модель трехфазного выпрямителя.

Верхняя строка окна (подсвеченная синим) — строка системного меню программы **MC7**. На ней слева находится кнопка системного меню, дублирую-

щая по начертанию ярлык программы. С ее помощью изменяется и восстанавливается размер окон, они перемещаются, сворачиваются и закрываются. Аналогичные операции можно делать с помощью стандартных в **ОС WINDOWS** кнопок, расположенных справа на строке системного меню. На этой же строке находится заголовок. Если открыто окно схем, то указывается имя файла схемы и каталога, в котором он расположен. Если же открыто окно анализа характеристик **Analysis** — указывается вид анализа.

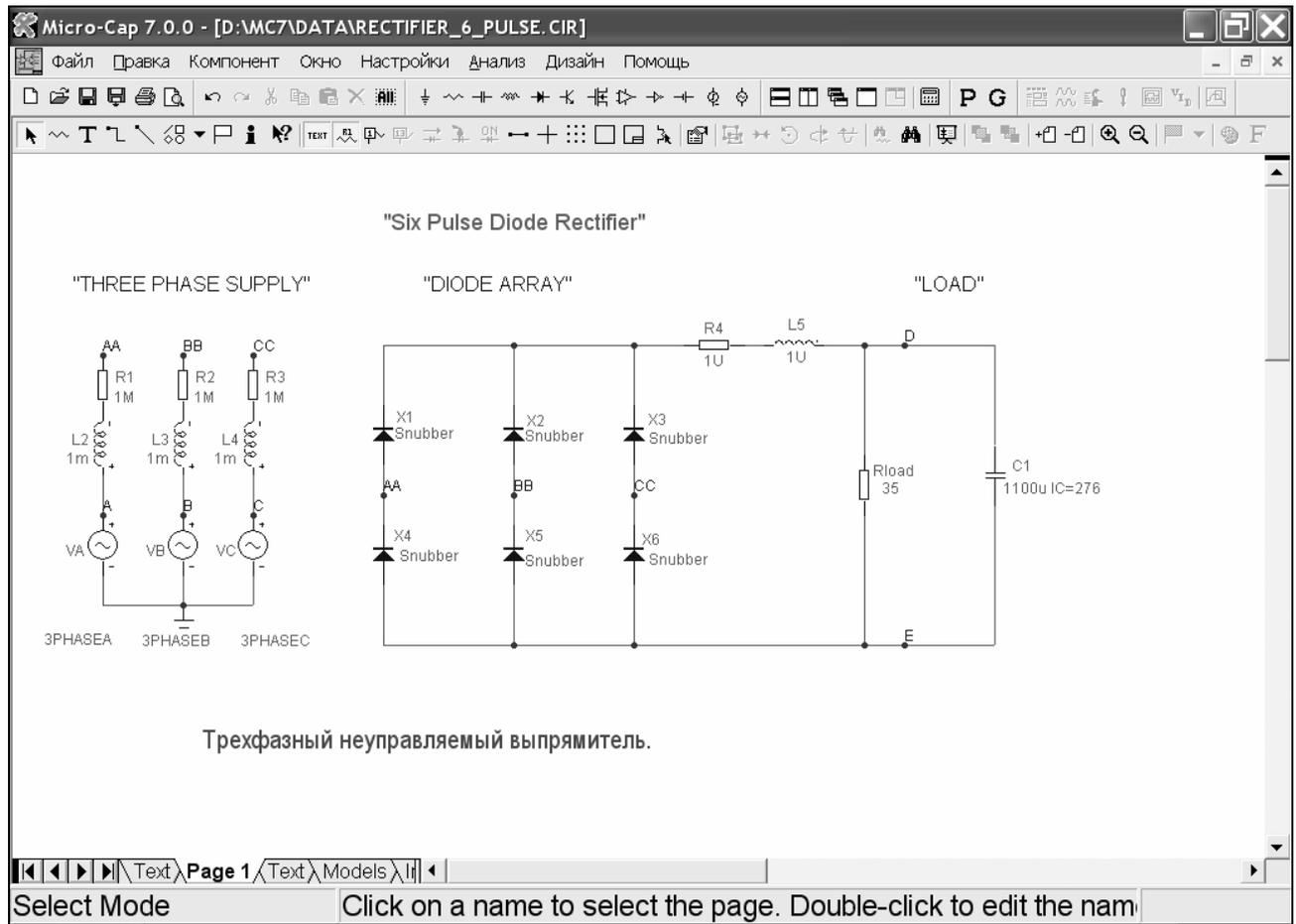


Рисунок 8 - Окно программы *Micro-CAP-7*

Результаты моделирования показаны в окне на рисунке 9.

Следующая строка (2-ая сверху на рисунке 8) — строка меню команд программы. Слева на ней расположена кнопка меню схемы, управляющая размером окна схемы, а справа 3 стандартные в **WINDOWS** кнопки, выполняющие аналогичное управление. Между этими кнопками располагается ниспадающее меню команд программы **MC7**.

Третья строка - строка инструментов. На этой строке помещены пиктограммы наиболее употребительных команд. Пиктограммы команд немедленно действия остаются нажатыми непродолжительное время и затем восстанавливают свое первоначальное положение. Пиктограммы команд, переключающие режимы, остаются в положении "включено" до выполнения следующей команды.

Слева и внизу экрана находятся линейки прокрутки. они позволяют панорамировать окно схем или текста по горизонтали или вертикали.

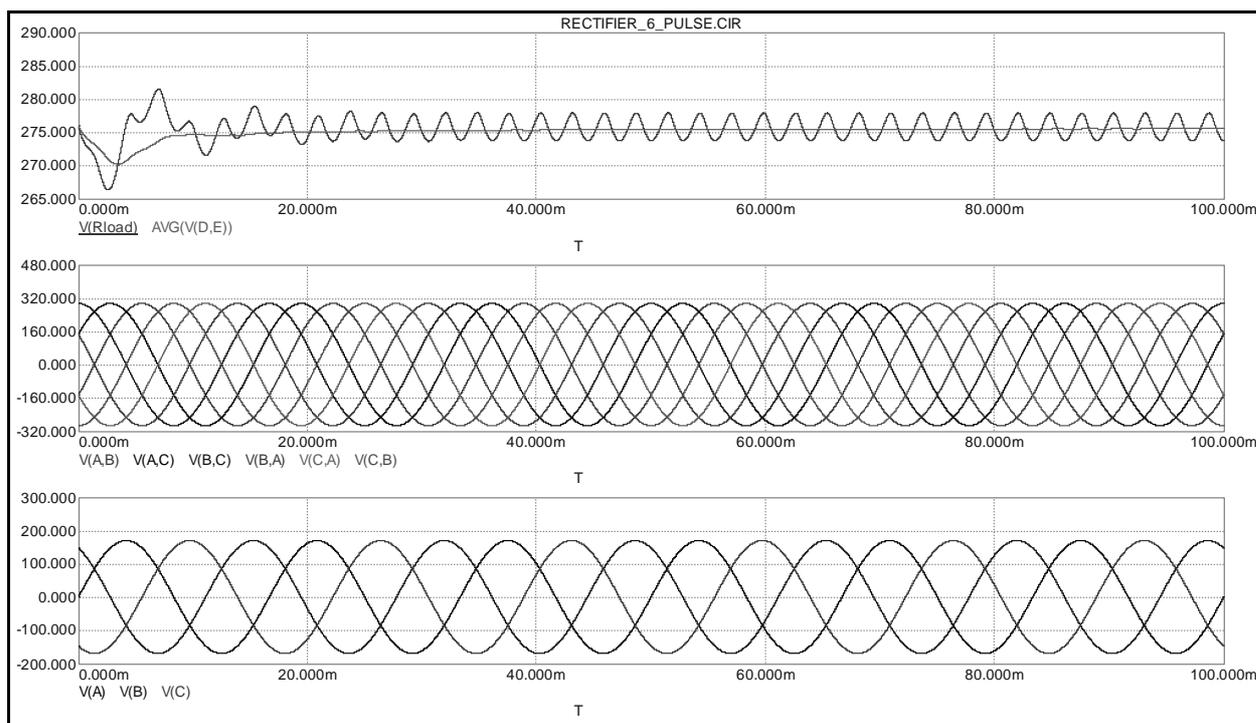


Рисунок 9 – Результаты моделирования трехфазного выпрямителя

Внизу расположены закладки переключения окна схем, окна текста. Нажатие на закладки **Text**, **Page 1**, **Page 2**,... выводит в рабочее окно содержание текстового окна, в котором можно размещать описание математических моделей компонентов текущей схемы, директивы и другую текстовую информацию, или содержание окна схем.

Новая страница схемы создается по команде всплывающей панели **Add+Page**, открываемой щелчком правой кнопки мыши, когда курсор находится на строке названий страниц, когда имеется не менее двух страниц схем.

При нажатии правой кнопки мыши в окне схем курсор приобретает форму руки, и его перемещение при нажатой кнопке позволяет перемещать (панорамировать) схему.

При работе с **MC7** используется понятие выбора объекта (компонента схемы, его позиционного обозначения, значения параметра, электрической цепи, блока схемы или строки текста). Выбор отдельного объекта выполняется щелчком мыши, выбор блока — заключением его в прямоугольную рамку (для этого нужно щелкнуть кнопкой мыши, поместив курсор в один из углов прямоугольной области и, не отпуская ее, растянуть рамку до необходимых размеров, после чего отпустить кнопку). Выбранный объект изменяет цвет; его можно перетаскивать с помощью мыши и редактировать.

Для ускорения работы с программой используется не только мышь, но и клавиатура. Если команда меню имеет подчеркнутый символ, то эта команда вызывается одновременным нажатием клавиш **Alt+подчеркнутый символ**. Например, меню **Edit** открывается нажатием клавиш **Alt+E**.

Команды ниспадающего подменю, например **Select All**, вызываются нажатием подчеркнутого символа, в данном примере символа **A**. Другой способ — нажатием клавиш $\uparrow\downarrow$ выбрать нужную строку и затем нажать **Enter**.

Многие команды помимо пиктограмм вызываются нажатием горячих клавиш и комбинаций клавиш.

Основные нововведения в программе по сравнению с предыдущими версиями касаются следующего:

- во-первых, были расширены возможности многовариантного анализа. Если в предыдущих версиях **Micro-Cap** (а также в программе **PSpice**) допускалось одновременное изменение не более двух параметров, то в данной версии их число увеличено до 10. Кроме того, реализовано построение зависимостей характеристик цепей (например, времени установления колебаний, длительности импульса, частоты колебаний и т. п.) от значений варьируемых параметров. Однако до сих пор не реализована возможность задания пользователем собственных целевых функций, как в программе **Probe** системы **DesignLab**.
- во-вторых, реализовано построение трехмерных графиков. На графиках изображается зависимость характеристик цепи от двух варьируемых параметров. Эти графики можно вращать относительно осей X, Y и Z, можно также строить линии уровня. На двухмерных графиках предусмотрено построение нескольких осей Y с разными масштабами. В данной значительно расширена библиотека компонентов, которая включает примерно электрорадиоэлементы ведущих фирм Европы, США и Японии.

Основное отличие программы **Micro-Cap** от **DesignLab** – работа под управлением одной управляющей оболочки, в которой при смене режима лишь частично изменяется состав меню команд.

Для загрузки схемы необходимо выбрать в строке системного меню режим **File** (файл). По команде **New...** предлагается сделать выбор:

- **Schematic** – создание новой схемы;
- **Spice/Text** – создание нового текстового файла с описанием схемы или библиотеки математических моделей компонентов в формате **SPICE**;
- **Library** – создание нового бинарного файла библиотек. В этом файле помещаются модели биполярных транзисторов, полярных транзисторов, МОП-транзисторов, диодов, источников синусоидальных сигналов, источников импульсных сигналов, операционных усилителей, линий передачи, конденсаторов, резисторов, ключей, индуктивностей.

Чтобы произвести анализ характеристики, надо в меню **Analysis** указать вид анализа:

- анализ переходных процессов (**Transient Analysis**);
- анализ частотных характеристик (**AC Analysis**);
- анализ передаточных функций по постоянному току (**DC Analysis**).

После выбора вида анализа в открывшемся окне задают параметры моделирования. Моделирование начинается после нажатия на панель **Run**, а останавливается нажатием клавиши **Esc**.

Программа расчета параметров математических моделей аналоговых компонентов **MODEL** аналогична программе **Parts** из пакета **Design Center/DesignLab**. Она выполняет расчет и оптимизацию параметров матема-

тических моделей по их паспортным данным, введенным в табличной или графической форме. Окно ее приведено на рисунке 10.

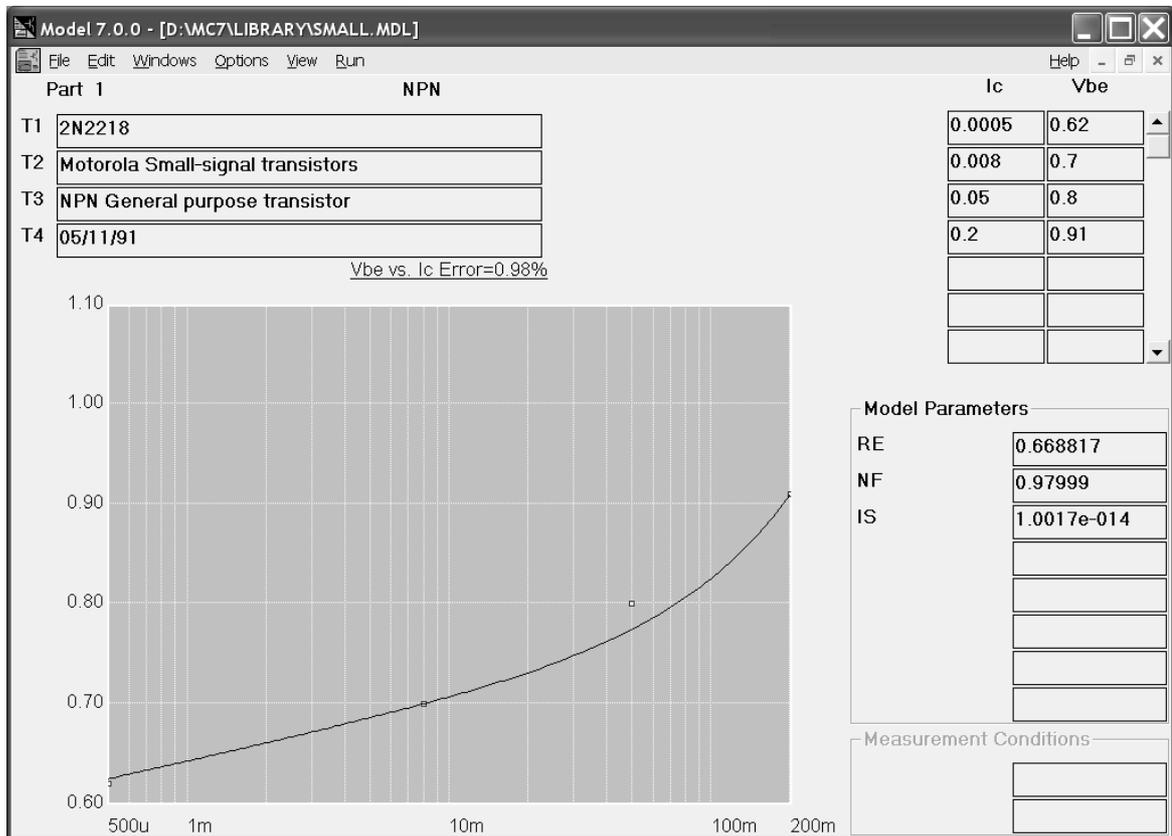


Рисунок 10 – Окно программы **MODEL**

Помимо стандартных кнопок управления окнами в данном окне располагаются следующие поля:

Текстовые поля – содержат четыре строки T1, T2, T3 и T4, содержание которых переносится в библиотеку моделей;

Таблица данных – таблица с двумя или тремя колонками для ввода значений координат характеристик компонента, опубликованных в справочниках или снятых экспериментально;

Окно графиков характеристик – отображение графиков характеристик модели. На них также отмечаются точки данных, если они вводились пользователем. Близость этих точек к построенным графикам свидетельствует о точности модели;

Параметры модели – таблица параметров модели, полученных в результате обработки введенных данных;

Условия измерений – значения дополнительных параметров, при которых приведены экспериментальные данные.

Программа **MODEL** сохраняет введенные пользователем паспортные данные компонентов и рассчитанные параметры математических моделей в файлах с расширением имени .MDL. Эти файлы можно загружать в программу **MODEL** для уточнения параметров моделей, не повторяя ввода паспортных данных, что очень удобно в процессе отладки библиотек моделей (в программу моделирования МС их передавать нельзя). Эти файлы имеют расширение .LBR

и предназначены для передачи в программу моделирования **МС**, где их можно просматривать и редактировать.

1.5 MATLAB+ Simulink

Система **MATLAB** (матричная лаборатория) была создана специалистами **MathWorks**, как язык программирования высокого уровня для технических вычислений. Основное окно программной среды **MATLAB** показано на рисунке 11.

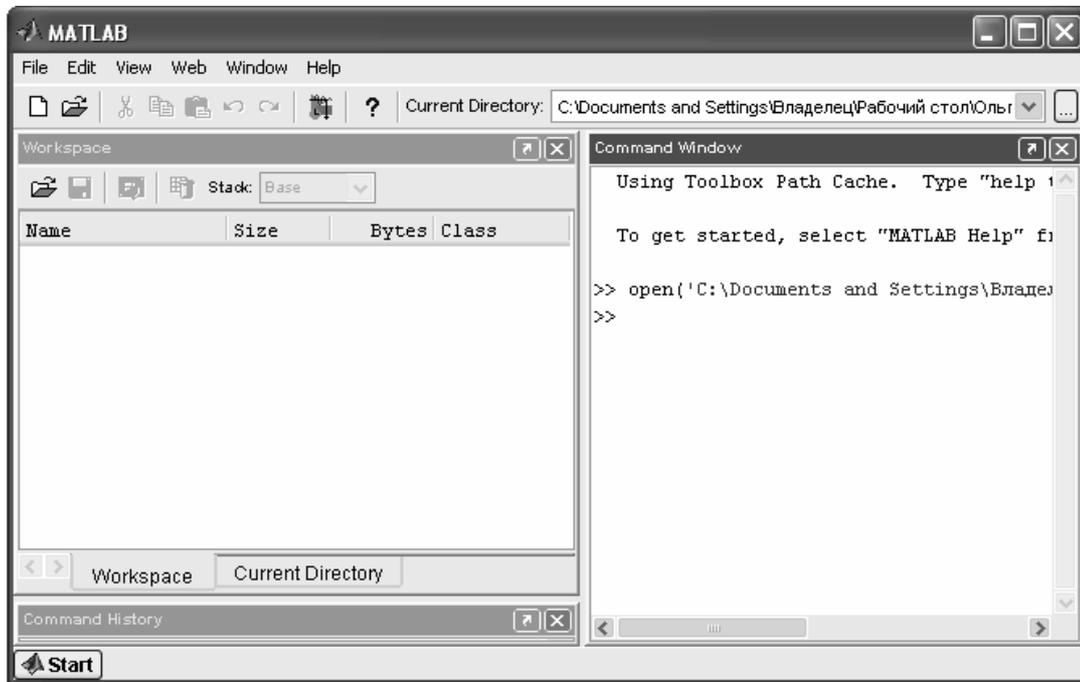


Рисунок 11 – Окно программы **MATLAB**

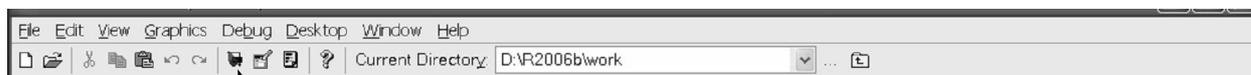
В левой части экрана (рисунок 11) можно наблюдать окна браузеров компонентов системы (с их папками), предназначенных для оперативного контроля за системой:

- **Workspace** – специальный браузер для просмотра ресурсов рабочей области памяти. Он даёт наглядную визуализацию содержимого рабочей области: оценку размера объектов (геометрических фигур, цветные изображения и т.д.), возможность редактирования содержания объектов, а также удаления объектов;
- **Command History** – браузер, показывающий истории сессии операций задания;
- **Current Directory** – браузер файловой системы. В данном окне расположен список папок и файлов текущей директории и данные об их типе и дате последней модификации.

Новейшая версия системы **MATLAB 7.3** поставляется с пакетом расширения **Simulink 6.5**, предназначенным для математического моделирования линейных и нелинейных динамических систем и устройств, представленных своей функциональной блок-схемой, именуемой **S-моделью**, или просто моделью.

В состав моделей могут включаться источники сигналов различного вида, виртуальные регистрирующие приборы, графические средства анимации. При этом возможны различные варианты моделирования: во временной области, в частотной области, с событийным управлением и т.д.

Запуск пакета **Simulink** соответствующей кнопкой из панели инструментов основного окна системы **MATLAB** (рисунок 12). После запуска все действия выполняются в среде **MATLAB+ Simulink**, т.е. работа с **Simulink** осуществляется на фоне открытого окна системы **MATLAB**, в котором можно наблюдать за выполняемыми операциями.



Запуск браузера библиотек пакета **Simulink**

Рисунок 12 – Панель инструментов окна программы **MATLAB**

Для построения функциональной блок-схемы моделируемых устройств **Simulink** имеет обширную библиотеку блочных компонентов (браузер библиотек) и удобный редактор блок-схем.

Окно браузера библиотек показано на рисунке 13.

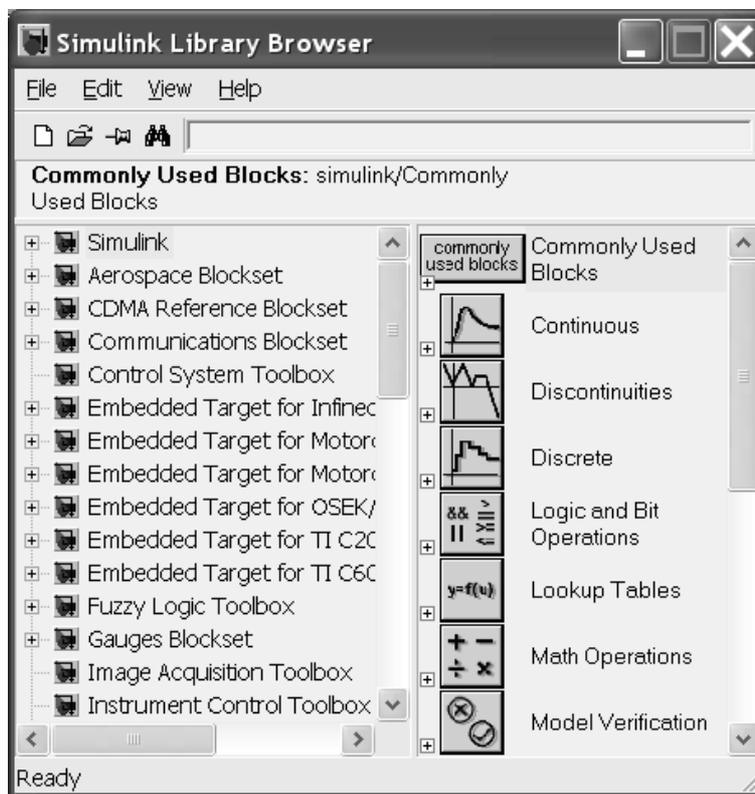


Рисунок 13 – Окно браузера библиотек пакета **Simulink**

В браузер библиотек пакета **Simulink** входит большое количество библиотек блоков, поэтому выделим некоторые из них:

а) **Simulink** – основная библиотека блоков. Она содержит библиотеку источников сигналов и воздействий, регистрирующих устройств, линейных компонентов, дискретных компонентов, математических компонентов, соединительных компонентов, математических операций и др.;

б) **Simulink Extras** – дополнительная библиотека, в состав которой входят дополнительные дискретные и линейные блоки, регистраторы, триггерные блоки, блоки преобразования, блоки моделирования авиационных систем;

в) пакет **DSP Blockset** – библиотека, предназначенная для моделирования разнообразных цифровых устройств;

г) пакет **SimPower Systems** – набор библиотек и компонентов, предназначенный для моделирования энергетических (силовых) систем и устройств;

д) пакет **Stateflow** – пакет событийного моделирования. Он позволяет представить функционирование системы на основе цепочки правил, которые задают соответствие событий и действий, выполняемых в ответ на эти события. Данный пакет предназначен для анализа, моделирования и проектирования таких систем, как: диспетчерская служба различных транспортных средств, периферийные устройства и контроллеры для компьютеров, наглядные интерактивные уроки по моделированию и проектированию систем и т.д.

Состав библиотек пакета **SimPower Systems** показан на рисунке 14.

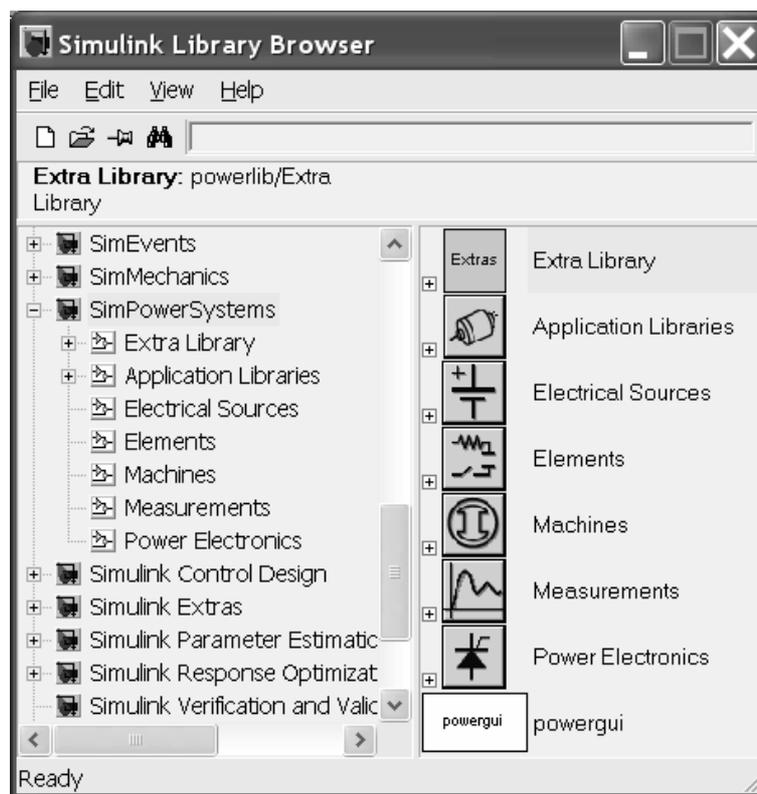


Рисунок 14 – Библиотеки блоков пакета **SimPower Systems**

Практически все библиотеки данного пакета рассмотрены нами в работе «Имитационное моделирование в лабораторном практикуме, курсовом и дипломном проектировании», части 1 и 2 [11, 12]. Поэтому здесь мы не будем останавливаться на их подробном описании.

Используя палитры компонентов (наборы), пользователь с помощью мыши переносит нужные блоки с палитр на рабочий стол пакета **Simulink** и соединяет линиями входы и выходы блоков. Таким образом, создается блок-схема системы или устройства, то есть **S-модель**. **Simulink** автоматизирует следующий, наиболее трудоемкий этап моделирования: он составляет и решает слож-

ные системы алгебраических и дифференциальных уравнений, описывающих заданную функциональную схему (**S**-модель), обеспечивая удобный и наглядный визуальный контроль за поведением созданного пользователем виртуального устройства. Средства визуализации результатов моделирования в пакете **Simulink** настолько наглядны, что порой создается ощущение, что созданная в виде блок-схемы **S**-модель работает «как живая». Более того, **Simulink** практически мгновенно меняет математическое описание модели по мере ввода ее новых блоков, даже в том случае, когда этот процесс сопровождается сменой порядка системы уравнений и ведет к существенному качественному изменению поведения системы.

Таким образом, приложение **Simulink** является своего рода «виртуальной лабораторией» позволяющей собирать и исследовать работу многих видов электрических цепей, электрических машин и устройств электропривода, схем силовой электроники.

Сравнение, рассмотренных в данной главе, программных средств моделирования электрических схем приведено в таблице 1.

Таблица 1 – Сравнение средств моделирования электронных схем

Признаки сравнения	Программные средства			
	DesignLab	Micro-Cap	Electronic WorkBench	MATLAB+ Simulink
1	2	3	4	5
1 Моделирование аналоговых устройств	+	+	+	+
2 Моделирование цифровых устройств	+	+	+	+
3 Проектирование печатных плат	+	-	+	-
4 Наличие виртуальных контрольно-измерительных приборов	-	-	+	+
5 Моделирование электрических машин	-	-	+	+
6 Редактирование структуры моделей	-	-	+	+
7 Графическое отображение результатов моделирования	+	+	+	+
8 Изменение параметров компонентов	+	+	+	+
9 Моделирование мультифизических объектов	-	-	-	+

Признаки сравнения включают в себя следующие пункты:

- **моделирование аналоговых устройств** – создание моделей устройств на основе элементов аналоговой электроники (резисторы, транзисторы, диоды, конденсаторы, тиристоры и т.д.);
- **моделирование цифровых устройств** – создание моделей устройств на основе элементов цифровой электроники (триггеры, логические эле-

менты, интегральные схемы дискретной логики, ПЛИС);

- **проектирование печатных плат** (пластин из электроизоляционного материала, на поверхности которых нанесены тонкие электропроводящие полосы – печатные проводники – с контактными площадками для подсоединения электро- и радиоэлементов);
- **моделирование электрических машин** – возможность создания моделей трансформаторов, двигателей, генераторов;
- **редактирование структуры моделей** – изменение готовой разработки виртуальной схемы устройства (упрощение схемы за счет удаления некоторых компонентов или добавление компонентов для расширения возможностей данного электронного устройства);
- **графическое отображение результатов моделирования** – наличие средств наглядного представления процессов, происходящих в модели (графиков переходных процессов, зависимостей характеристик компонентов от варьируемого параметра);
- **изменение параметров компонентов** – возможность изменения характеристик элементов модели устройства (величины напряжения, тока, сопротивления, индуктивности и т.д.);
- **моделирование мультифизических объектов** – возможность создания моделей устройств, работающих на основе взаимодействия различных по природе явлений (преобразование тепловой энергии в электрическую, электрической в механическую и преобразование других видов энергии).

По сравнению с другими программными системами моделирования электрических схем, возможности среды **MATLAB** охватывают задачи математического моделирования сложных динамических систем в физике, электро- и радиотехнике, в биологии и химии — словом, во всех областях науки и техники.

Возможность моделирования электрических машин и схем силовой электроники достаточно сложных схем управления ими (устройств электропривода) является главным отличием системы **MATLAB** от других программных средств, предназначенных для моделирования электрических схем.

Авторы не встретили ни одной задачи, связанной с исследованием систем электропитания или преобразования энергии, которую нельзя было бы решить в этом пакете.

Исходя из вышеизложенного, при разработке моделей исследования электрических машин будем использовать пакет **Simulink** программной среды **MATLAB**.

Simulink предоставляет исследователю самые различные возможности, начиная от структурного (математического) представления системы и кончая генерированием кодов для программирования микропроцессора в соответствии со структурной схемой модели.

В качестве примера на рисунке 15 показана модель однофазного мостового выпрямителя, выполненная в двух вариантах.

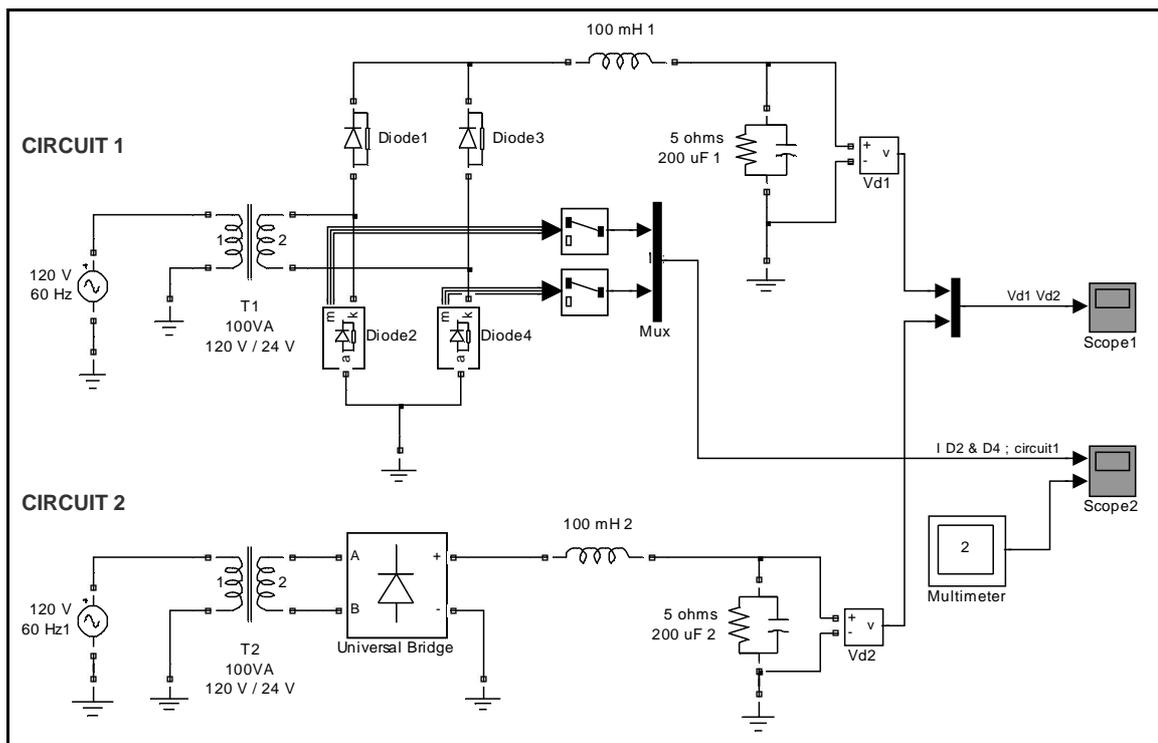


Рисунок 15 – Модель однофазного выпрямителя

Представленная на рисунке 15 модель (файл **ower_2rectifiers.md** из библиотеки **SimPowerSystems Demos**) - два идентичных выпрямителя выполненные с использованием моделей одиночных диодов (CIRCUIT 1) и модели диодного моста (CIRCUIT 2).

Некоторые результаты моделирования приведены на рисунке 16.

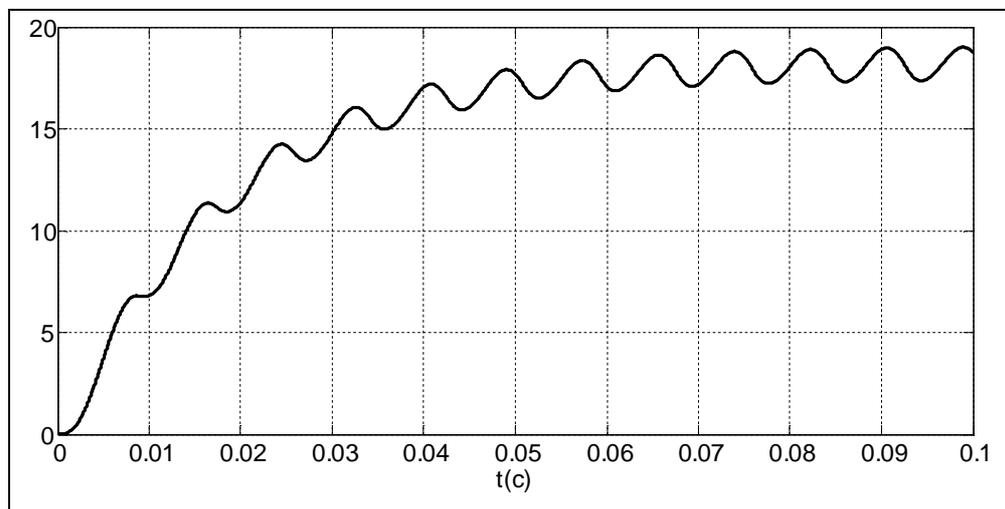


Рисунок 16 – Напряжение на нагрузке выпрямителя

Завершая этот беглый обзор современных компьютерных технологий для моделирования схем преобразовательной техники, следует подчеркнуть ещё одну возможность, предоставляемую пакетом **MATLAB – Real Time Workshop**. Она может реализовывать модели микропроцессорного управления, которые часто включаются в современные системы управления устройствами преобразования энергии.

1.6 Контрольные вопросы

- 1 Для чего применяется имитационное моделирование физических процессов?
- 2 Какие прикладные пакеты моделирования электротехнических устройств Вы знаете?
- 3 Каковы особенности моделирования электрических схем в пакете **Workbench (EWB)**?
- 4 Для чего предназначена программа **Micro-Cap**?
- 5 Можно ли применять программу **Workbench (EWB)**, для анализа переходных процессов в электрических цепях?
- 6 Какие функции кроме моделирования электрических схем могут обеспечить программы **DesignLab 8.0** и **OrCAD 9.2 – 10**?
- 7 Какие программы следует использовать для моделирования схем промышленной электроники?
- 8 Для чего предназначен пакет **Simulink** программы **MATLAB**?
- 9 Перечислите преимущества моделирования электротехнических схем с помощью пакета **Simulink**?
- 10 Сравните между собой основные программные пакеты для моделирования электротехнических схем и охарактеризуйте области их применения.

2 Библиотека Power Electronics пакета SimPowerSystems

Для моделирования электрических схем в пакет **Simulink** версии 6.4 входит набор библиотек **SimPower Systems** версии 4.2. Большинство библиотек данного набора рассмотрены нами в других пособиях [5, 11, 12]. Здесь мы остановимся на библиотеке **Power Electronics**, специально предназначенной для моделирования схем силовой электроники. Ее состав показан на рисунке 17.

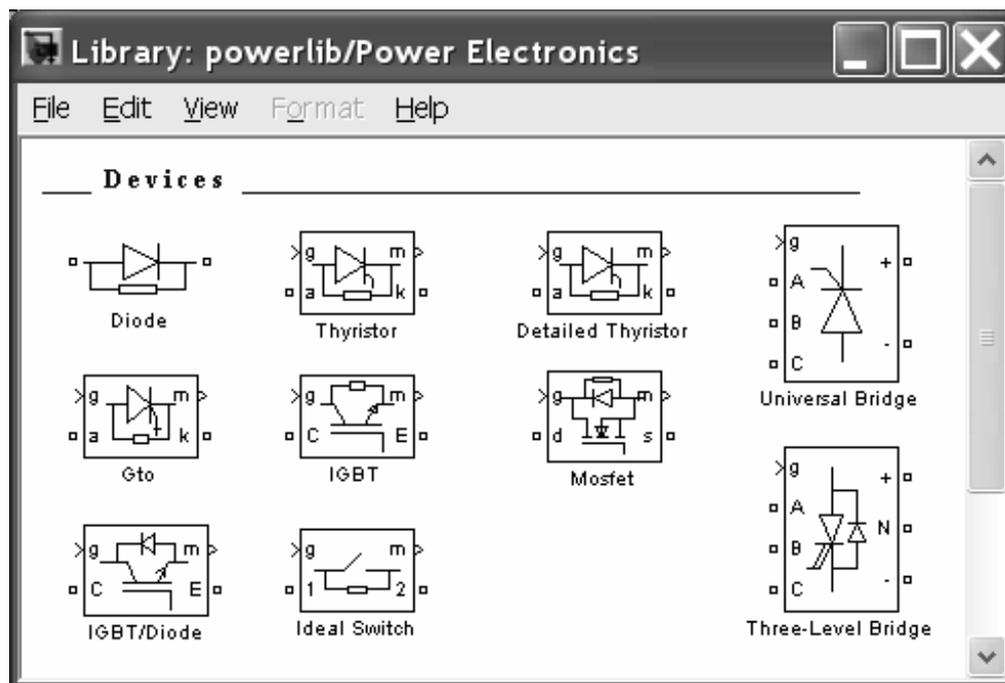


Рисунок 17 – Библиотека *Power Electronics*

Эта библиотека содержит восемь типов одиночных силовых элементов и модели различных полупроводниковых преобразователей, представленных универсальным блоком (**Universal Bridge**) и его трехфазным аналогом **Three-level Bridge**.

Следует отметить, что модели силовых элементов в библиотеке, в отличие от моделей в других компьютерных программах, сильно упрощены. Если в пакеты **Workbench**, **DesignLab**, **Micro-Cap**, **OrCAD**, **Pspice** и др. включаются модели, учитывающие все мельчайшие особенности именно данного типа или марки электронного компонента, с учетом особенностей его производства, разброса параметров и рабочей температуры, то в программе **MATLAB**, модели электронных компонентов выполнены как обобщенные функциональные блоки имеющие некоторые основные параметры, присущие данному элементу. Эти параметры можно изменять, настраивая характеристики блока ближе к заданным значениям реальных элементов, но в целом считать блок полным аналогом определенной марки электронного компонента нельзя.

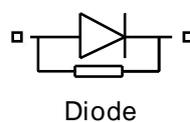
Эту особенность блоков нельзя считать недостатком, так как для анализа общих закономерностей работы силовых схем нет необходимости учитывать все мельчайшие нюансы работы того или иного электронного компонента.

Рассмотрим подробно блоки этой библиотеки.

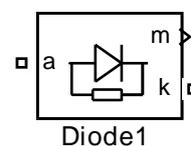
2.1 Блок Diode

Блок моделирует полупроводниковый силовой диод.

Его пиктограмма:



a



б

Принцип действия полупроводникового диода основан на использовании свойств *p-n* электронно-дырочного перехода, возникающего в полупроводниковой пластине между двумя слоями с различными типами электрической проводимости.

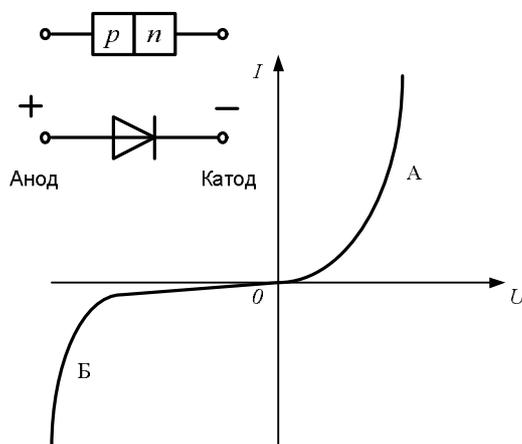


Рисунок 18 - Вольтамперная характеристика диода

В ней можно выделить две ветви: прямую (А) и обратную (Б). Прямая ветвь характеризуется малыми значениями прямого напряжения на *p-n* переходе, а обратная - малыми значениями тока (называемого обратным), обусловленного неосновными носителями заряда. Однако если обратное напряжение, приложенное к *p-n* переходу, превысит определенное значение, то возникнет электрический пробой *p-n* перехода, характеризующийся резким возрастанием обратного тока диода при незначительном изменении обратного напряжения. В силовых диодах пробой называется лавинным и приводит к выходу диода из строя (из-за резкого повышения выделяемой при этом мощности).

Диоды, рассчитанные на работу в условиях кратковременных обратных перенапряжений с наступлением лавинного пробоя, называются лавинными или с лавинной характеристикой. Такие диоды используются также в качестве стабилитронов, т. е. приборов, на которых при пробое сохраняется практически постоянное напряжение, несмотря на резкое возрастание обратного тока. При приложении прямого напряжения вольтамперная характеристика лавинного диода такая же, как и у обычного диода (ветвь А на рисунке 18).

Основными параметрами, характеризующими возможности диодов, являются:

- предельно допустимые значения повторяющегося импульсного обратного напряжения;
- максимального среднего прямого тока (усредненного по всему периоду

для периодических токов).

Кроме предельных параметров, важными параметрами являются:

- падение напряжения на выводах диода, обусловленное прямым током;
- обратный ток (ток через диод при приложении обратного напряжения);
- время обратного восстановления (параметр, характеризующий время восстановления блокирующих свойств диода).

В настоящее время созданы силовые диоды на токи свыше 1000 А и напряжения свыше 1000 В.

Значительно более высоким быстродействием при сравнении с обычными кремниевыми диодами обладают диоды Шоттки (для мощных приборов десятки наносекунд). В основе механизма их действия лежат электрофизические процессы, возникающие при контакте между металлом и полупроводником. Современные мощные диоды Шоттки выпускаются на низкие (десятки вольт) напряжения и токи (сотни ампер).

Кроме диодов Шоттки разработаны еще две группы быстродействующих диодов: диффузионные *p-n* диоды и эпитаксиальные, в зависимости от технологии их изготовления. Эти приборы рассчитаны на более высокие напряжения. Наиболее высоковольтными (800—1600 В) являются диоды, изготовленные по диффузионной технологии.

По значению прямого напряжения быстродействующие силовые диоды распределяются следующим образом: диоды Шоттки 0,5—0,9 В; эпитаксиальные 0,8—1,3 В; диффузионные 1,1—1,6 В.

В программе **MATLAB** модель диода сильно упрощена. Она состоит из последовательно включенных: резистора R_{on} ; индуктивности L_{on} ; источника постоянного напряжения V_f и ключа SW (рисунок 19).

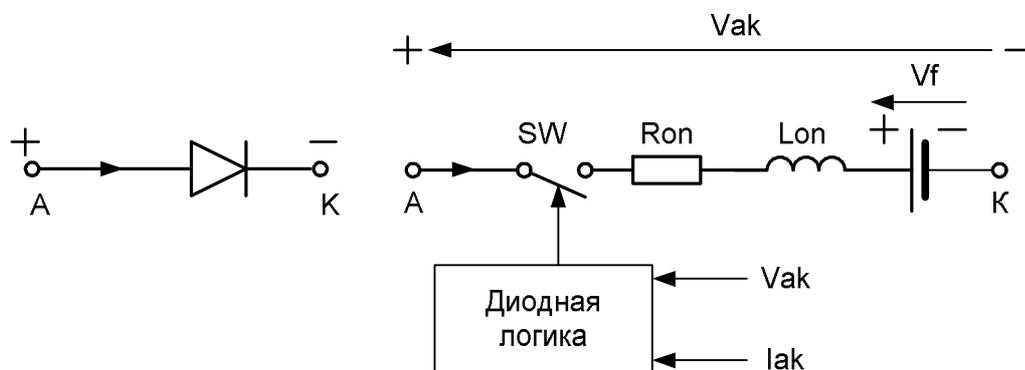


Рисунок 19 – Блок схема модели диода

Блок логики управляет работой ключа. При положительном напряжении на диоде ($V_{AK} - V_f$) происходит замыкание ключа и через прибор начинает протекать ток. Размыкание ключа (выключение диода) выполняется при снижении тока I_{AK} , протекающего через диод, до нуля.

Статическая вольтамперная характеристика модели диода показана на рисунке 20.

В модели параллельно самому диоду включена последовательная RC-цепь, выполняющая демпфирующие функции.

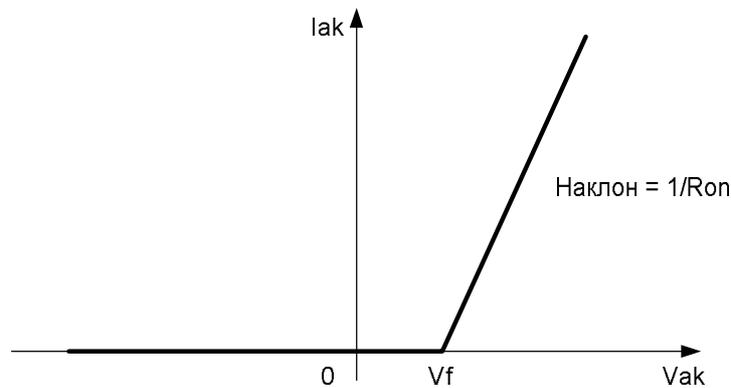


Рисунок 20 – Вольтамперная характеристика модели диода

Окно задания параметров показано ниже на рисунке 21.

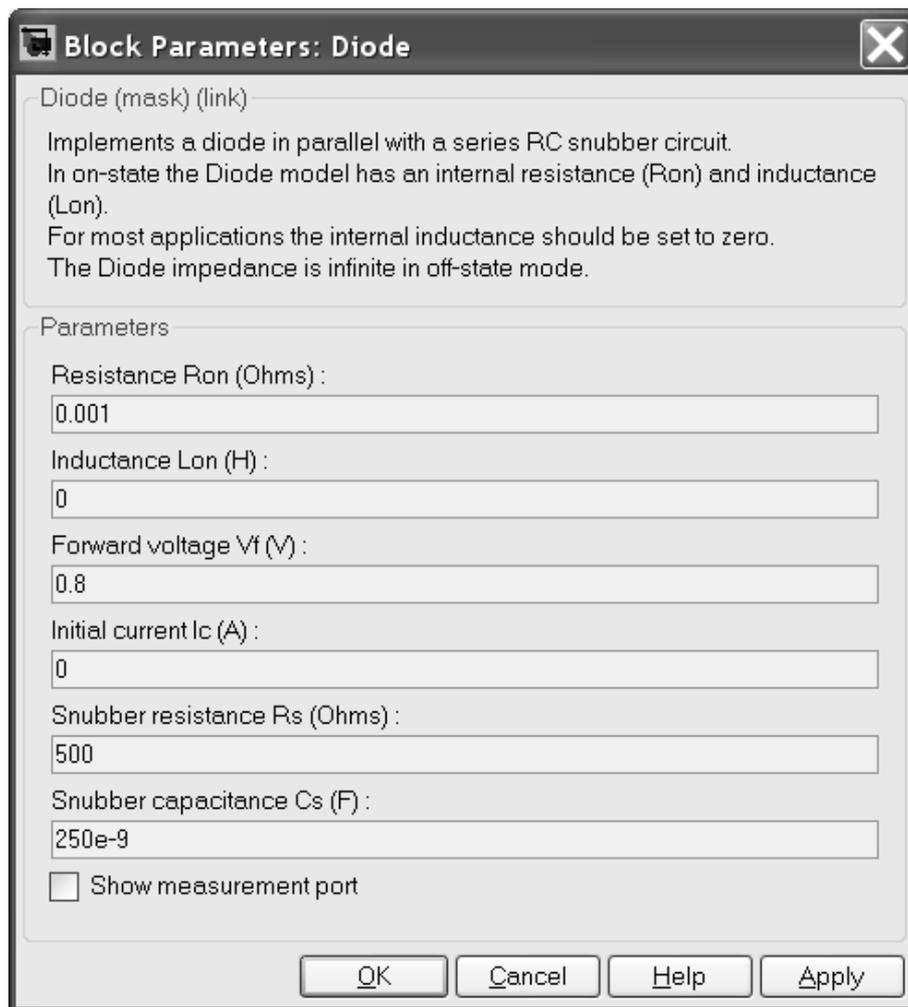


Рисунок 21 – Окно задания параметров диода (блок Diode)

Данному окну соответствует пиктограмма, обозначенная буквой «а». Если поставить галочку в поле **Show measurement port** [Показать измерительный порт], то пиктограмма примет вид «б».

На измерительном порту блока, обозначенном **m**, формируется векторный **Simulink**-сигнал из двух элементов. Первый элемент - анодный ток диода, второй - напряжение анод-катод диода.

Параметры блока:

Resistance Ron (Ohm): [Сопротивление во включенном состоянии (Ом)];
Inductance Lon (H): [Индуктивность во включенном состоянии (Гн)];
Forward voltage Uf (V): [Падение напряжения в прямом направлении (В)];
Initial current Ic (A): [Начальное значение тока (А)]. При значении параметра равном нулю моделирование начинается при закрытом состоянии диода. Если параметр задан положительным значением, то моделирование будет начато при открытом состоянии диода;
Snubber resistance Rs (Ohm): [Сопротивление демпфирующей цепи (Ом)];
Snubber capacitance Cs (F): [Емкость демпфирующей цепи (Ф)].

Пример использования блока Diode

На рисунке 22 показана схема модели, однополупериодного выпрямителя, работающего на активно-индуктивную нагрузку.

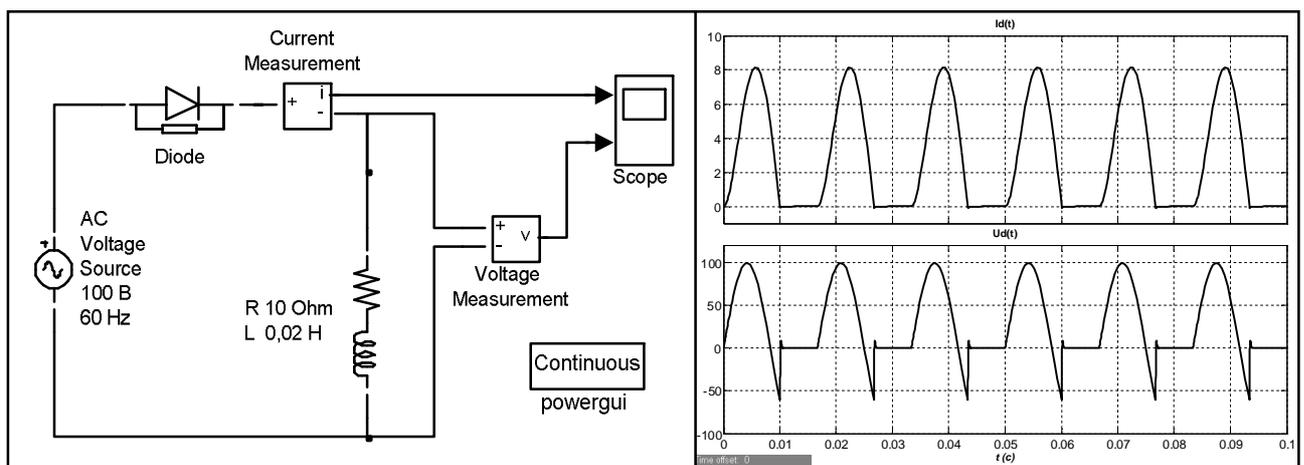
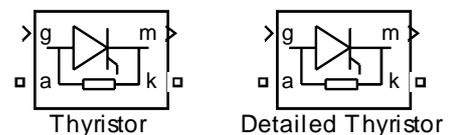


Рисунок 22 – Модель однофазного однополупериодного выпрямителя

2.2 Блоки Thyristor, Detailed Thyristor

Блоки, моделирующие тиристор. В библиотеке **SimPowerSystem** имеется две модели тиристора: **Thyristor** (упрощенная модель) и **Detailed Thyristor** (уточненная модель).

Пиктограмма



В 1955 г. был впервые создан полупроводниковый управляемый прибор, имеющий четырёхслойную структуру и получивший название "тиристор".

Тиристоры являются силовыми полупроводниковыми приборами, отличающимися высокими значениями коэффициентов усиления по току управления (более 1000), а также большими значениями рабочих токов и напряжений. Это один из наиболее распространенных полупроводниковых приборов в силовой электронике. Тиристор - ключевой полупроводниковый прибор с односторонней проводимостью и неполной управляемостью, включающийся по сигналу управления, а выключающийся при спадании прямого тока до нуля.

Основой тиристора является полупроводниковая структура, в которой чередуются слои с p - и n -типами проводимости. Прибор имеет три вывода, соответствующих аноду А, катоду К и управляющему электроду УЭ.

Если к аноду прибора приложено отрицательное напряжение относительно катода, то тиристор оказывается в закрытом состоянии, которое не может быть изменено подачей положительного напряжения на управляющий электрод (относительно катода), т. е. воздействием на цепь управления.

Если к аноду тиристора подключить плюс источника постоянного напряжения, а к катоду минус, то при отсутствии управляющего импульса (т. е. напряжения на управляющем электроде) тиристор остается в закрытом состоянии. Для того чтобы тиристор перешел в проводящее состояние, необходимо обеспечить протекание через управляющий электрод определенного тока.

Тиристор с четырехслойной p - n - p - n структурой, как и диод, обладает односторонней проводимостью. Для электрических цепей переменного тока разработан специальный прибор - симметричный тиристор (симистор), который может быть в проводящем состоянии в обоих направлениях (т. е. независимо от полярности приложенного к нему напряжения). Управление симистором производится так же, как и тиристором.

Для перевода тиристора (или симистора) в закрытое состояние необходимо обеспечить спадание протекающего через него прямого тока до нуля.

Вольтамперные характеристики тиристора при различных токах управления приведены на рисунке 23. При обратном напряжении эта характеристика у тиристора такая же, как и у диода (у некоторых типов тиристоров обратная ветвь соответствует характеристике лавинного диода).

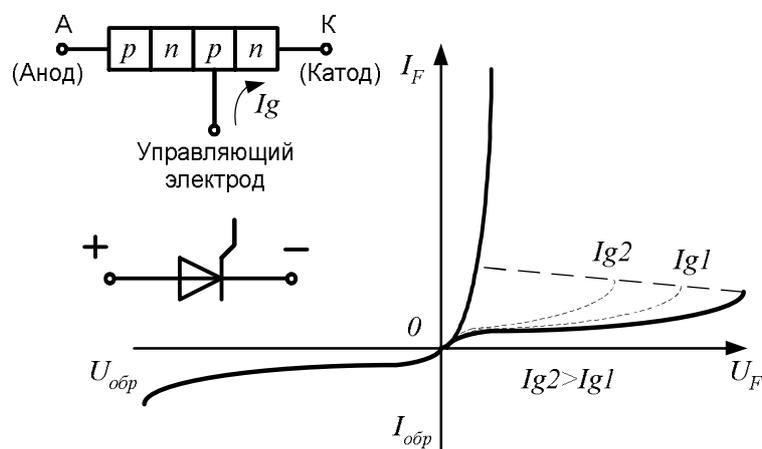


Рисунок 23 – Вольтамперные характеристики тиристора

Ветви характеристики, соответствующие области прямого напряжения, зависят от тока управления и при достаточном его значении практически совпадают с аналогичной ветвью вольтамперной характеристики диода. При отсутствии управляющего тока тиристор будет находиться в закрытом состоянии до тех пор, пока прямое напряжение не превысит определенного для данного типа тиристора значения, после чего он перейдет в проводящее состояние. Включение тиристора прямым напряжением обычно соответствует аварийным режимам.

Большинство типов тиристоров включаются токами со значениями несколько сотен миллиампер при напряжении на управляющем электроде, не превышающем 10 В. Длительность управляющего импульса должна быть больше нескольких десятков микросекунд (в зависимости от типа тиристора). Для четкого и быстрого включения тиристора управляющие импульсы должны иметь крутой фронт (около 1 мкс).

Некоторые параметры, которыми характеризуются тиристоры, аналогичны параметрам, указанным выше для диодов. Кроме того, в технических условиях, помимо параметров цепи управления, обычно указываются:

1 Время включения t_{qt} тиристора. Это время от момента подачи управляющего импульса до момента снижения анодного напряжения на тиристоре до 10% начального значения при работе тиристора на активную нагрузку.

2 Время выключения t_q (**Tq** – в модели) тиристора (называемое также временем восстановления запирающей способности тиристора). Это время от момента, когда прямой ток становится равным нулю, до момента, когда прибор снова будет способен выдерживать (не открываясь) напряжение, прикладываемое в прямом направлении с определенной амплитудой и скоростью нарастания.

3 Критическая скорость нарастания прямого напряжения dU_d/dt . Это максимально допустимое значение скорости нарастания прямого напряжения при разомкнутой цепи управляющего электрода. При превышении допустимого значения dU_d/dt происходит самопроизвольное включение тиристора.

4 Критическая скорость нарастания тока в открытом состоянии dI_T/dt . Это наибольшее значение скорости нарастания тока в открытом состоянии, которую тиристор может выдержать без повреждения.

5 Ток в закрытом состоянии тиристора I_D . Это анодный ток тиристора в закрытом состоянии.

6 Ток удержания тиристора I_H (**Ii** – в модели). Это наименьший анодный ток, необходимый для поддержания тиристора в открытом состоянии.

Ток I_H необходимо учитывать при расчете минимальных нагрузок тиристорных преобразователей. Обычно для мощных тиристорov этот ток равен нескольким сотням миллиампер и зависит от температуры.

Современные наиболее мощные тиристоры имеют предельный ток 3000 – 4000 А и напряжение до 6000 В. При этом критическая скорость нарастания напряжения достигает 1000 В/мкс, а тока (1000—1500) А/мкс. Время выключения наиболее быстродействующих мощных тиристорov не превышает нескольких единиц, микросекунд.

В схемах многих типов преобразователей к тиристорам подключаются встречно-параллельные диоды, шунтирующие тиристор при появлении на нем обратного напряжения. В таких случаях обратное напряжение на тиристоре становится малым и не превышает значений прямого падения напряжения на диодах (как правило, долей вольта).

Упрощенная модель тиристора состоит из последовательно включенных резистора R_{on} , индуктивности L_{on} , источника постоянного напряжения V_f и

ключа SW (рисунок 24). Блок логики управляет работой ключа. При положительном напряжении на тиристоре ($V_{ak} - V_f$) и наличии положительного сигнала на управляющем электроде (g) происходит замыкание ключа и через прибор начинает протекать ток. Размыкание ключа (выключение тиристора) выполняется при снижении тока I_{ak} , протекающего через тиристор, до нуля.

В уточненной модели тиристора длительность управляющего импульса должна быть такой, чтобы, при включении, анодный ток тиристора превысил ток удержания (I_i). В противном случае включение не произойдет. При выключении тиристора длительность приложения отрицательного напряжения анод-катод должна превышать время выключения тиристора (T_q). В противном случае произойдет автоматическое включение тиристора даже, если управляющий сигнал равен нулю.

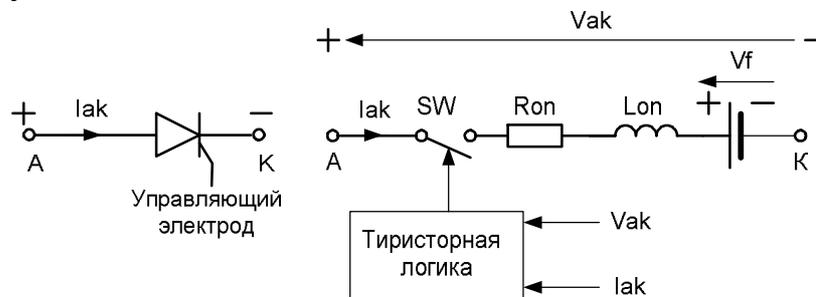


Рисунок 24 – Блок схема модели тиристора

Статические вольтамперные характеристики модели тиристора для включенного и выключенного состояний показаны на рисунке 25.

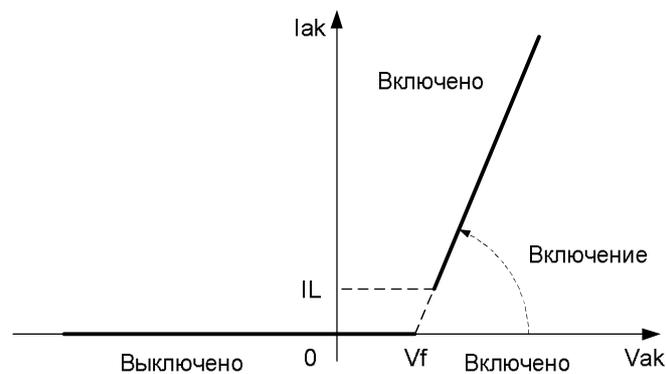


Рисунок 25 – Вольтамперные характеристики модели тиристора

В модели параллельно самому тиристору включена последовательная RC-цепь, выполняющая демпфирующие функции.

Окно задания параметров блока **Thyristor** показано на рисунке 26.

Параметры блока:

Resistance Ron (Ohm): [Сопротивление во включенном состоянии (Ом)];

Inductance Lon (H): [Индуктивность во включенном состоянии (Гн)];

Forward voltage Vf (V): [Падение напряжения в прямом направлении (В)];

Initial current Ic (A): [Начальное значение тока (А)]. При значении параметра равном нулю моделирование начинается при закрытом состоянии тиристора. Если параметр задан положительным значением, то моделирование будет начато при открытом состоянии тиристора;

Snubber resistance R_s (Ohm): [Сопротивление демпфирующей цепи (Ом)];
Snubber capacitance C_s (F): [Емкость демпфирующей цепи (Ф)].

Для модели **Detailed Thyristor** (уточненная модель), в окне задания параметров появляются еще две строчки (рисунок 27):

Latching current I_l (A): [Величина тока удержания (А)];

Turn of time T_q (s): [Время выключения (с)]. На выходном порту блока, обозначенном **m**, формируется векторный **Simulink**-сигнал из двух элементов.

Первый элемент - анодный ток тиристора, второй - напряжение анод-катод тиристора.

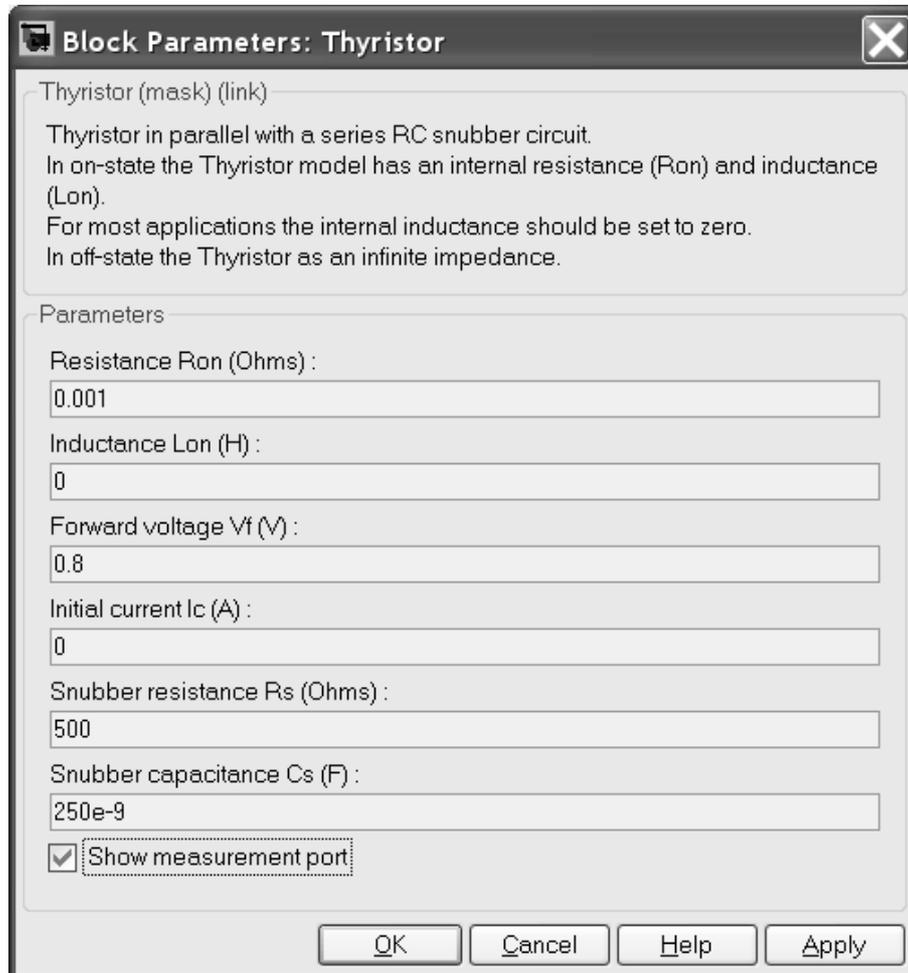


Рисунок 26 – Окно задания параметров блока **Thyristor**

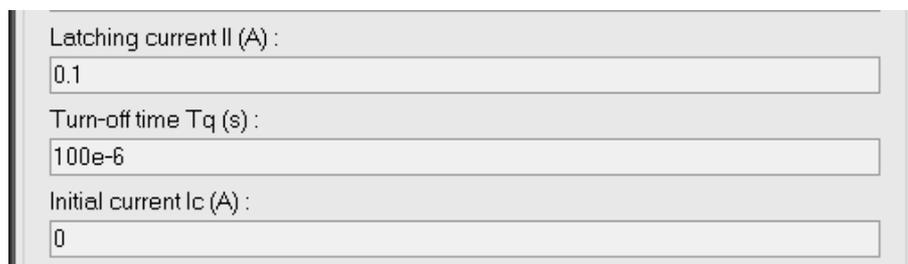


Рисунок 27 – Часть окна задания параметров блока **Detailed Thyristor**

Выходной порт **m** может быть отключен, если в поле **Show measurement port** окна задания параметров, галочка отсутствует, тогда порт не изображается на пиктограмме.

Пример использования блока Thyristor

На рисунке 28 показана схема модели и результат моделирования, управляемого однополупериодного выпрямителя, работающего на активно-индуктивную нагрузку. В качестве моделируемых величин выведены ток и напряжение на нагрузке.

Импульсы управления тиристором формируются блоком **Pulse Generator**, при этом величина угла управления тиристором определяется длительностью фазовой задержки (**Phase Delay**) генератора.

Угол управления тиристором в данной модели равен:

$$\alpha = 360^\circ \frac{\text{Phase delay}}{T} = 360^\circ \frac{0,0025}{0,02} = 45^\circ, \quad (1)$$

где **Phase delay** [Фазовая задержка], измеряемая в секундах – параметр блока **Pulse Generator**;

T – период изменения напряжения источника питания, определяемый как $1/\text{Frequency}$ [Hz].

Величина **Frequency** [Частота (Гц)] – параметр блока **AC Voltage Source**.

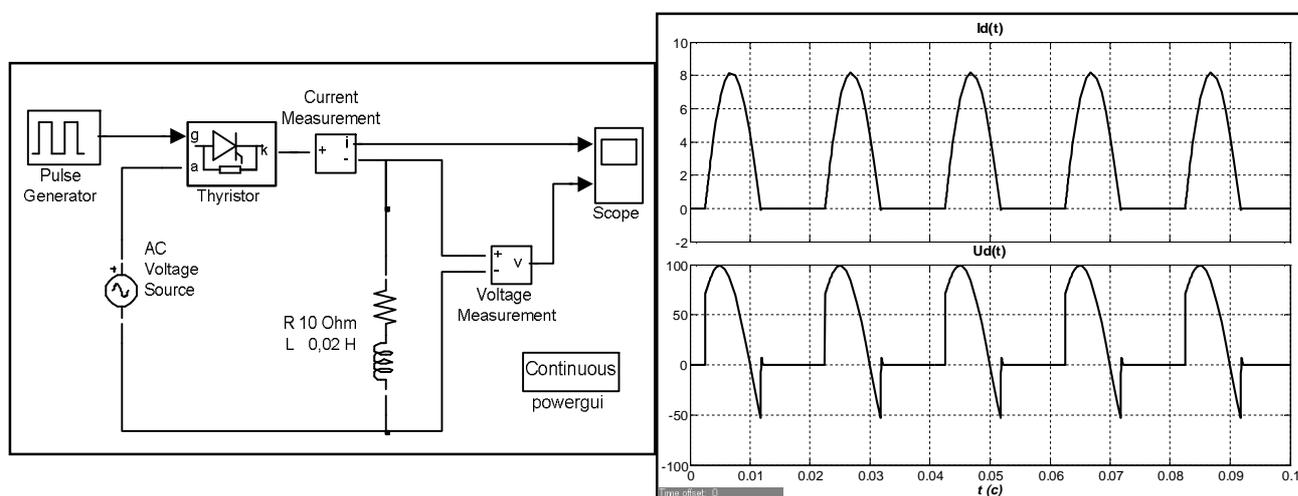
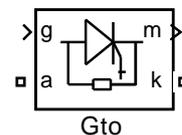


Рисунок 28 – Модель и результаты моделирования однофазного управляемого выпрямителя с углом управления 45°.

Блок моделирует полностью управляемый тиристор.

В предыдущих версиях программы блок именовался **GTO Thyristor**.

Пиктограмма



Обычный тиристор имеет принципиальный недостаток - неполную управляемость. Он включается подачей импульса на электрод управления при положительном напряжении между анодом и катодом. Выключение тиристора обеспечивается снижением протекающего через него прямого тока до нуля, для чего разработано множество схем индуктивно-ёмкостных контуров коммутации. Они не только увеличивают стоимость преобразователя, но и ухудшают его массогабаритные показатели, снижают надёжность.

Поэтому параллельно с разработкой тиристоров проводились исследования возможности их выключения по управляющему электроду путем подачи на него отрицательного управляющего импульса.

Первые подобные тиристоры появились в 1960 г. в США. Они получили название **Gate Turn Off (GTO)**. В нашей стране они больше известны как запираемые или выключаемые тиристоры.

Для включения и выключения запираемого тиристора обычно используются два отдельных источника напряжения. При выключении запираемого тиристора следует стремиться обеспечить оптимальную (по времени выключения и коммутационным потерям мощности) скорость нарастания тока управления. Это может быть достигнуто введением соответствующего значения индуктивности в цепь управления по выключению. Схема управления должна обеспечивать: мощные импульсы токов включения и выключения, длительный ток управления при малых нагрузках тиристора, длительное отрицательное запирающее напряжение для надежного выключения тиристора. Коэффициент запираения (отношение выключаемого анодного тока к запирающему току управления) обычно не превышает 5. Следует отметить, что запираемые тиристоры более критичны к скорости нарастания прямого напряжения, чем тиристоры, и поэтому рекомендуется, как правило, шунтировать их цепью, состоящей из конденсатора C , резистора R и диода VD , а для ограничения значения анодного тока при включении последовательно с запираемым тиристором включить насыщающийся дроссель L . Параметры коммутируемых токов и напряжений современных запираемых тиристоров приближаются к аналогичным параметрам тиристоров.

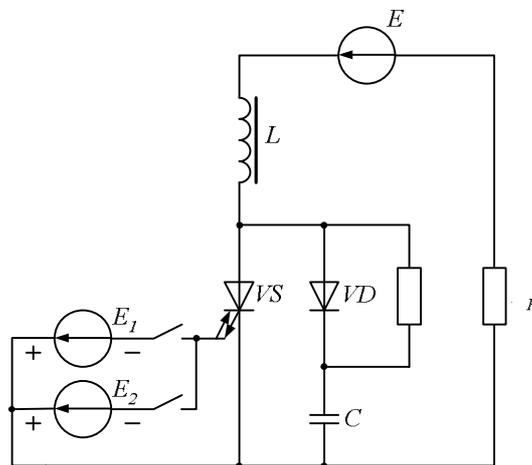


Рисунок 29 - Типовая схема включения запираемого тиристора

Модель полностью управляемого тиристора состоит из последовательно включенных: резистора R_{on} ; индуктивности L_{on} ; источника постоянного напряжения V_f и ключа SW (рисунок 30).

Блок логики управляет работой ключа. При положительном напряжении на тиристоре ($V_{ak} - V_f$) и наличии положительного сигнала на управляющем электроде (g) происходит замыкание ключа и через прибор начинает течь ток.

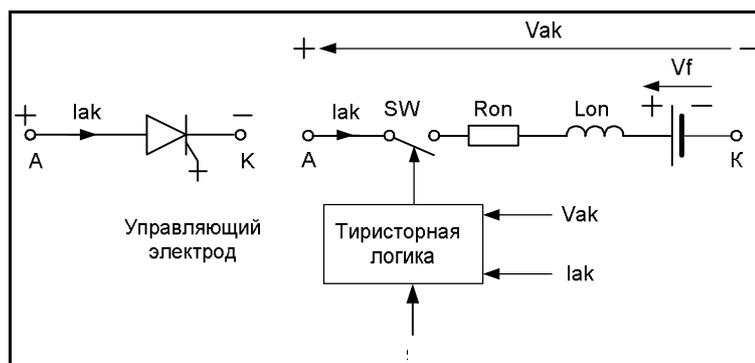


Рисунок 30 – Блок схема блока **GTO**

Для выключения прибора достаточно управляющий сигнал снизить до величины равной нулю. Выключение блока **GTO** произойдет также при спада-нии анодного тока, до нуля не смотря на наличие управляющего сигнала.

Статические вольтамперные характеристики модели даны на рисунке 31.

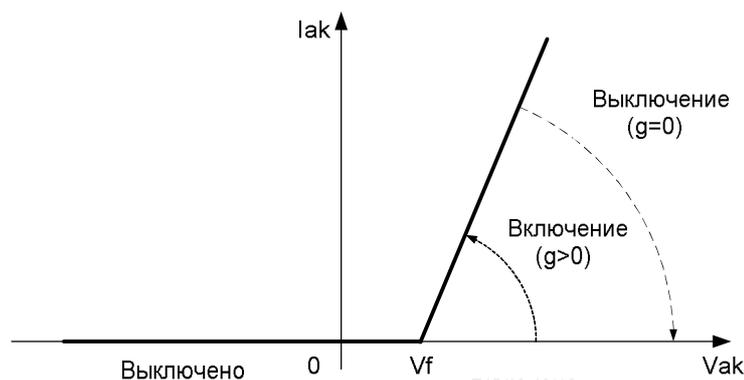


Рисунок 31– Вольтамперные характеристики модели полностью управляемого тиристора

В модели учитывается также конечное время выключения тиристора. Процесс выключения разбит на два участка (рисунок 32) и характеризуется, соответственно, временем спада (T_f), при котором анодный ток уменьшается до 0.1 от тока в момент выключения (I_{max}) и временем затягивания (T_t), при кото-ром анодный ток уменьшается до нуля.

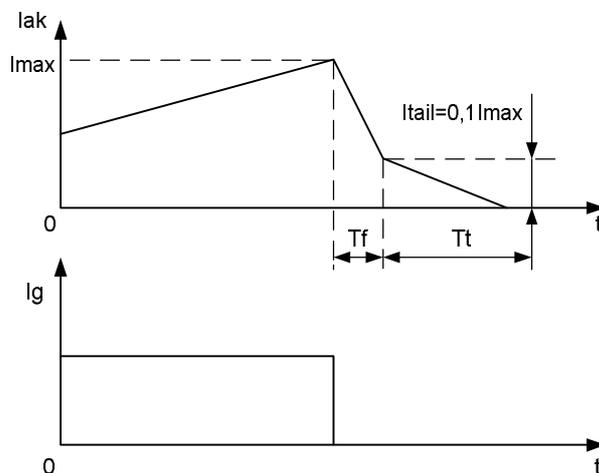


Рисунок 32 – Процесс выключения модели полностью управляемого тиристора

Окно задания параметров блока **GTO** показано на рисунке 33. модели параллельно самому тиристоры включена последовательная RC-цепь, выполняющая демпфирующие функции.

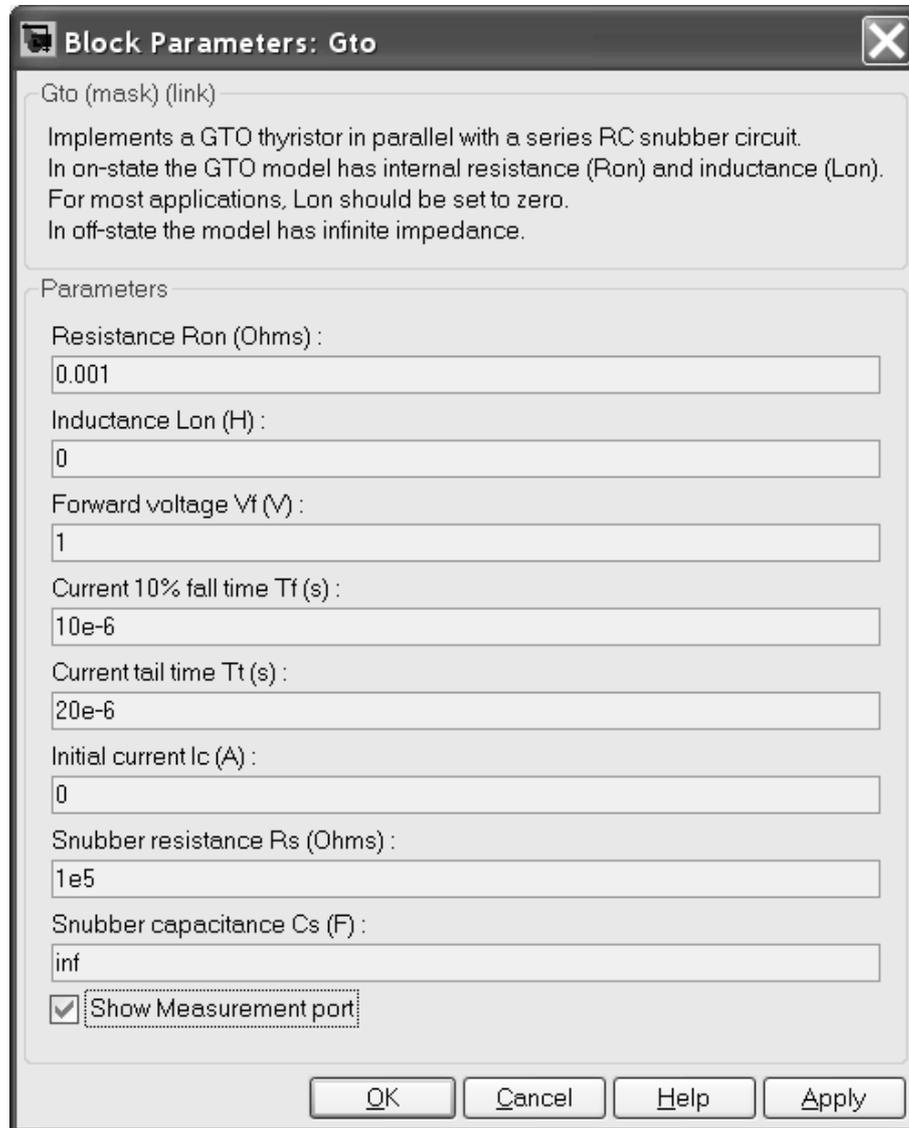


Рисунок 33 – Окно задания параметров блока **GTO**

Параметры блока:

Resistance Ron (Ohm): [Сопротивление во включенном состоянии (Ом)];

Inductance Lon (H): [Индуктивность во включенном состоянии (Гн)];

Forward voltage Vf (V): [Падение напряжения в прямом направлении (В)];

Current 10% fall time Tf (s): [Время спада тока до уровня 0.1 от тока в момент выключения (с)];

Current tail time Tt (s): [Время затягивания (с)]. Время, за которое ток уменьшится до нуля от уровня 0.1 тока в момент выключения;

Initial current Ic (A): [Начальное значение тока (А)]. При значении параметра равном нулю моделирование начинается при закрытом состоянии прибора. Если параметр задан положительным значением, то моделирование будет начато при открытом состоянии прибора;

Snubber resistance Rs (Ohm): [Сопротивление демпфирующей цепи (Ом)];

Snubber capacitance C_s (F): [Емкость демпфирующей цепи (Ф)].

На выходном порту блока, обозначенном **m**, формируется векторный **Simulink**-сигнал из двух элементов. Первый элемент - анодный ток тиристора, второй - напряжение анод-катод тиристора.

Как и в предыдущих моделях, выходной порт **m** может быть отключен. Если в поле **Show measurement port** окна задания параметров, галочка отсутствует, тогда порт не изображается на пиктограмме.

Пример использования блока **GTO**

На рисунке 34 показана схема модели, импульсного регулятора напряжения. Величина среднего значения напряжения на нагрузке такого регулятора зависит от скважности управляющих импульсов.

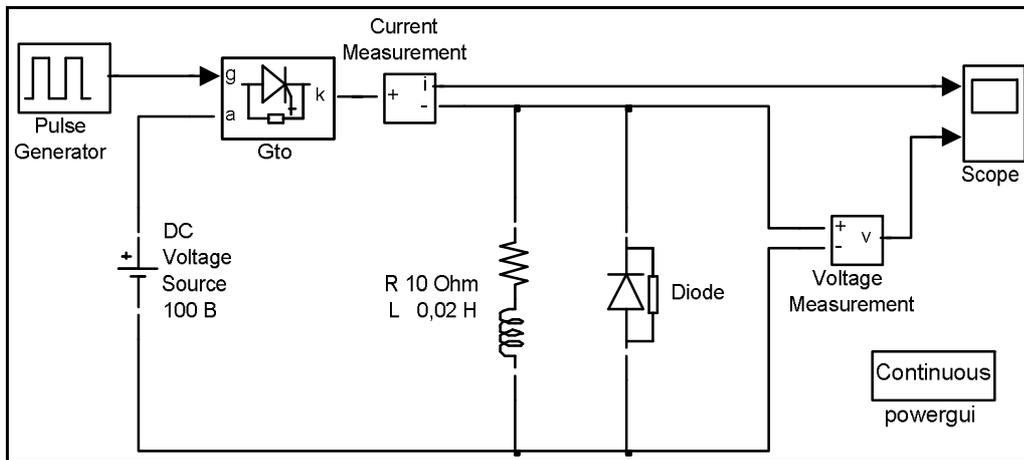


Рисунок 34 – Модель импульсного регулятора напряжения

На рисунке 35 представлены графики напряжения (нижний график) и тока в нагрузке.

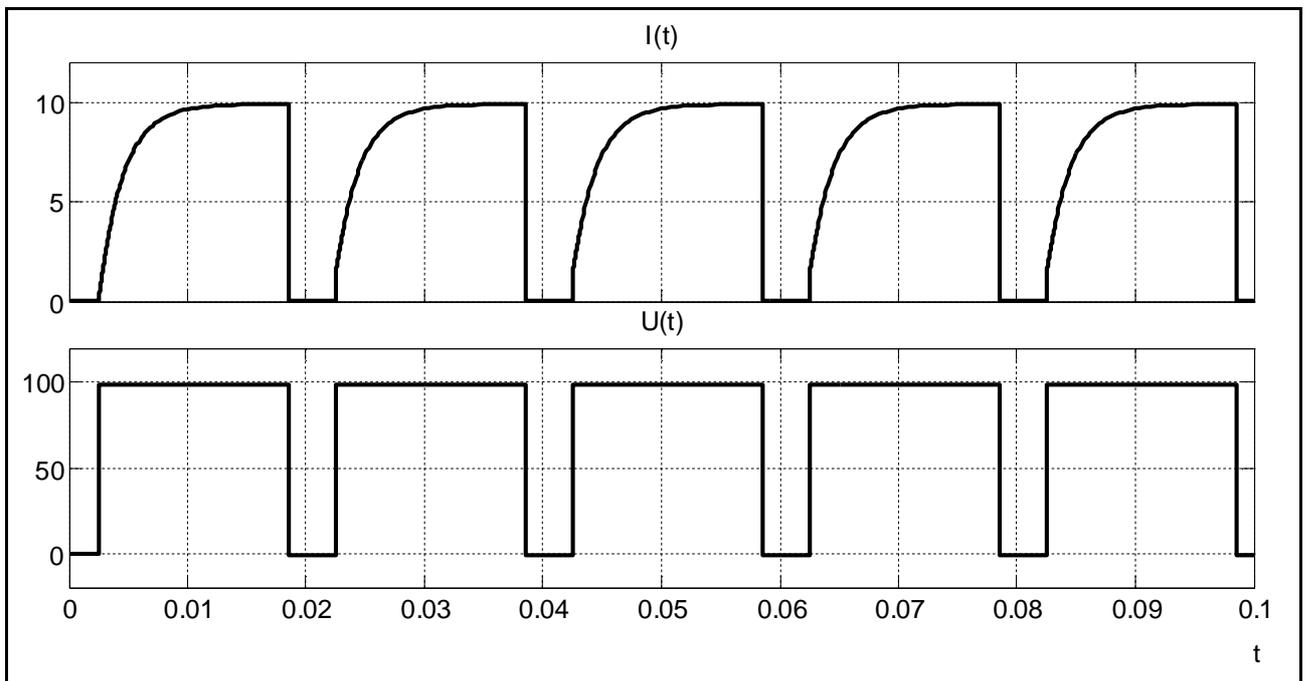


Рисунок 35 – Результаты моделирования импульсного регулятора

2.4 Блок IGBT

Блок моделирует биполярный транзистор с изолированным затвором.

В начале 1980-х гг. были проведены успешные эксперименты по созданию комбинированного транзистора, состоящего из управляющего полевого транзистора с изолированным затвором (**MOSFET**) и выходного биполярного каскада, получившего название биполярного транзистора с изолированным затвором. Фирмы разработали множество способов получения таких приборов, однако наибольшее распространение получили транзисторы схемотехники **IGBT - Insulated Gate Bipolar Transistors**, в которых наиболее удачно удалось соединить особенности полевых и биполярных транзисторов, работающих в ключевом режиме.

Биполярный транзистор с изолированным затвором - полностью управляемый полупроводниковый прибор, в основе которого трёхслойная структура. Его включение и выключение осуществляются подачей и снятием положительного напряжения между затвором и истоком. На рисунке 36,а приведено условное обозначение **IGBT** в схемах электроники. Условное обозначение транзистора **IGBT**, указывает, что в его составе есть полевая и биполярная части.

IGBT являются продуктом развития технологии силовых транзисторов со структурой металл-оксид-полупроводник, управляемых электрическим полем (**MOSFET-Metal-Oxid-Semiconductor-Field-Effect-Transistor**) и сочетают в себе два транзистора в одной полупроводниковой структуре: биполярный (образующий силовой канал) и полевой (образующий канал управления). Эквивалентная схема включения двух транзисторов приведена на рисунке 36,б. Прибор введён в силовую цепь выводами биполярного транзистора Э (эмиттер) и К (коллектор), а в цепь управления - выводом УЭ (затвор).

Таким образом, **IGBT** имеет три внешних вывода: эмиттер, коллектор, затвор. Соединения эмиттера и стока, базы и истока являются внутренними. Сочетание двух приборов в одной структуре позволило объединить достоинства полевых и биполярных транзисторов: высокое входное сопротивление с высокой токовой нагрузкой и малым сопротивлением во включённом состоянии.

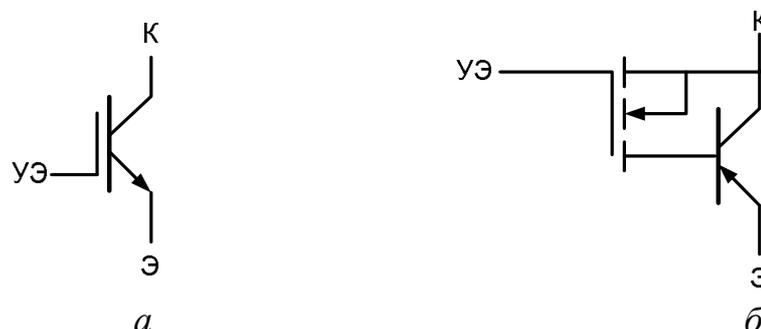


Рисунок 36 – Условное обозначение транзистора **IGBT** (а), схема соединения транзисторов в единой структуре **IGBT** (б)

Исследования показывают, что у транзистора **IGBT** отсутствует участок вторичного пробоя, характерный для классических биполярных транзисторов. Быстродействие **IGBT**, к сожалению, ниже быстродействия транзисторов **MOSFET**, а значит, их трудно использовать в источниках питания с высокими

частотами преобразования. Однако **IGBT** быстрее биполярных транзисторов. предельных значений напряжения «коллектор-эмиттер».

Учитывая противоречивые требования, предъявляемые к транзисторам **IGBT** (большая скорость переключения и малые коммутационные потери), фирмы-производители не стали оптимизировать параметры транзисторов, а выпустили ряд приборов, рассчитанных на разные частотные режимы работы.

Коммерческое использование **IGBT** началось с 80-х годов прошлого века и уже претерпела четыре стадии своего развития.

I поколение **IGBT** (1985 г.): предельные коммутируемые напряжения 1000 В и токи 200 А в модульном и 25 А в дискретном исполнении, прямые падения напряжения в открытом состоянии 3,0-3,5 В, частоты коммутации до 5 кГц (время включения/выключения около 1 мкс).

II поколение (1991 г.): коммутируемые напряжения до 1600 В, токи до 500 А в модульном и 50 А в дискретном исполнении; прямое падение напряжения 2,5-3,0 В, частота коммутации до 20 кГц (время включения/ выключения около 0,5 мкс).

III поколение (1994 г.): коммутируемое напряжение до 3500 В, токи 1200 А в модульном исполнении. Для приборов с напряжением до 1800 В и токов до 600 А прямое падение напряжения составляет 1,5-2,2 В, частоты коммутации до 50 кГц (времена около 200 нс).

IV поколение (1998 г.): коммутируемое напряжение до 4500 В, токи до 1800 А в модульном исполнении; прямое падение напряжения 1,0-1,5 В, частота коммутации до 50 кГц (времена около 200 нс).

Процесс включения **IGBT** можно разделить на два этапа: после подачи положительного напряжения между затвором и истоком происходит открытие полевого транзистора. Это приводит к открытию биполярного транзистора и возникновению тока от эмиттера к коллектору. Таким образом, полевой транзистор управляет работой биполярного.

Для **IGBT** с номинальным напряжением в диапазоне 600-1200 В в полностью включённом состоянии прямое падение напряжения, так же как и для биполярных транзисторов, находится в диапазоне 1,5-3,5 В. Это значительно меньше, чем характерное падение напряжения на силовых **MOSFET** в проводящем состоянии с такими же номинальными напряжениями.

С другой стороны, **MOSFET** с номинальными напряжениями 200 В и меньше имеют более низкое значение напряжения во включённом состоянии, чем **IGBT**, и остаются непревзойдёнными в этом отношении в области низких рабочих напряжений и коммутируемых токов до 50 А.

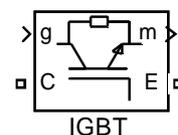
По быстродействию **IGBT** уступают **MOSFET**, но значительно превосходят биполярные. Типичные значения времени рассасывания накопленного заряда и спада тока при выключении **IGBT** находятся в диапазонах 0,2-0,4 и 0,2-1,5 мкс, соответственно.

Область безопасной работы **IGBT** позволяет успешно обеспечить его надёжную работу без применения дополнительных цепей формирования траектории переключения при частотах от 10 до 20 кГц для модулей с номинальными токами в несколько сотен ампер. Такими качествами не обладают биполярные

транзисторы, соединённые по схеме Дарлингтона.

Так же как и дискретные, **MOSFET** вытеснили биполярные в ключевых источниках питания с напряжением до 500 В, так и дискретные **IGBT** делают то же самое в источниках с более высокими напряжениями (до 3500 В).

Пиктограмма



Модель **IGBT** транзистора состоит из последовательно включенных резистора R_{on} , индуктивности L_{on} , источника постоянного напряжения V_f и ключа SW (рисунок 37).

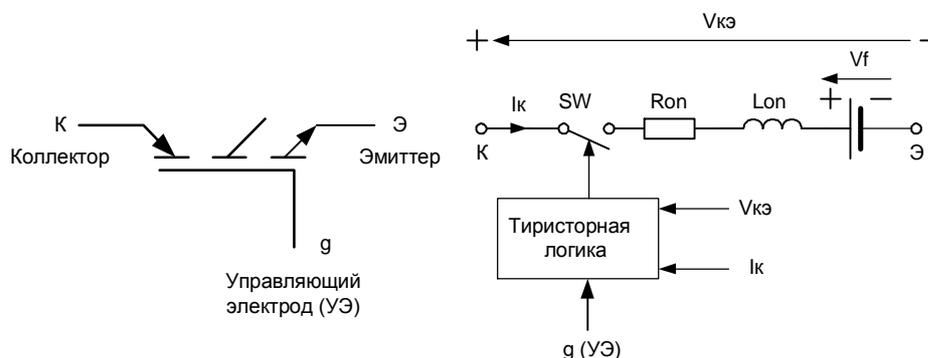


Рисунок 37 – Блок схема модели транзистора с изолированным затвором.

Блок логики управляет работой ключа. Включение прибора происходит в случае, если напряжение коллектор-эмиттер положительно и больше, чем V_f и на затвор транзистора подан положительный сигнал ($g > 0$). Выключение прибора происходит при уменьшении сигнала на затворе до нуля ($g = 0$). При отрицательном напряжении коллектор-эмиттер транзистор находится в выключенном состоянии. В модели параллельно самому прибору включена последовательная RC-цепь, выполняющая демпфирующие функции.

Статические вольтамперные характеристики модели **IGBT** транзистора для включенного и выключенного состояний показаны на рисунке 38.

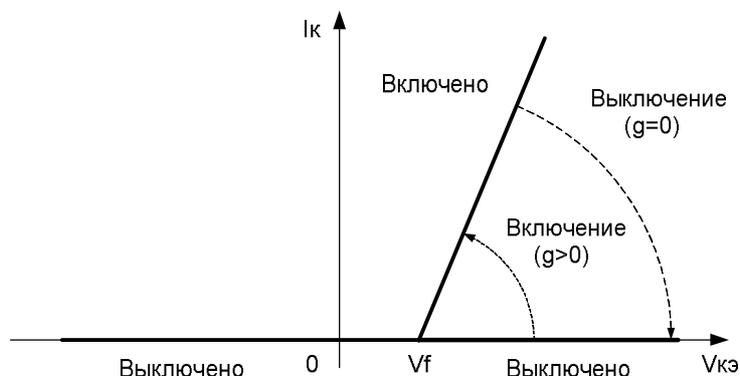


Рисунок 38 – Вольтамперная характеристика модели **IGBT** транзистора

В модели учитывается также конечное время выключения транзистора. Процесс выключения разбит на два участка (рисунок 39).

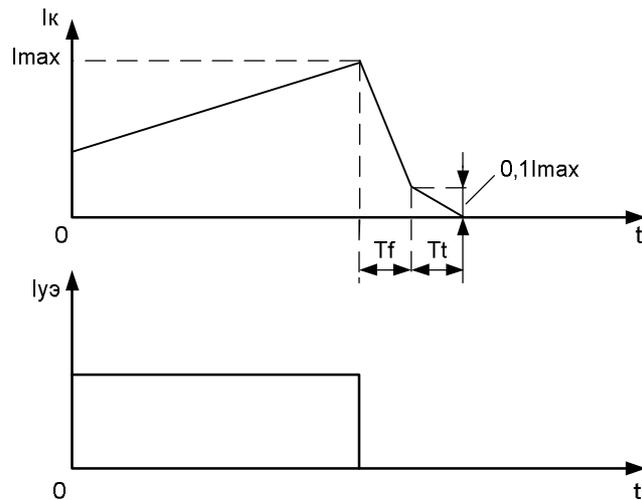


Рисунок 39 – Процесс выключения модели **IGBT** транзистора

Он характеризуется, соответственно, временем спада (**Tf**), при котором ток коллектор-эмиттер уменьшается до 0.1 от тока в момент выключения (**Imax**) и временем затягивания (**Tt**), при котором ток уменьшается до нуля.

Окно задания параметров блока показано ниже:

Block Parameters: IGBT ✕

IGBT (mask) (link)

Implements an IGBT device in parallel with a series RC snubber circuit. In on-state the IGBT model has internal resistance (R_{on}) and inductance (L_{on}). For most applications, L_{on} should be set to zero. In off-state the IGBT model has infinite impedance.

Parameters

Resistance R_{on} (Ohms):

Inductance L_{on} (H):

Forward voltage V_f (V):

Current 10% fall time T_f (s):

Current tail time T_t (s):

Initial current I_c (A):

Snubber resistance R_s (Ohms):

Snubber capacitance C_s (F):

Show measurement port

Рисунок 40 – Окно задания параметров блока **IGBT**

Параметры блока:

Resistance R_{on} (Ohm): [Сопротивление во включенном состоянии (Ом)];

Inductance L_{on} (H): [Индуктивность во включенном состоянии (Гн)];

Forward voltage V_f (V): [Падение напряжения в прямом направлении (В)];

Current 10% fall time T_f (s): [Время спада тока до уровня 0.1 от тока в момент выключения (с)];

Current tail time T_t (s): [Время затягивания (с)]. Время, за которое ток уменьшится до нуля от уровня 0.1 тока в момент выключения;

Initial current I_c (A): [Начальное значение тока (А)]. При значении параметра равно нулю моделирование начинается при закрытом состоянии прибора. Если параметр задан положительным значением, то моделирование будет начато при открытом состоянии прибора;

Snubber resistance R_s (Ohm): [Сопротивление демпфирующей цепи (Ом)];

Snubber capacitance C_s (F): [Емкость демпфирующей цепи (Ф)].

На выходном порту блока, обозначенном m , формируется векторный **Simulink**-сигнал из двух элементов. Первый элемент - ток коллектора транзистора, второй - напряжение коллектор-эмиттер транзистора.

Пример использования блока IGBT транзистора

На рисунке 41 показана схема модели нереверсивного широтно-импульсного преобразователя постоянного напряжения с параллельным включением транзистора по отношению к нагрузке.

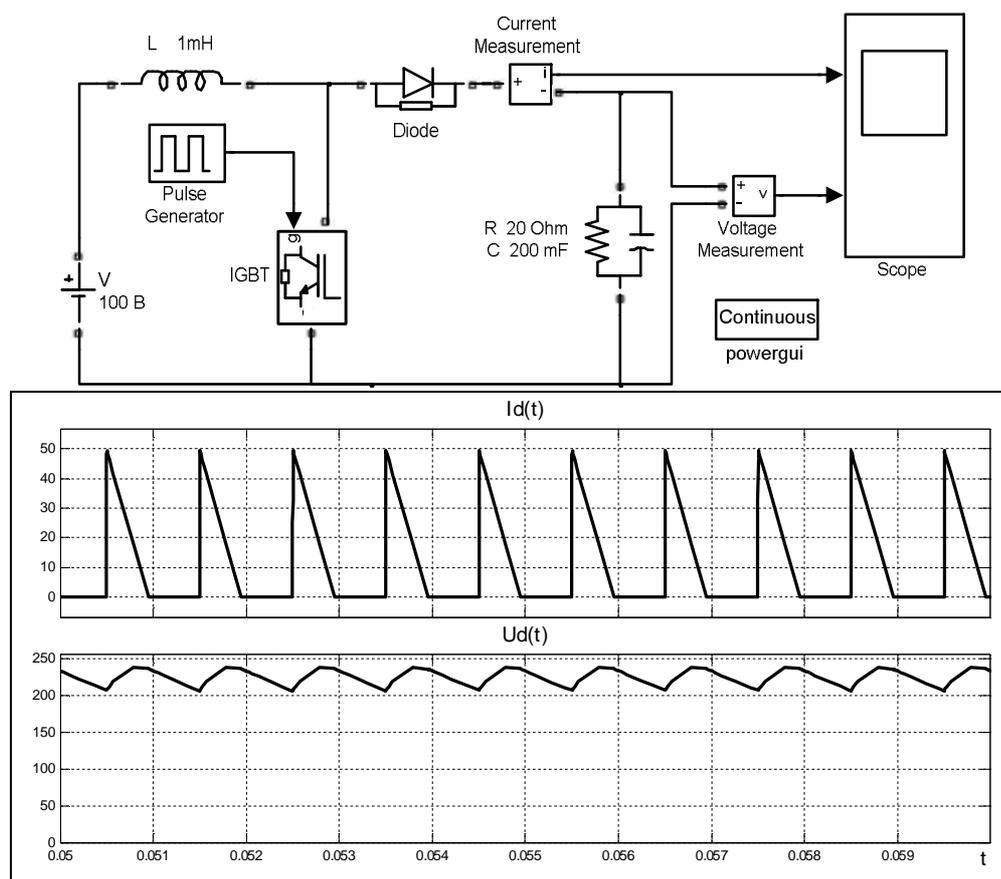


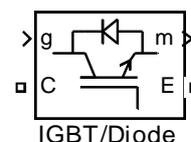
Рисунок 41 – Модель параллельного широтно-импульсного преобразователя постоянного напряжения и результаты моделирования

На рисунке представлены также графики напряжения (нижний график) и тока в активно-емкостной нагрузке.

2.5 Блок *IGBT/Diode*

Упрощенная модель биполярного транзистора с изолированным затвором. В блоке учтены лишь сопротивление канала транзистора во включенном состоянии R_{on} , сопротивление и емкость демпферной цепи **Snubber resistance R_s** и **Snubber capacitance C_s** , соответственно.

Пиктограмма



Окно задания параметров блока показано на рисунке 42.

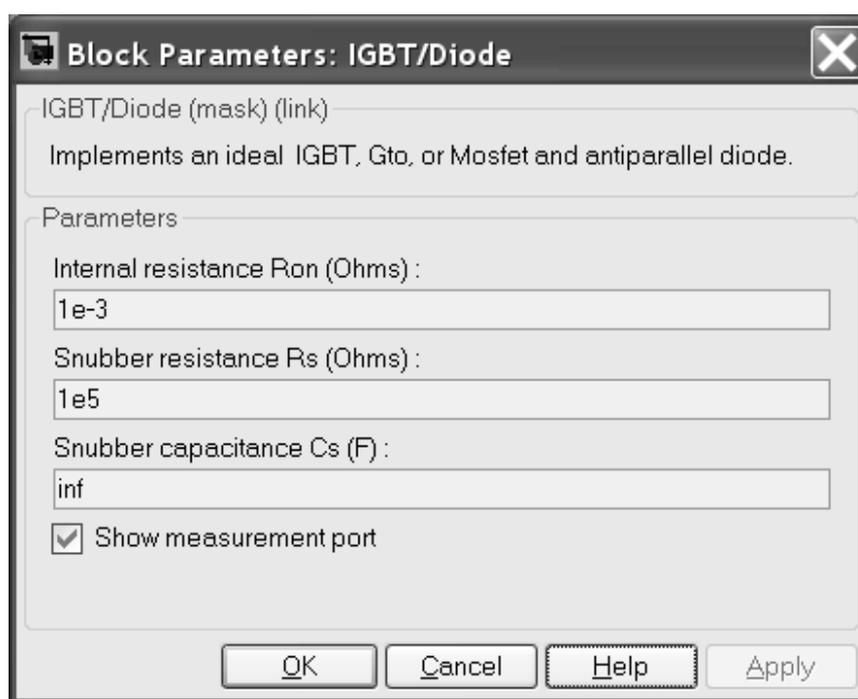


Рисунок 42 – Окно задания параметров блока *IGBT/Diode*

Параметры блока:

Internal resistance R_{on} (Ohm): [Сопротивление во включенном состоянии (Ом)];

Snubber resistance R_s (Ohm): [Сопротивление демпфирующей цепи (Ом)];

Snubber capacitance C_s (F): [Емкость демпфирующей цепи (Ф)].

На выходном порту блока, обозначенном **m**, формируется векторный **Simulink**-сигнал из двух элементов. Первый элемент - ток транзистора, второй - напряжение коллектор-эмиттер тиристора.

Так же, как и в предыдущих моделях, выходной порт **m** может быть отключен. Если в поле **Show measurement port** окна задания параметров, галочка отсутствует, тогда порт не изображается на пиктограмме.

Пример использования блока *IGBT/Diode*

На рисунке 43 показана схема модели, однофазного инвертора с широтно-

импульсной модуляцией. От импульсного генератора (внутренняя схема которого здесь не приведена) на затворы **IGBT** транзисторов поступает противофазный широтно-импульсный сигнал. В результате на нагрузке формируется напряжение, форма которого показана на рисунке 44 (нижний график).

Ток в нагрузке, вследствие наличия в ней индуктивности имеет характер близкий к синусоидальному виду. Его график приведен на рисунке 44 (верхний график).

Принцип широтно-импульсного формирования синусоиды позволяет резко снизить долю высших гармоник в выходном напряжении инвертора, что в ряде случаев способствует повышению коэффициенту полезного действия преобразователя.

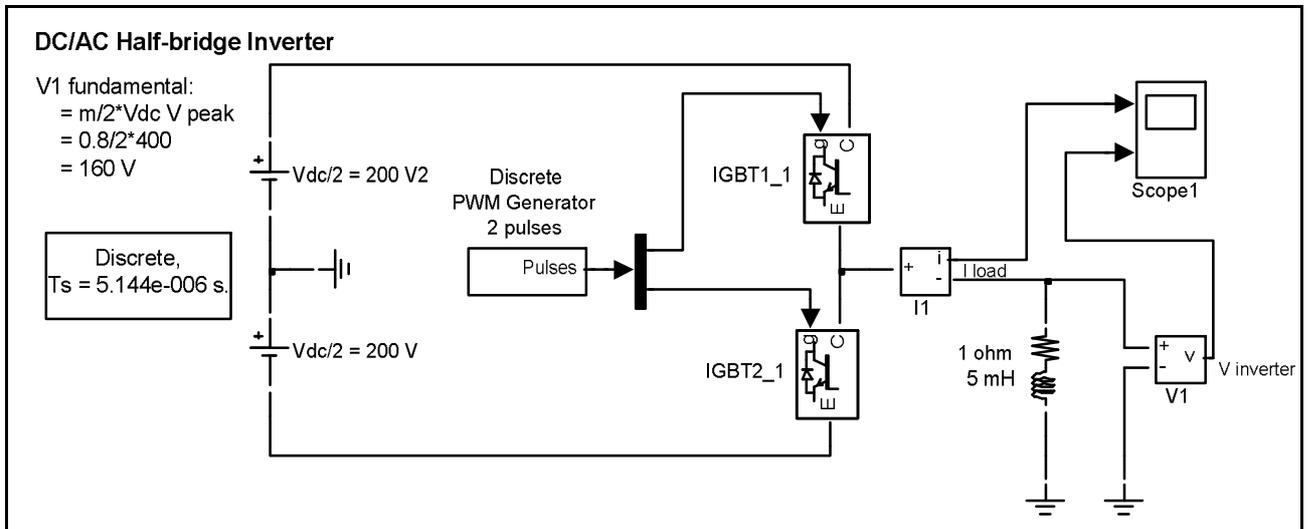


Рисунок 43 – Модель однофазного широтно-импульсного инвертора на упрощенной модели **IGBT** транзистора (**IGBT/Diode**)

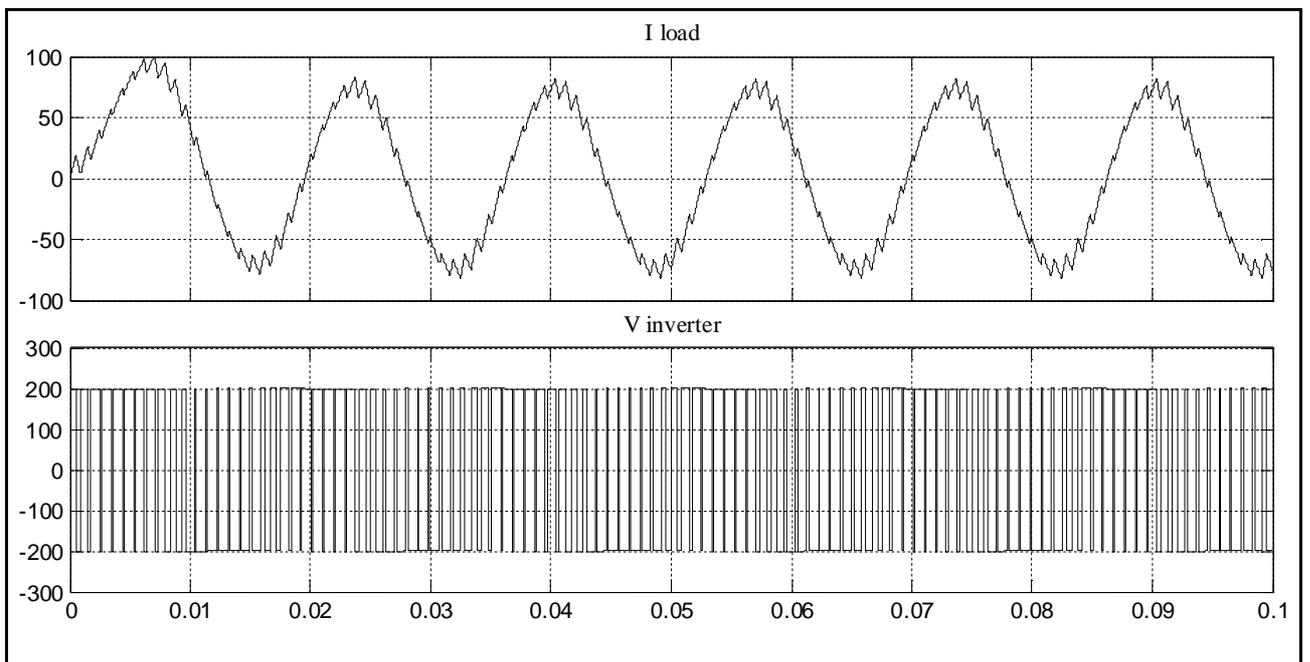


Рисунок 44 - Результаты моделирования широтно-импульсного инвертора на упрощенной модели **IGBT** транзистора (**IGBT/Diode**)

2.6 Блок MOSFET

Блок моделирует силовой полевой транзистор с изолированным затвором и параллельно включенным обратным диодом.

Управление транзистором осуществляется через затвор, который изолирован от силового $p-n$ перехода тонким слоем окисла, следовательно, сопротивление постоянному току цепи управления очень велико. Условное обозначение транзисторов **MOSFET** показано на рисунке 45.

Для того чтобы перевести транзистор из открытого состояния в закрытое и наоборот, нужно приложить к затвору, относительно истока, напряжение. При этом ток в цепи затвора практически отсутствует: транзистору не нужен ток. Поддержание открытого состояния осуществляется электрическим полем. Но в момент открытия или закрытия ток в цепи затвора все же течет, но этот процесс занимает очень незначительный промежуток времени.

Чтобы гарантированно открыть транзистор, необходимо зарядить его входную емкость до напряжения 10 - 12 В. Сделать этот процесс достаточно быстрым - задача непростая, поскольку в любом усилительном приборе, будь то транзистор или электронная лампа, существует так называемый эффект Миллера. Он заключается в увеличении влияния входной емкости между электродами транзистора, которая кажется большей, чем она есть на самом деле. Производители транзисторов ведут борьбу с эффектом Миллера, так как подавление его оказывает самое сильное влияние на скорость переключения транзистора и в итоге на качество ключевого элемента.

Первое преимущество полевого транзистора очевидно: поскольку он управляется не током, а напряжением (электрическим полем), это значительно упрощает схему и снижает затрачиваемую на управление мощность.

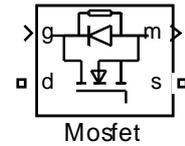
Второе преимущество полевого транзистора заключается в их высоком быстродействии - они могут переключаться с гораздо более высокой скоростью, чем биполярные транзисторы.

Третье преимущество обусловлено повышенной теплоустойчивостью. Рост температуры полевого транзистора при подаче на него напряжения приведет, согласно закону Ома, к увеличению сопротивления открытого транзистора и, соответственно, к уменьшению тока. Поведение биполярного транзистора более сложно, повышение его температуры ведет к увеличению тока. Это означает, что биполярные транзисторы не являются термоустойчивыми приборами. В них может возникнуть очень опасный саморазогрев, который легко выводит транзистор из строя.

Последнее преимущество полевого транзистора связано с его тепловыми свойствами - полное отсутствие вторичного пробоя. Это преимущество позволяет эффективнее использовать полевой транзистор по передаваемой мощности.

Таким образом, эти приборы выгодно отличаются от биполярных транзисторов большими допустимыми токами, низким сопротивлением в открытом состоянии и практически бесконечным (на низких частотах) входным сопротивлением. Благодаря этим достоинствам **MOSFET**-транзисторы успешно вытесняют биполярные транзисторы из импульсных и переключающих схем.

Пиктограмма



Для защиты канала транзистора от пробоя обратным напряжением в его состав введен мощный диод, включенный параллельно каналу.

Модель **MOSFET** транзистора состоит из последовательно включенных резистора R_{on} , индуктивности L_{on} и ключа SW (рисунок 40). Блок логики управляет работой ключа. Включение прибора происходит в случае, если напряжение сток-исток положительно и на затвор транзистора подан положительный сигнал ($g > 0$). Выключение прибора происходит при уменьшении сигнала на затворе до нуля ($g = 0$). При отрицательном напряжении коллектор-эмиттер транзистор находится в выключенном состоянии, и ток проводит обратный диод.

Статические вольтамперные характеристики модели **MOSFET** транзистора для включенного и выключенного состояний показаны на рисунке 46.

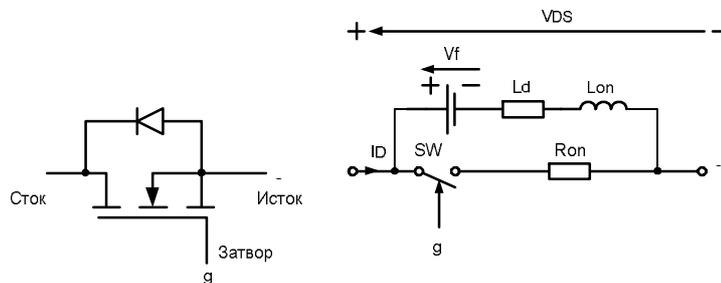


Рисунок 45 – Блок схема модели **MOSFET** транзистора

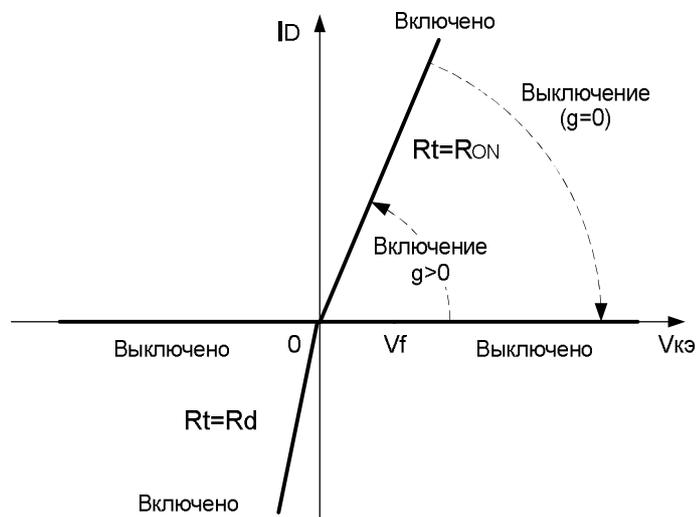


Рисунок 46 – Вольтамперные характеристики модели **MOSFET** транзистора

В модели параллельно самому прибору включена последовательная RC-цепь, выполняющая демпфирующие функции.

Окно задания параметров приведено на рисунке 47.

Параметры блока:

FET resistance R_{on} (Ohm): [Сопротивление канала транзистора во включенном

состоянии (Ом)];

Internal diode inductance Lon (H): [Индуктивность защитного диода во включенном состоянии (Гн).];

Internal diode resistance Rd (Ohm): [Сопротивление защитного диода в открытом состоянии (Ом)];

Internal diode forward voltage Vf (V): [Падение напряжение на диоде в прямом направлении (В)];

Initial current Ic (A): [Начальное значение тока (А)]. При значении параметра равно нулю моделирование начинается при закрытом состоянии прибора. Если параметр задан положительным значением, то моделирование будет начато при открытом состоянии прибора;

Snubber resistance Rs (Ohm): [Сопротивление демпфирующей цепи (Ом)];

Snubber capacitance Cs (F): [Емкость демпфирующей цепи (Ф)].

На выходном порту блока, обозначенном **m**, формируется векторный **Simulink**-сигнал из двух элементов. Первый элемент - ток сток-исток транзистора, второй - напряжение сток-исток транзистора.

Выходной порт может быть отключен, если убрать галочку в поле **Show measurement port**.

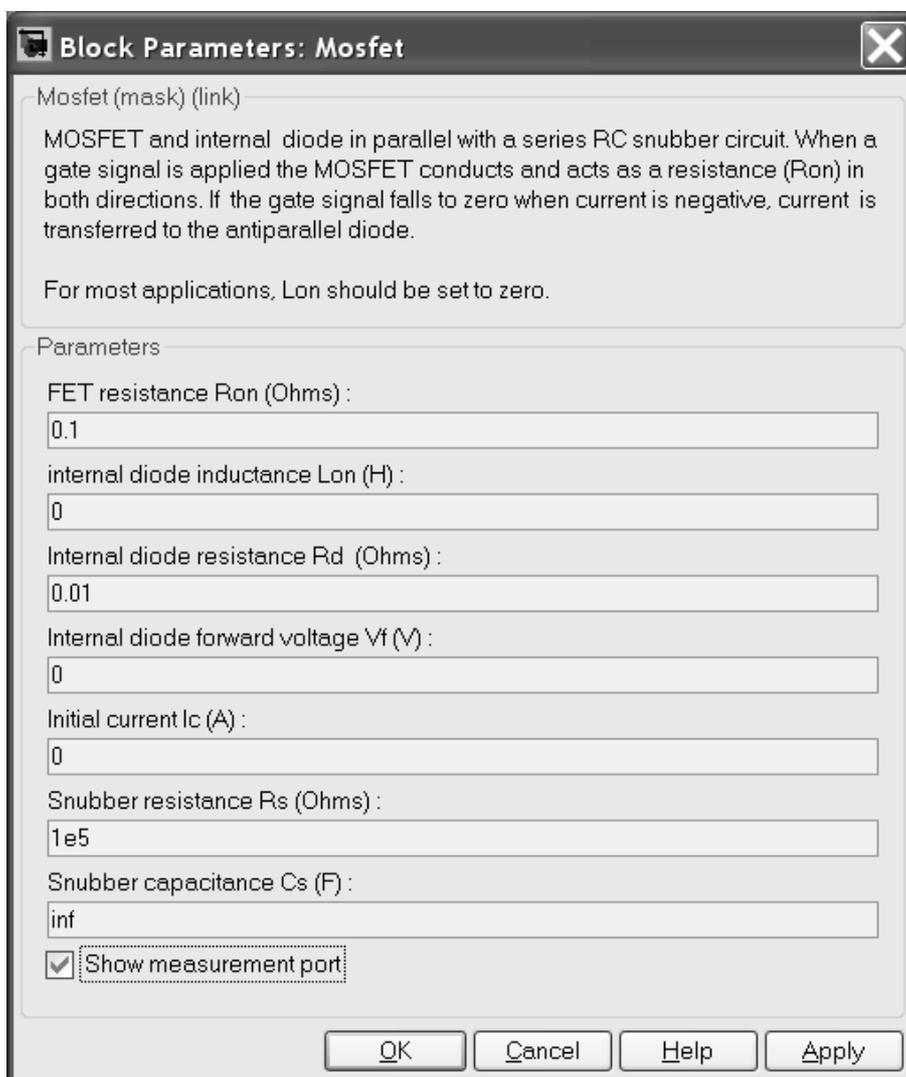


Рисунок 47 – Окно задания параметров модели **MOSFET** транзистора

Пример использования модели **MOSFET** транзистора

На рисунке 48 показана модель полумостового однофазного инвертора, работающего на резонансную нагрузку.

На рисунке 49 представлены графики напряжения и тока в нагрузке. Ток – верхний график, напряжение – нижний.

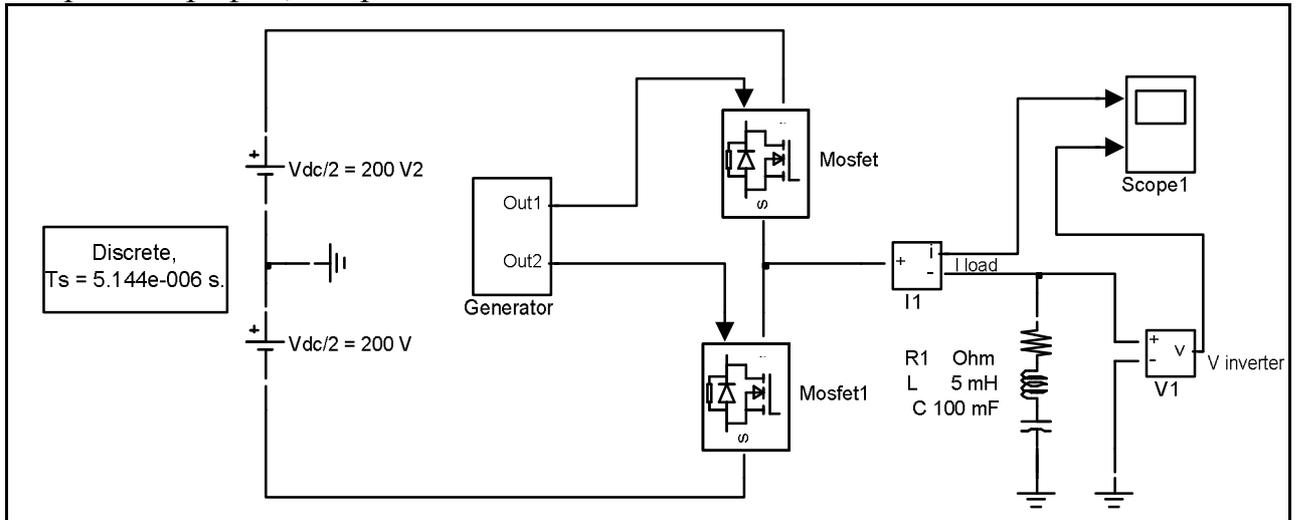


Рисунок 48 – Модель полумостового однофазного инвертора

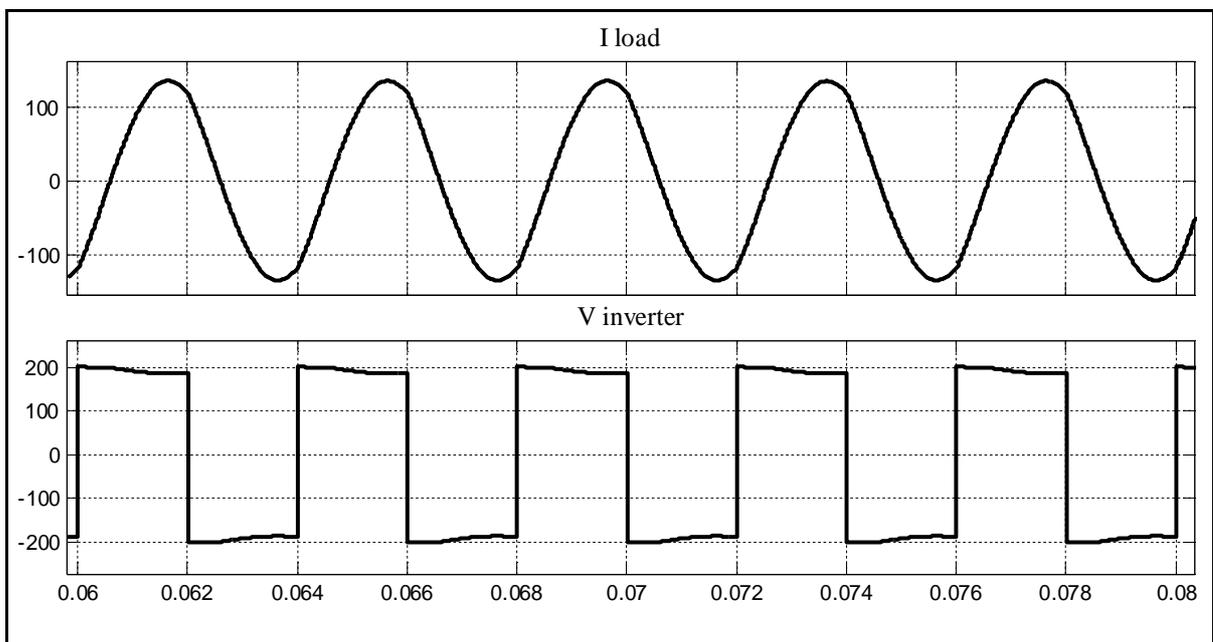
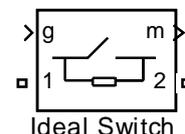


Рисунок 49 – Результаты моделирования полумостового однофазного инвертора

2.7 Блок **Ideal Switch**

Моделирует идеальный ключ.

Пиктограмма



Модель ключа состоит из последовательно соединенных резистора R_{on} и ключа SW (рисунок 50). Блок логики управляет работой ключа. Включение прибора происходит в случае, если на управляющий вход подан единичный положительный сигнал ($g > 1$). Выключение прибора происходит при уменьшении сигнала на затворе до нуля ($g = 0$).

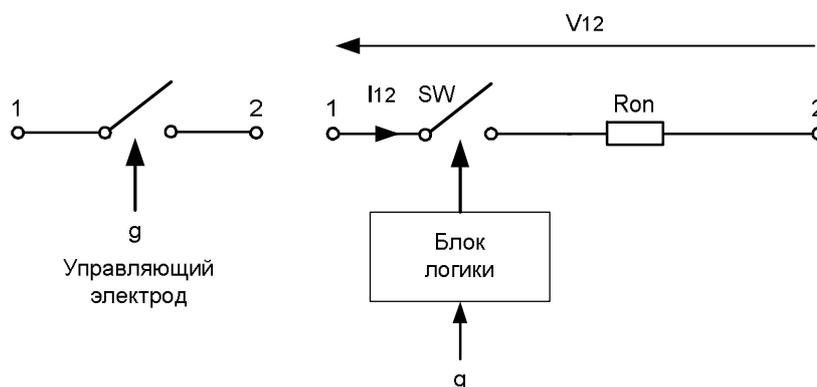


Рисунок 50 – Блок схема модели идеального ключа *Ideal Switch*

Статические вольтамперные характеристики модели ключа для включенного и выключенного состояний показаны на рисунке 51.

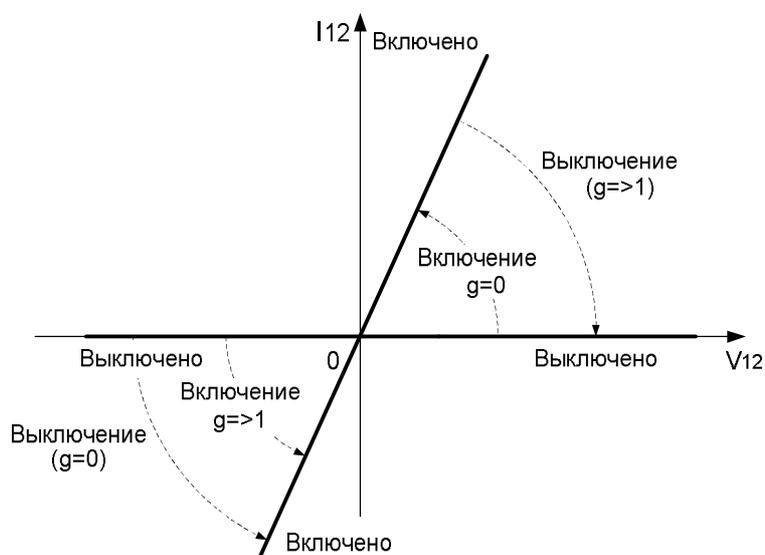


Рисунок 51 – Вольтамперные характеристики модели *Ideal Switch*

В модели параллельно контактам ключа подсоединена последовательная RC-цепь, выполняющая демпфирующие функции.

Окно задания параметров показано ниже, на рисунке 52.

Параметры блока:

Internal resistance R_{on} (Ohm): [Сопротивление во включенном состоянии (Ом)],

Initial state: [Начальное состояние]. Параметр задается равным 0 для открытого состояния ключа и 1 для закрытого состояния.

Snubber resistance R_s (Ohm): [Сопротивление демпфирующей цепи (Ом)].

Snubber capacitance C_s (F): [Емкость демпфирующей цепи (Ф)].

На выходном порту блока, обозначенном **m**, формируется векторный

Simulink-сигнал из двух элементов. Первый элемент - ток ключа, второй - напряжение ключа. выходной порт можно отключить установив галочку в поле **Snow measurement port**.

Блок идеального ключа смоделирован как токовый источник, поэтому, он не может включаться последовательно с индуктивностью, если цепь демпферов не используется.

Обычно при использовании режима непрерывного моделирования рекомендуется применять решатель **ode23t**.

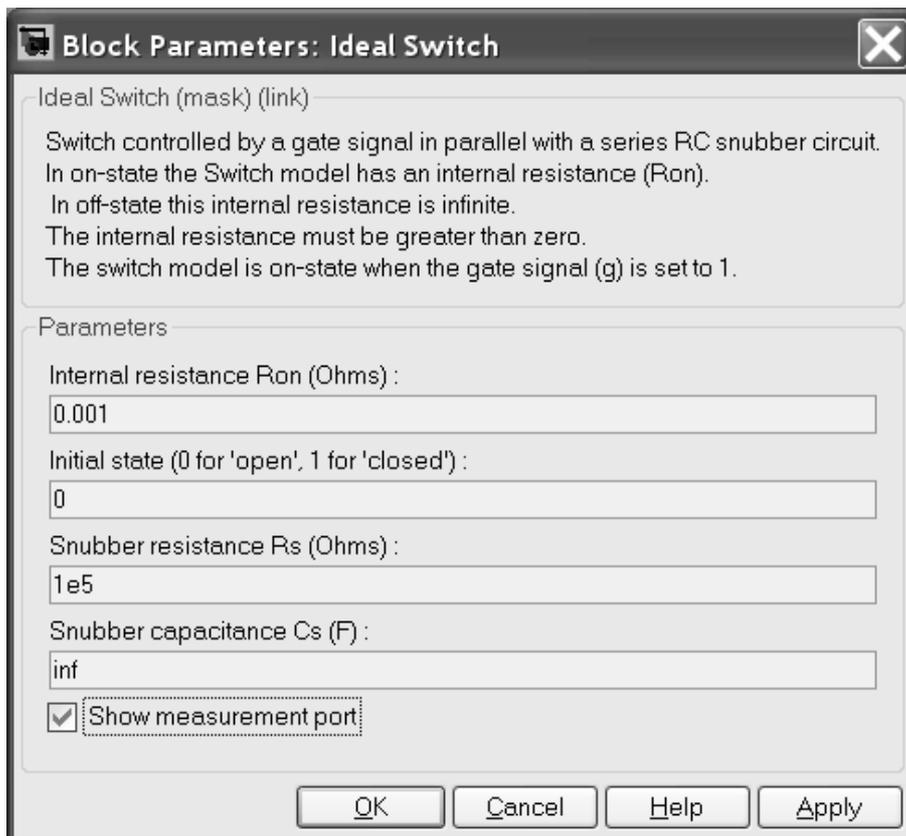


Рисунок 52 – Окно задания параметров блока **Ideal Switch**

Пример использования блока **Ideal Switch**

На рисунке 53 показана схема модели, в которой блок **Ideal Switch** использован, чтобы переключать нагрузку RLC. Она питается от источника напряжением 100 В, частотой 50 Гц.

Управляющий сигнал для ключа формируется блоком **Step**.

Алгоритм работы ключа в модели принят такой: ключ первоначально закрыт, через 50 мс после начала моделирования он открывается, а затем через 138 мс закрывается снова.

На рисунке 54 приведены результаты моделирования процесса в цепи. Это ток и напряжение нагрузки (I_{Load} , V_{Load}) и ток и напряжение на ключе (I_{switch} , V_{switch}).

В процессе моделирования мы можем наблюдать переходные процессы в токе и напряжения на нагрузке, возникающие при внезапном подключении и отключении активно-индуктивной нагрузки к источнику энергии.

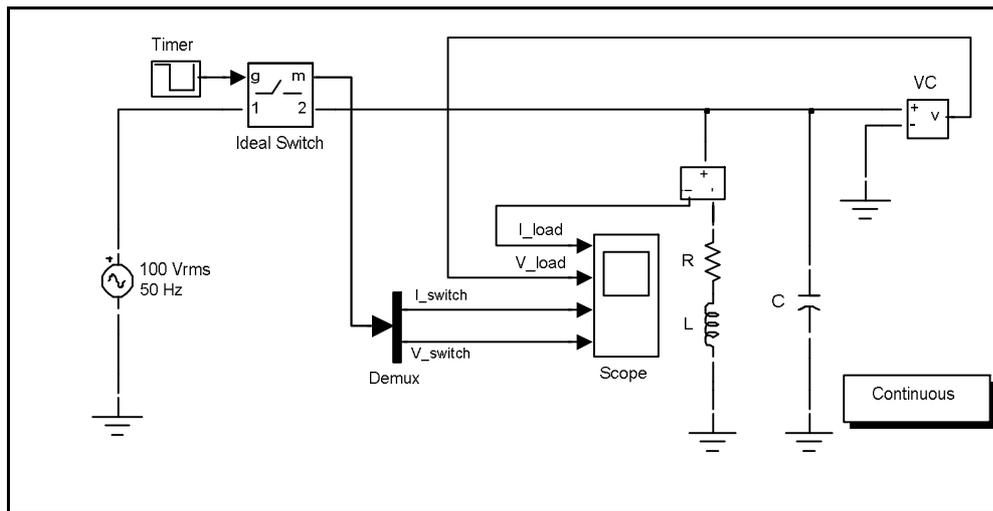


Рисунок 53 – Пример использования блока ***Ideal Switch***

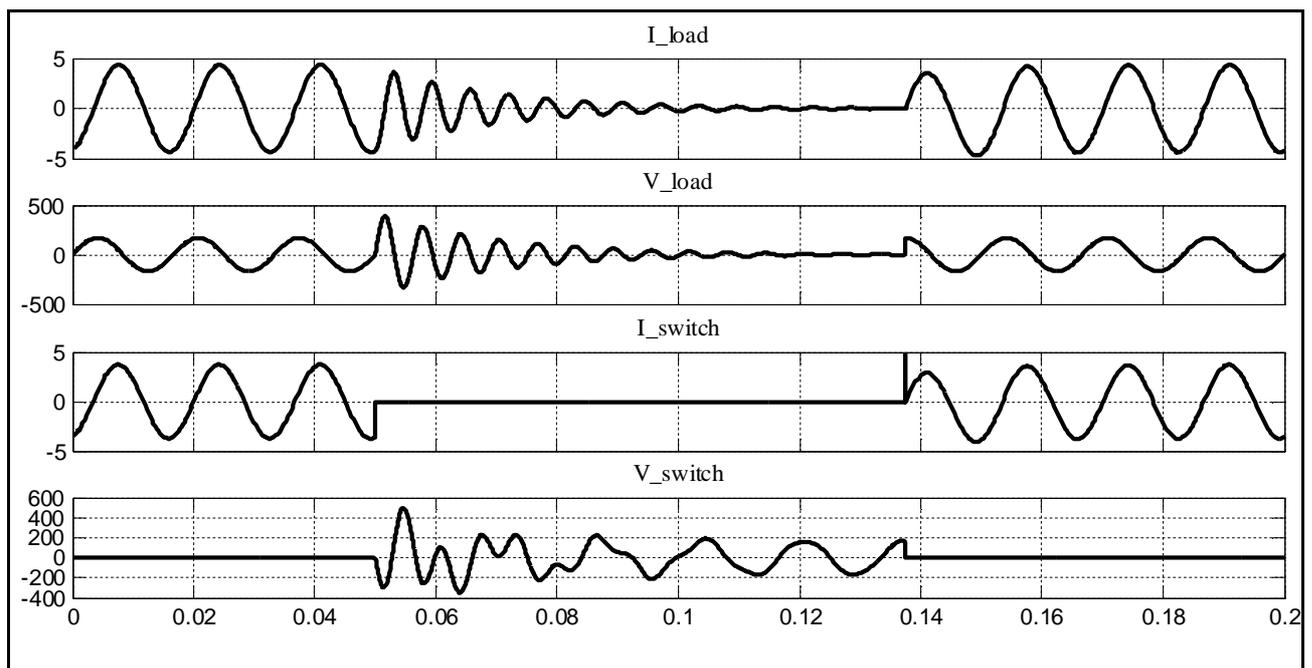
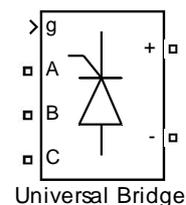


Рисунок 54 – Модель цепи переменного тока коммутируемой блоком ***Ideal Switch*** и результаты расчета

2.8 Блок *Universal Bridge*

Блок моделирует универсальный мост.

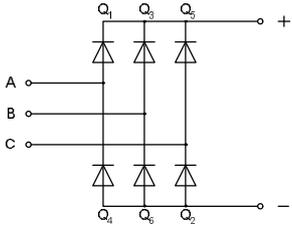
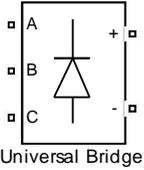
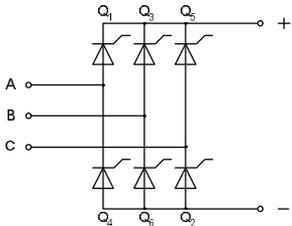
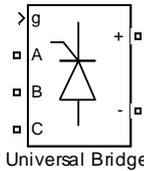
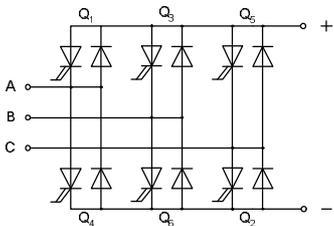
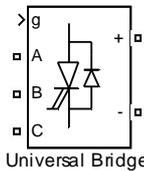
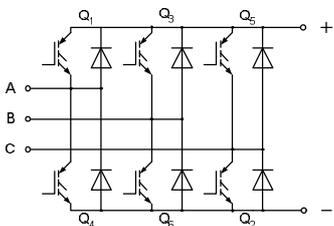
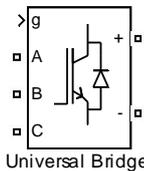
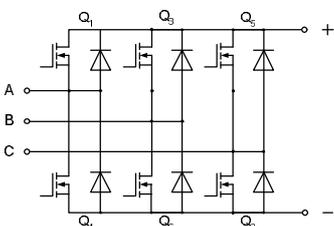
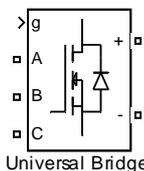
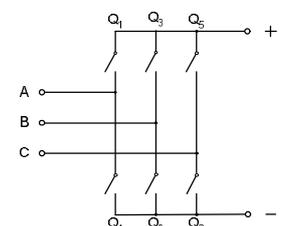
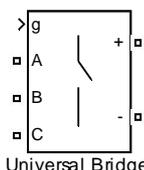
Пиктограмма



Мостовые схемы – одни из самых распространенных схмотехнических элементов преобразовательной техники. Они широко используются в выпрямителях, инверторах и других устройствах преобразования электрической энергии. Мостовые схемы строятся на базе различных полупроводниковых элемен-

тов и отличаются числом фаз.

Таблица 2 – Принципиальные схемы мостовых схем реализуемых блоком **Universal Bridge** (для трехфазного варианта)

Принципиальная схема	Обозначение блока
<p style="text-align: center;">1</p> 	<p style="text-align: center;">2</p>  <p style="text-align: center;">Diodes</p>
	 <p style="text-align: center;">Thyristors</p>
	 <p style="text-align: center;">GTO/Diodes</p>
	 <p style="text-align: center;">IGBT/Diodes</p>
	 <p style="text-align: center;">MOSFET/Diodes</p>
	 <p style="text-align: center;">Ideal Switches</p>

Модель универсального моста позволяет выбирать количество плеч моста (от 1 до 3), вид полупроводниковых приборов (диоды, тиристоры, идеальные ключи, а также полностью управляемые тиристоры, **IGBT** и **MOSFET** транзисторы, шунтированные обратными диодами).

В зависимости от варианта выбранных полупроводниковых элементов моста, внешний вид блока может быть различным, как показано в таблице 2.

Электрические схемы блоков в трехфазном варианте (как наиболее сложном) для различных видов элементов приведены в той же таблице 2.

В модели можно также выбрать вид зажимов А, В и С (входные или выходные).

Первый вариант применяется для моделирования выпрямительных схем, второй – для инверторных.

Окно задания параметров модели универсального моста в зависимости от выбора полупроводниковых приборов составляющих мост несколько изменяется, рисунки 55, 56 и 57, соответственно.

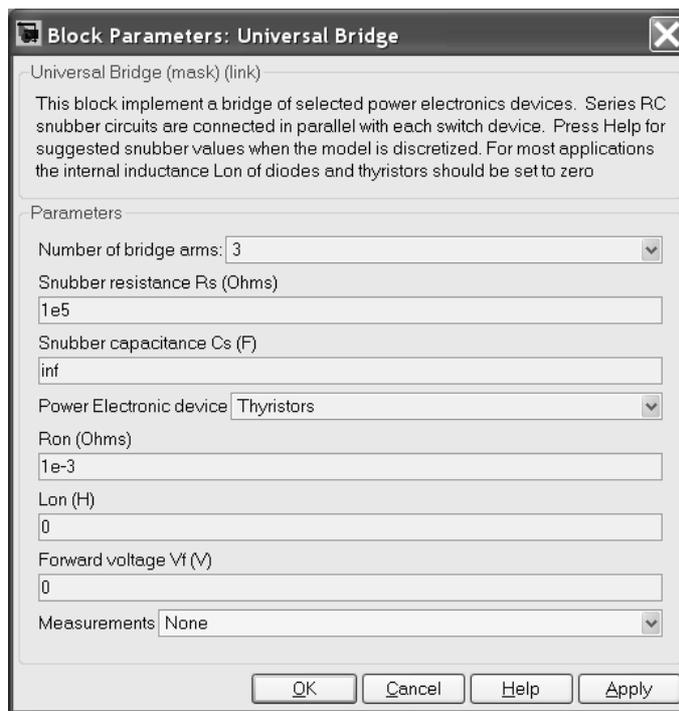


Рисунок 55 – Окно задания параметров блока *Universal Bridge* для диодов и тиристоров (*Diodes, Thyristors*)

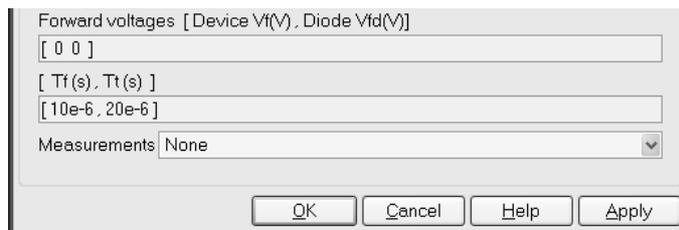


Рисунок 56 – Окно задания параметров блока для полностью управляемых тиристоров и биполярных транзисторов с изолированным затвором (*GTO/Diodes, IGBT/Diodes*)

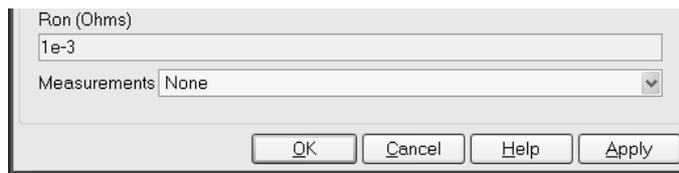


Рисунок 57 - Окно задания параметров блока для идеальных переключателей и полевых транзисторов с изолированным затвором (*Ideal Switches, MOSFET/Diodes*)

Параметры блока:

Number of bridge arms: [Число плеч моста]. Выбирается из списка: 1, 2 или 3.

Port configuration: [Конфигурация портов]. Параметр определяет, какие зажимы порта будут входными, а какие - выходными.

Значение параметра выбирается из списка:

ABC as input terminals - зажимы А, В и С являются входными,

ABC as output terminals - зажимы А, В и С являются выходными.

Snubber resistance Rs (Ohm): [Сопротивление демпфирующей цепи (Ом)].

Snubber capacitance Cs (F): [Емкость демпфирующей цепи (Ф)]. Емкость демпфера устанавливается равной 0, чтобы устранить влияние демпфирующей цепи, и равной **inf**, чтобы получать чисто активную демпфирующую цепь, состоящую из одного сопротивления **Rs**.

Power Electronic device: [Вид полупроводниковых устройств моста]. Значение параметра выбирается из списка:

Diodes - диоды,

Thyristors - тиристоры,

GTO/Diodes - полностью управляемые тиристоры, шунтированные обратными диодами,

MOSFET/Diodes - MOSFET- транзисторы, шунтированные обратными диодами,

IGBT/Diodes - IGBT-транзисторы, шунтированные обратными диодами,

Ideal Switches - идеальные ключи.

Measurements: [Измеряемые переменные]. Параметр позволяет выбрать, передаваемые в блок **Multimeter**, переменные, которые затем можно увидеть с помощью блока **Scope**. Значения параметра выбираются из списка:

None - нет переменных для отображения,

Device voltages - напряжения на полупроводниковых устройствах,

Device currents - токи полупроводниковых устройств,

UAB UBC UCA UDC voltages - напряжения на зажимах моста.

All voltages and currents - все напряжения и токи моста.

Отображаемым сигналам в блоке **Multimeter** присваиваются метки:

Usw1, Usw2, Usw3, Usw4, Usw5, Usw6 - напряжения ключей,

Isw1, Isw2, Isw3, Isw4, Isw5, Isw6 - токи ключей,

Uab, Ubc, Uca, Udc - напряжения на зажимах моста.

Кроме приведенных выше параметров, в окне диалога задаются параметры и для выбранных полупроводниковых приборов:

Ron (Ohm): [Сопротивление во включенном состоянии (Ом)];

Lon (H): [Индуктивность во включенном состоянии (Гн)];

Forward voltage U_f (V): [Падение напряжения в прямом направлении (В)]. Этот параметр доступен только, когда выбрано силовое электронное устройство в виде диодов или тиристоров;

Forward voltages [Device $V_f(V)$, Diode $V_{fd}(V)$]: [Падения напряжения в прямом направлении на силовом элементе и диоде (В)]. Этот параметр доступен, когда выбрано силовое электронное устройство - **GTO/Diodes** или **IGBT/Diodes**;

[T_f (s), T_t (s)] [**T_f (s)** - Время спада тока до уровня 0,1 от тока в момент выключения (с)], [**T_t (s)** - Время затягивания (с)]. Время, за которое ток уменьшится до нуля от уровня 0,1 тока в момент выключения;

Модель моста является нелинейной, поэтому для ее работы лучше использовать дискретные решатели. В этих случаях параметры демпферной цепи выбираются по формулам

$$R_s > 2 \frac{T_s}{C_s}, C_s < \frac{P_n}{1000 \cdot (2\pi f) V_n^2}, \quad (2)$$

где P_n - номинальная мощность одной фазы выпрямителя (ВА);

V_n - номинальное линейное напряжение (В);

f - частота сети (Гц);

T_s - время шага моделирования (с). Параметр дискретизации.

Выбор данных параметров гарантирует устойчивое решение. Но, следует учесть, что значения демпфирующих параметров при этом могут отличаться от реальных значений в физической цепи.

Пример использования блока **Universal Bridge**

На рисунке 58 показана схема трехфазного автономного инвертора со звеном постоянного тока. В ней, переменный ток частотой 60 Гц, преобразуется в постоянный, а затем из него с помощью широтно-импульсного метода формируется трехфазное напряжение частотой 50 Гц.

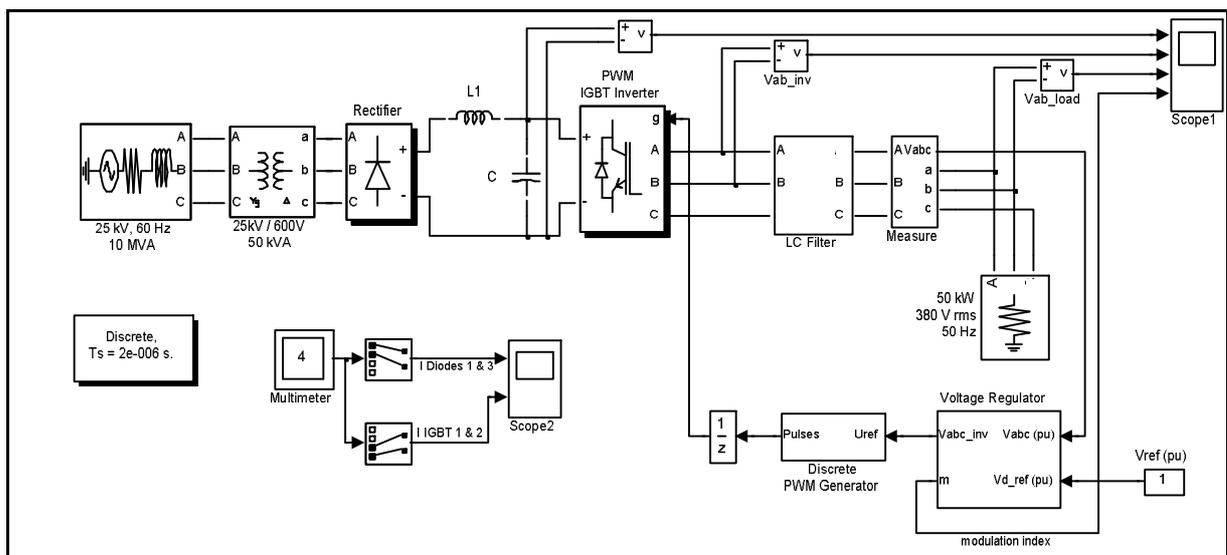


Рисунок 58 – Модель широтно-импульсного инвертора

Источник переменного тока с параметрами 25 кВ, 10 МВА, 60 Гц подключен к понижающему трансформатору 25 кВ/600 В, мощностью 50 кВА. Напряжение с выходных обмоток трансформатора подается на трехфазный мосто-

вой выпрямитель выполненный на диодах. Постоянное напряжение на его выходе сглаживается LC фильтром и поступает на мост, собранный на IGBT транзисторах. Мост представляет собой инвертор использующий широтно-импульсную модуляцию для формирования синусоидального напряжения частотой 50 Гц..

Для поддержания напряжения на нагрузке равным 380 В использован регулятор. Первый выход напряжения регулятора является вектором, содержащим три широтно-модулированных сигнала, которые используются для управления транзисторами мостового инвертора. На втором выходе формируется индекс модуляции.

Блок **Multimeter** использован, чтобы наблюдать токи диодного моста и токи IGBT транзисторов. На осциллограмме представлены по два из шести токов.

Результаты моделирования электрического режима нагрузки показаны на рисунке 59, а графики токов силовых элементов даны на рисунке 60.

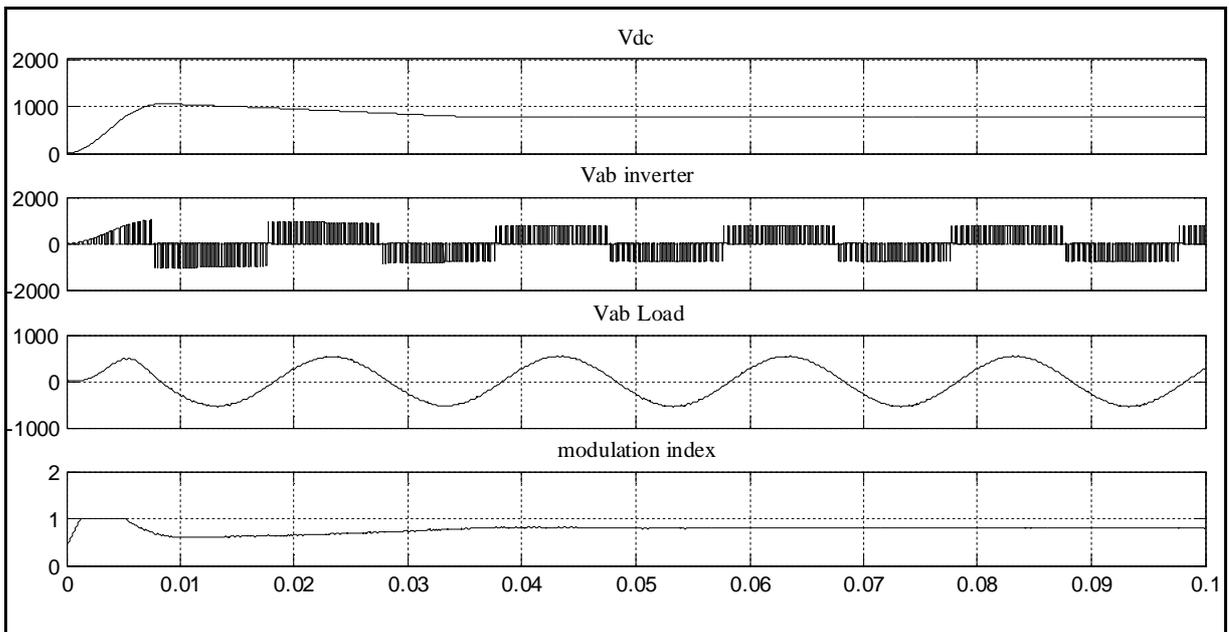


Рисунок 59 – Результаты моделирования электрического режима нагрузки

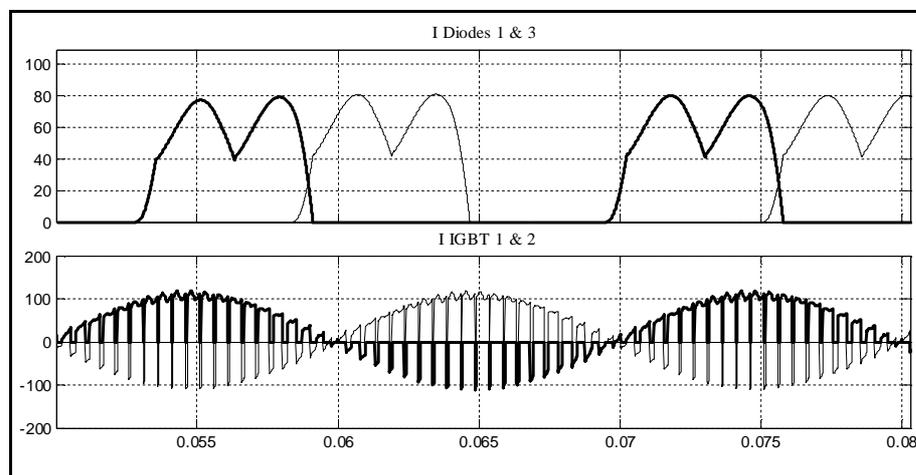


Рисунок 60 – Токи в силовых элементах схемы

2.9 Контрольные вопросы

- 1 Что такое библиотека **Power Electronics** и для чего она используется?
- 2 Какие основные элементы входят в библиотеку **Power Electronics**?
- 3 Каковы особенности моделирования полупроводникового диода блоком **Diode**?
- 4 В чем различие и общность между моделями тиристора представленными блоками **Thyristor** и **Detailed Thyristor**?
- 5 Что такое биполярный транзистор с изолированным затвором (**IGBT**) и как он смоделирован соответствующим блоком?
- 6 Какие характеристики полевого транзистора моделирует блок **MOSFET**?
- 7 Кокой элемент моделирует блок **Ideal Switch** и в каких случаях, по Вашему мнению, следует его использовать в схемах?
- 8 Опишите блок **Universal Bridge**, какие варианты мостовых схем он описывает?
- 9 Как задавать тип решателя и время моделирования при работе с пакетом **Simulink**?
- 10 Какие блоки существуют для вывода и визуализации информации получаемой в процессе моделирования?

3 Моделирование схем выпрямления переменного синусоидального напряжения

Под выпрямлением понимается преобразование переменного тока в постоянный. Сущность выпрямления заключается в сохранении неизменным направления протекания тока в нагрузке вне зависимости от полярности' приложенного напряжения. Устройства, которые осуществляют такое преобразование, называются выпрямителями. Как правило, выпрямитель состоит из силовых переключающих элементов с односторонней проводимостью (для этой цели в настоящее время чаще всего используют полупроводниковые диоды), трансформатора, предназначенного для преобразования переменного напряжения и электрической изоляции между входной и выходной цепями выпрямителя, и сглаживающего фильтра, уменьшающего пульсации напряжения на нагрузке. В качестве сглаживающих фильтров на выходе выпрямителя обычно используются емкостные (С-типа) и Г-образные (LC-типа) фильтры.

В зависимости от числа фаз системы электроснабжения различают однофазные и трехфазные выпрямители. Они характеризуются следующими параметрами:

- значением входного напряжения, частотой входного тока и их отклонениями;
- полной мощностью, потребляемой от входной сети;
- значением выходного напряжения;
- коэффициентом пульсаций выходного напряжения;
- значением выходного тока и его отклонением от номинального значения;
- коэффициентом полезного действия.

Коэффициент пульсаций выпрямителя принято определять как отношение двойной амплитуды переменной составляющей к постоянной составляющей выходного напряжения. Двойная амплитуда измеряется как сумма положительной и отрицательной полуволн переменной составляющей выпрямленного напряжения.

3.1 Неуправляемые выпрямители

Из большого количества схемных решений выпрямителей рассмотрим лишь наиболее часто применяемые в источниках электропитания (рисунок 61).

Однополупериодная схема выпрямителя (рисунок 61,а) используется обычно при выходной мощности до 10 Вт и в тех случаях, когда допускается сравнительно высокий коэффициент пульсаций. Достоинством схемы является минимальное число диодов, недостатком — низкая частота пульсаций, равная частоте входного тока. При наличии трансформатора имеет место недостаточное его использование и подмагничивание магнитопровода постоянным током.

Двухполупериодная схема с выводом средней точки (рисунок 61,б) используется обычно при выходной мощности до 500 Вт. Достоинством схемы является возможность применения диодов с электрически соединенными катод-

дами в виде диодных сборок, а также возможность установки диодов на общий радиатор. К недостаткам следует отнести усложнение конструкции трансформатора из-за вывода средней точки вторичной обмотки трансформатора и повышенное обратное напряжение на диодах.

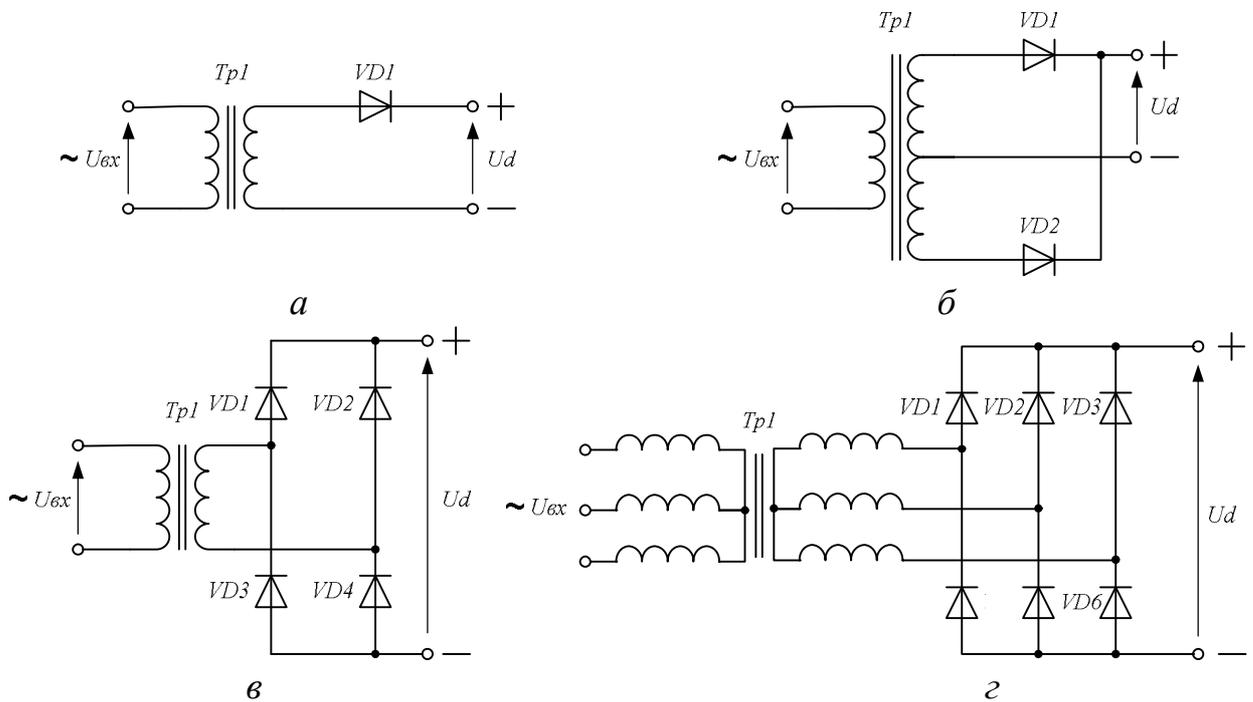
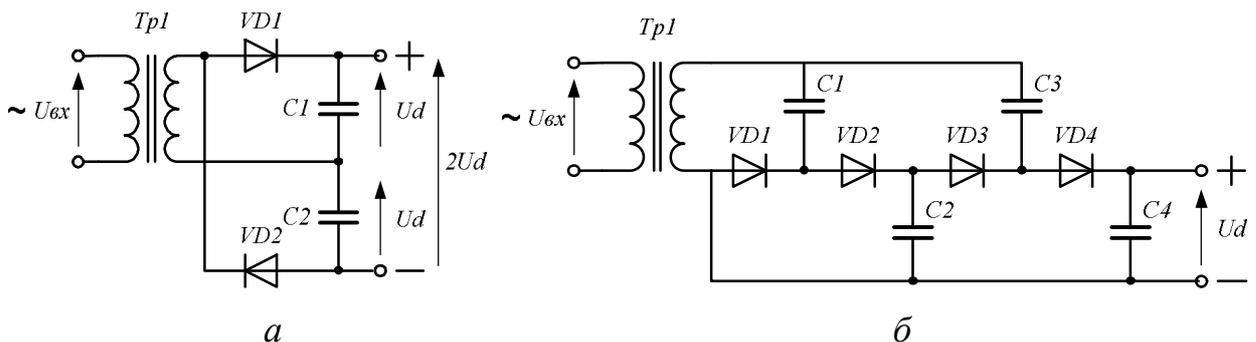


Рисунок 61 - Основные схемы выпрямителей



а – схема удвоения напряжения, б – схема учетверения напряжения

Рисунок 62 – Схемы умножителей напряжения

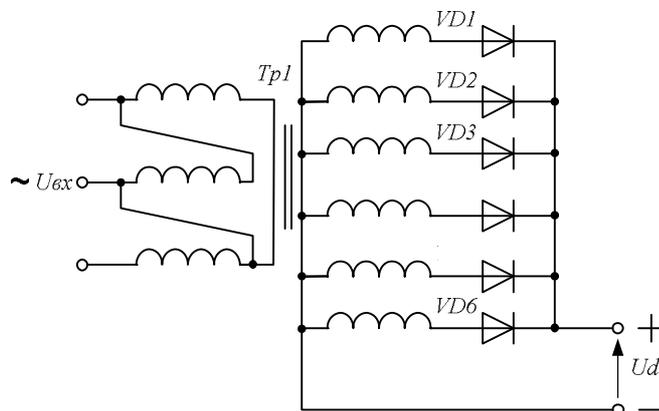


Рисунок 63 – Шестифазная однокатная схема выпрямления

Мостовая однофазная схема (рисунок 61,в) используется в широком диа-

пазоне выходных мощностей (обычно более 300 Вт). Достоинством схемы является повышенная частота пульсаций, низкое обратное напряжение на диодах, возможность работы без трансформатора. Недостатком схемы является повышенное падение напряжения на диодах и необходимость применения изолирующих прокладок при установке диодов на один радиатор.

Мостовая трехфазная схема (рисунок 61,г) обладает высоким коэффициентом использования мощности трансформатора, малым значением обратного напряжения на диоде, повышенной частотой пульсаций выпрямленного напряжения. Схема используется в широком диапазоне выходных мощностей и выпрямленных напряжений. Соединение вторичной обмотки трансформатора звездой позволяет избежать появления уравнивающих токов при асимметрии фазных напряжений. Схема может применяться без трансформатора.

В устройствах высокого напряжения применяются схемы выпрямителей по рисунку 61,а-г, а также схемы с диодно-конденсаторными умножителями напряжения (рисунок 62). Трансформатор в такой схеме используется как промежуточное звено и выполняет функцию предварительного повышения напряжения. Массогабаритные характеристики высоковольтных выпрямителей оказывают существенное влияние на характеристики высоковольтных источников электропитания, так как кроме преобразования напряжения выпрямитель должен обеспечить электрическую изоляцию высоковольтных и низковольтных цепей. В зависимости от значения выходного напряжения и выходной мощности трансформаторно-выпрямительные модули занимают от 30 до 60 % массы и объема высоковольтных источников электропитания.

Шестифазная однотактная схема (рисунок 63) применяется для получения низких напряжений (менее 10 В) при токах нагрузки до сотен ампер. Первичная обмотка трансформатора должна быть соединена в треугольник для исключения вынужденного намагничивания магнитопровода. Пульсации выходного напряжения в этой схеме такие же, как в трехфазной мостовой, но трансформатор должен быть рассчитан на более высокую габаритную мощность. Целесообразность применения схемы для низких напряжений объясняется тем, что падение напряжения на диодах в каждом такте работы в 2 раза меньше по сравнению с трехфазной мостовой схемой.

3.1.1 Общие положения, основные принципы работы выпрямителей, сглаживающие фильтры

Простейшим выпрямителем может служить обычный, полупроводниковый диод, включаемый последовательно с нагрузкой в цепь переменного тока (рисунок 61,а). В этом случае нелинейность вольтамперной характеристики диода обуславливает протекание тока в цепи нагрузки только в одном направлении.

При воздействии напряжения положительной полярности («+» приложен к аноду диода, как показано на рисунке 61,а) диод открывается, падение напряжения на нем мало по сравнению с питающим напряжением, а через нагрузку протекает ток, определяемый напряжением питания и сопротивлением нагрузки. При воздействии питающего напряжения обратной полярности диод закры-

вается, и ток в нагрузку не поступает.

Таким образом, напряжение на выходе рассматриваемого выпрямителя имеет вид однополярных импульсов, форма которых практически повторяет форму положительной волны питающего напряжения переменного тока.

Подобные выпрямители получили название "однополупериодных". Их, использование ограничено областью вспомогательных маломощных источников постоянного тока, так как они характеризуются плохим использованием силового трансформатора и выходного сглаживающего фильтра.

Схема на рисунке 61,б относится к двухполупериодным (двухтактным) выпрямительным схемам, в которых ток по цепи нагрузки протекает в течение обоих полупериодов питающего напряжения переменного тока. Выпрямители подобного типа, получили в литературе название выпрямителей с выводом нулевой точки вторичной обмотки трансформатора.

Схема на рисунке 61,в получила название мостовой выпрямительной схемы. По сравнению с выпрямителями, выполненными по схеме (рисунок 61,б), выпрямители, выполненные по "мостовой схеме, содержат вдвое большее количество выпрямительных диодов и характеризуются большими потерями мощности в них, однако позволяют использовать диоды с вдвое меньшим допустимым обратным напряжением. Кроме того, мостовая выпрямительная схема характеризуется лучшим использованием трансформатора вследствие того, что ток в его вторичной обмотке протекает в течение обоих рабочих полупериодов. В выпрямителях, выполненных по схеме с выводом нулевой точки вторичной обмотки трансформатора, ток нагрузки протекает поочередно через две идентичные полуобмотки, каждая из которых при прочих равных условиях содержит столько же витков, сколько их содержит вся вторичная обмотка трансформатора в мостовой выпрямительной схеме. Выпрямители, выполненные по мостовой схеме, принципиально могут подключаться к сети переменного тока и без трансформатора. Такое включение используется в тех случаях, когда не требуется электрической изоляции цепи нагрузки выпрямителя от питающей сети, а выходное напряжение выпрямителя определяется только напряжением питания.

Схемами с умножением напряжения называются такие выпрямительные схемы, в которых выходное напряжение в 2 - 4 раза или более превышает значение напряжения на вторичной обмотке высоковольтного трансформатора. В качестве дополнительных источников э.д.с, предназначенных для увеличения выходного напряжения, в таких схемах используют конденсаторы, периодически заряжаемые, при помощи полупроводниковых диодов.

На рисунке 62,а приведена схема однофазного выпрямителя с удвоением напряжения, состоящая из двух однофазных выпрямительных схем с диодами VD1 и VD2Д и конденсаторами С1 и С2. Оба этих выпрямителя соединены между собой последовательно, и их суммарное напряжение прикладывается к нагрузке. Напряжение на каждом из конденсаторов фильтра С1 и С2 примерно равно напряжению на выходной обмотке трансформатора Тр1, а напряжение на нагрузке вдвое превышает последнее за счет суммирования напряжений на указанных конденсаторах.

Работа выпрямителя в существенной мере определяется характером его нагрузки. При этом имеют место различные формы тока в зависимости от характера нагрузки. Активная нагрузка источника электропитания встречается редко и обычно реализуется при отсутствии фильтра. Примером может служить нагреватель электровакуумного прибора.

Чаще нагрузка является активно-емкостной или активно-индуктивной. К активно-емкостной нагрузке можно отнести электронно-лучевые трубки, электровакуумные приборы, вычислительные устройства и др. Активно-индуктивная нагрузка создается фильтром, начинающимся с дросселя, а при отсутствии фильтра такой нагрузкой являются технологические установки электронной техники, электромагнитные механизмы, электродвигатели и др.

Рассмотрим два варианта широко распространенной в источниках электропитания схемы выпрямления - двухполупериодной с выводом средней точки для RC и RL нагрузки.

В схеме с выводом средней точки при работе на активно-емкостную нагрузку (RC) (рисунок 64,а) выходное напряжение $U_{вых}$ имеет пилообразную форму, а форма токов i_{21} и i_{22} через диоды близка к косинусоидальной.

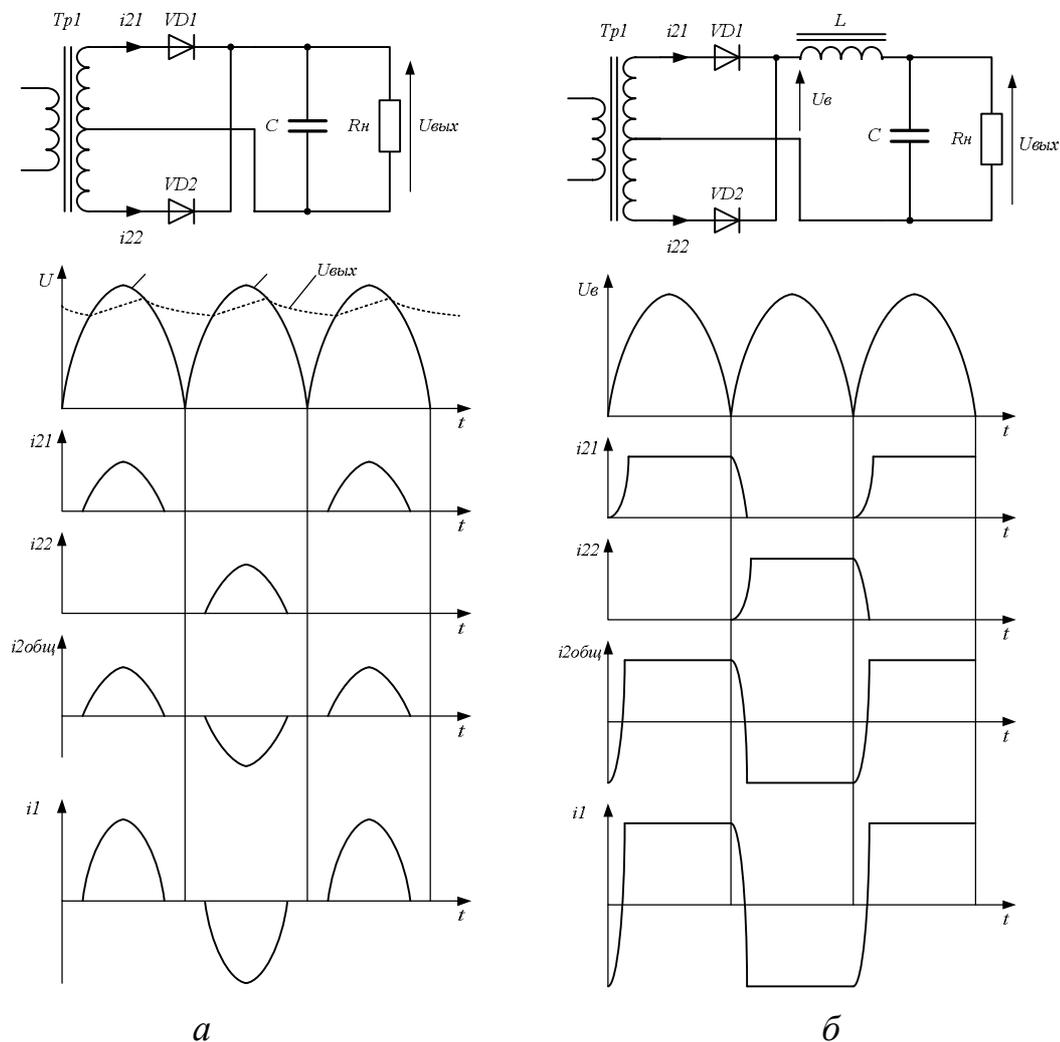


Рисунок 64 - Схема с выводом средней точки (а) и диаграммы ее работы на активно-емкостную нагрузку, схема с выводом средней точки (б) и диаграммы ее работы на индуктивно-емкостную нагрузку

В общем токе двух вторичных полуобмоток $i_{2общ} = i_{21} - i_{22}$ отсутствует постоянная составляющая, поэтому ток i_1 первичной обмотки совпадает по форме с током $i_{2общ}$, а превышение амплитуды тока первичной обмотки над амплитудой общего тока определяется коэффициентом трансформации n .

Токи i_{21} и i_{22} во времени не перекрываются, поэтому действующее значение тока I_1 первичной обмотки

$$I_1 = n\sqrt{2} \cdot I_d. \quad (3)$$

Габаритная мощность $P_{габ}$ трансформатора для рассматриваемой схемы

$$P_{габ} = 0,5(n\sqrt{2} \cdot I_d \cdot U_2 / n + 2I_d \cdot U_2) = 1,7I_d \cdot U_2 \approx 2 \cdot P_{вых}, \quad (4)$$

где U_2 - напряжение на вторичной полуобмотке трансформатора;
 $P_{вых}$ - выходная мощность выпрямителя.

Отсюда видно, что габаритная мощность превышает выходную примерно в 2 раза. Амплитуда обратного напряжения на каждом диоде в 2 раза превышает амплитуду напряжения на вторичной полуобмотке трансформатора.

При активно-индуктивной нагрузке в схеме с выводом средней точки (рисунок 64,б) выходное напряжение $U_{вых}$ имеет форму огибающей положительных значений напряжений вторичных полуобмоток. Токи вторичных полуобмоток i_{21} и i_{22} по форме близки к прямоугольникам, а их общий ток $i_{2общ}$, имеет форму меандра. По форме ток первичной обмотки i_1 совпадает с током $i_{2общ}$, а по значению отличается от него в n раз. Действующее значение тока первичной обмотки

$$I_1 = n\sqrt{2} \cdot I_d = n \cdot I_{вых}, \quad (5)$$

где $I_{вых}$ - выходной ток (ток в нагрузке) выпрямителя.

Габаритная мощность трансформатора

$$P_{габ} = 0,5(I_1 \cdot U_1 + 2I_d \cdot U_2) = 1,2I_{вых} \cdot U_2 \approx 1,34 \cdot P_{вых} \quad (6)$$

Таким образом, в схеме с активно-индуктивной нагрузкой трансформатор используется лучше, чем в схеме с активно-емкостной нагрузкой. Это объясняется тем, что индуктивность, обладающая значительным сопротивлением для переменной составляющей тока, включается последовательно на определенную часть периода в цепь каждой фазы и уменьшает значение переменной составляющей.

К недостаткам схем на рисунке 64 следует отнести необходимость выполнения вторичных обмоток трансформатора симметричными. При асимметрии обмоток в выпрямленном напряжении возникает составляющая пульсаций с частотой выпрямляемой сети.

В силовых выпрямителях большое распространения получили трехфазные схемы. Мостовые варианты этих схем носят название – схем Ларионова и характеризуются малыми пульсациями выходного напряжения, даже без применения сглаживающих фильтров.

Сглаживающие фильтры применяются для снижения переменной составляющей выпрямленного напряжения. Они включаются между выпрямителем и нагрузкой.

Наибольшее распространение получили RC и LC-фильтры с двумя компонентами, включенными по Г-образной схеме (рисунок 65,а, б). Последова-

тельный компонент (L или R) обладает большим сопротивлением переменному току, а параллельный компонент (C) - малым сопротивлением переменному току. Недостатком резисторов в схемах сглаживающих фильтров является большая потеря мощности постоянного тока.

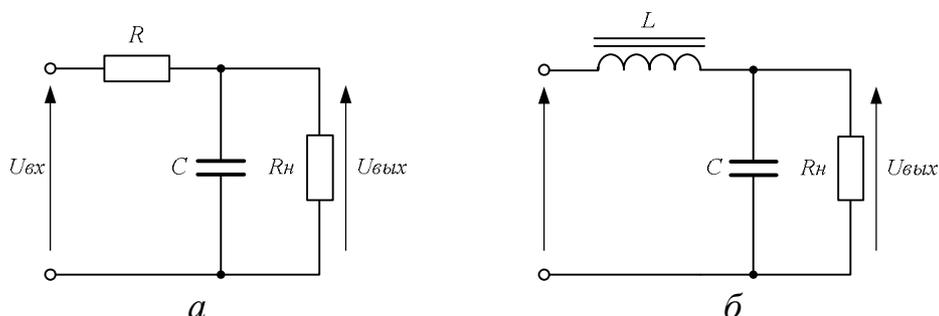


Рисунок 65 - Активно-емкостный (а) и индуктивно-емкостный (б) фильтры

Одним из основных показателей фильтра является коэффициент сглаживания пульсаций, равный отношению коэффициента пульсаций $k_{пвх}$ на входе фильтра к коэффициенту пульсаций $k_{пвых}$. На выходе фильтра:

$$q = \frac{k_{пвх}}{k_{пвых}}, \quad (7)$$

где $k_{пвх} = U_{вх.пер} / U_{вх.пост}$, $k_{пвых} = U_{вых.пер} / U_{вых.пост}$;

$U_{вх.пер}$, $U_{вх.пост}$ - переменная и постоянная составляющие входного напряжения фильтра;

$U_{вых.пер}$, $U_{вых.пост}$ - переменная и постоянная составляющие выходного напряжения фильтра.

Резонансная частота фильтра ω_p определяется зависимостью

$$\omega_p = \frac{1}{\sqrt{LC}}, \quad (8)$$

и должна быть существенно меньше частоты первой гармоники пульсаций. Отсюда следует, что частоты переменных составляющих входного напряжения фильтра должны быть существенно больше его резонансной частоты.

Для LC-фильтра параметры выбираются так

$$C \gg \frac{1}{k \cdot \omega_n \cdot R_n}, \quad (9)$$

где k – номер гармоники;

ω_n - основная частота пульсаций (частота первой гармоники пульсаций);

R_n – сопротивление нагрузки выпрямителя.

Индуктивность дросселя фильтра L выбирается исходя из требуемого коэффициента сглаживания пульсаций на заданной гармонике q_k

$$L \approx \frac{q_k + 1}{k^2 \cdot \omega_n^2 \cdot C}. \quad (10)$$

Для RC-фильтра параметры выбирают таким образом, чтобы обеспечить, с одной стороны минимальные потери мощности, а, с другой стороны полу-

чить заданное значение коэффициента сглаживания пульсаций.

Поэтому необходимо обеспечить

$$R \ll R_H \text{ и } C \geq \frac{Q_k}{k \cdot \omega_n \cdot R}. \quad (11)$$

Обычно RC-фильтр применяют в схемах с большим сопротивлением R_H . При больших токах нагрузки, когда сопротивление R_H мало, применяется LC-фильтр.

3.1.2 Моделирование трехфазного неуправляемого выпрямителя

Рассмотрим в качестве примера модель трехфазного неуправляемого выпрямителя выполненного по схеме Ларионова (трехфазная мостовая схема). Пусть выпрямитель будет снабжен LC-фильтрами для сглаживания пульсаций выпрямленного напряжения. Принципиальная электрическая схема выпрямителя изображена на рисунке 66.

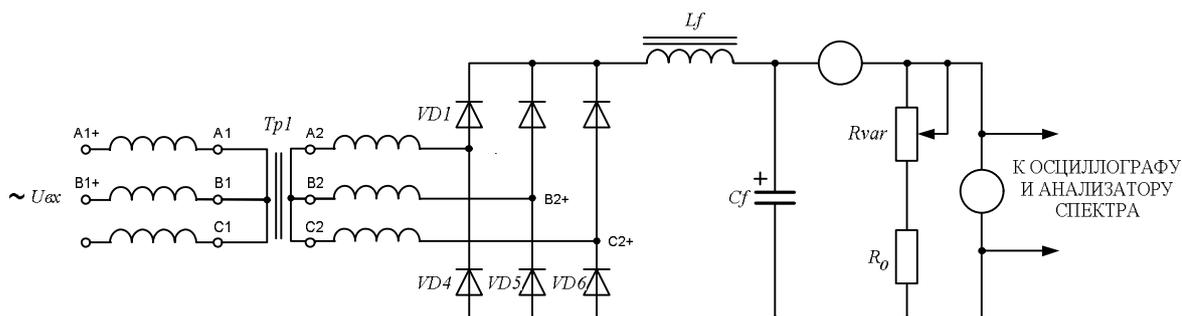


Рисунок 66 – Неуправляемый трехфазный мостовой выпрямитель

В схему входят: трехфазный трансформатор $TP1$ с шестью обмотками соединенными по схеме «звезда-звезда» и выходным линейным напряжением 380 В, частотой 50 Гц; мост из диодов $VD1-VD6$; дроссель фильтра L_f ; конденсатор фильтра C_f и нагрузка, состоящая из двух сопротивлений – R_{var} и R_o . Первое из сопротивлений – переменное. Это необходимо для изменения тока нагрузки. Второе сопротивление ограничивает максимальный ток в нагрузке для предотвращения выхода из строя выпрямительных диодов.

Создадим модель данного устройства, которая позволит нам:

- снять выходную характеристику выпрямителя, зависимость $U_d = f(I_d)$;
- измерить величину ряда высших гармоник выходного напряжения для определения величины пульсаций (как с фильтром, так и без него) при одном из значений выходного тока;
- снять осциллограммы напряжения на нагрузке (как с фильтром, так и без него);
- снять осциллограммы напряжения и тока одного из диодов моста.

Схема модели приведена на рисунке 67.

Модель состоит из источника трехфазного напряжения **Three-Phase Source**, подключенного на вход трансформатора с 6-ю обмотками. Обмотки трансформатора включены по схеме «звезда-звезда». Нейтральные точки источника и трансформатора общие.

Окна параметров источника и трансформатора показаны на рисунке 68.

Фильтр собран из элементов **Series RLC Branch**. На схеме они обозначены через L_f и C_f , соответственно. Их окна параметров даны на рисунке 69.

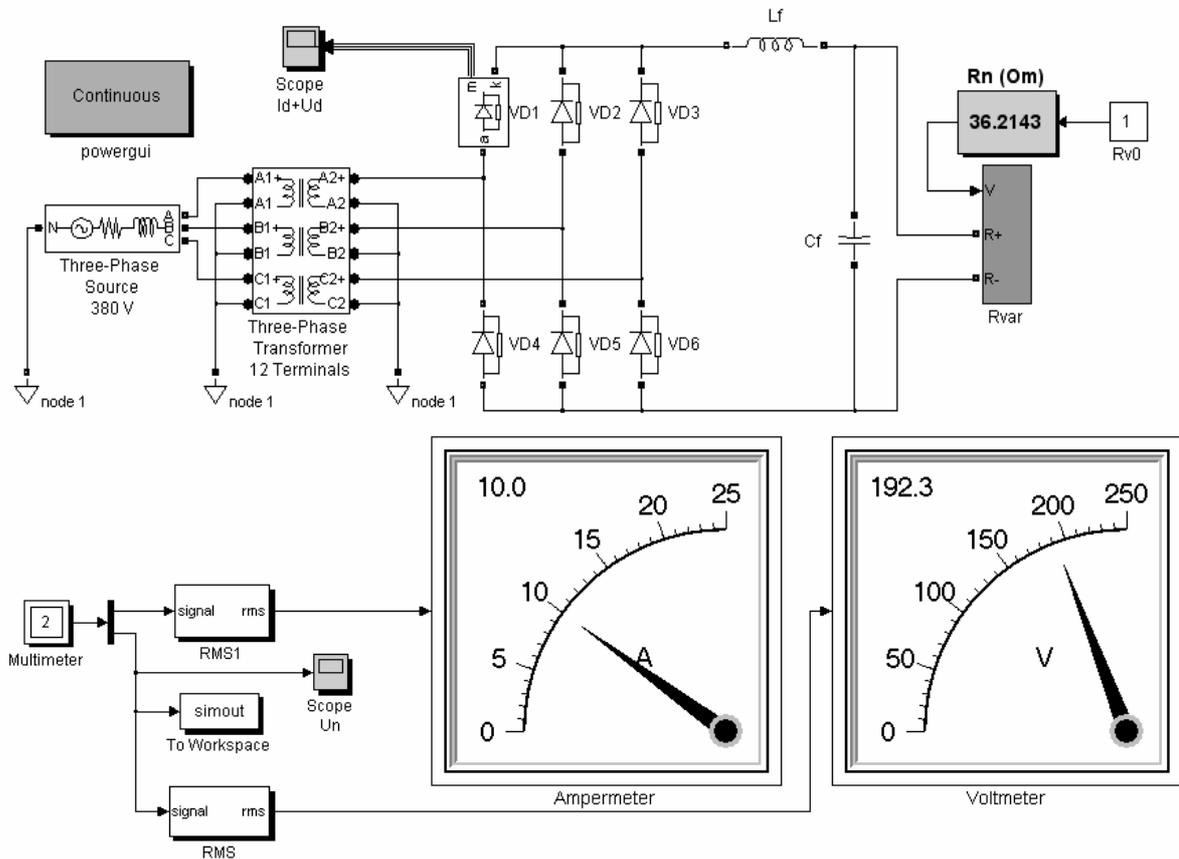
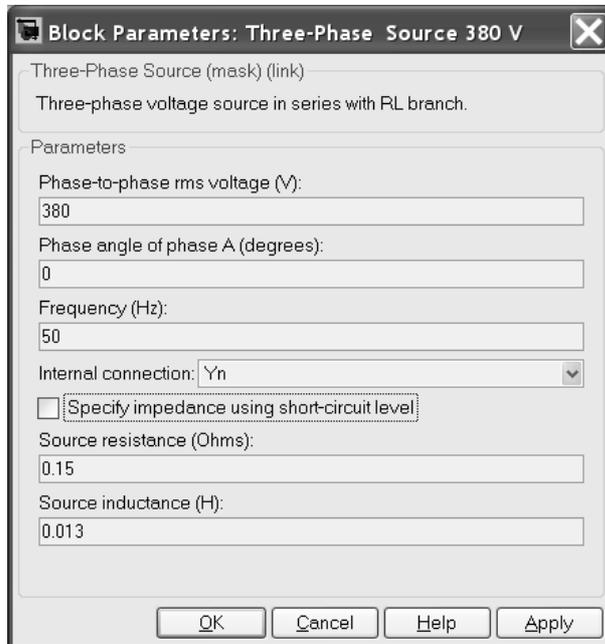
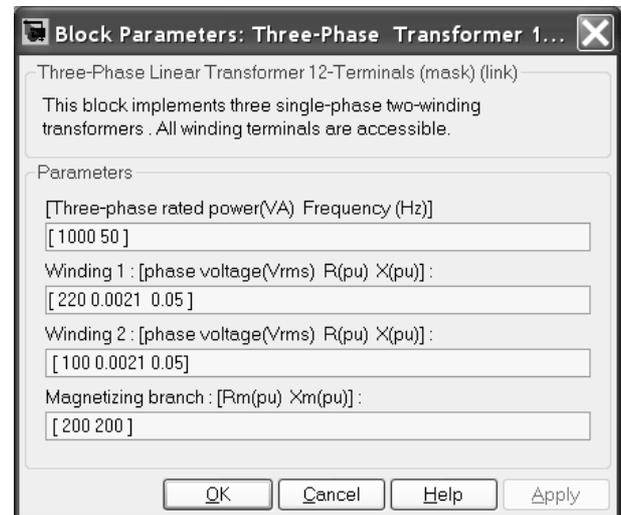


Рисунок 67 – Модель трехфазного неуправляемого выпрямителя



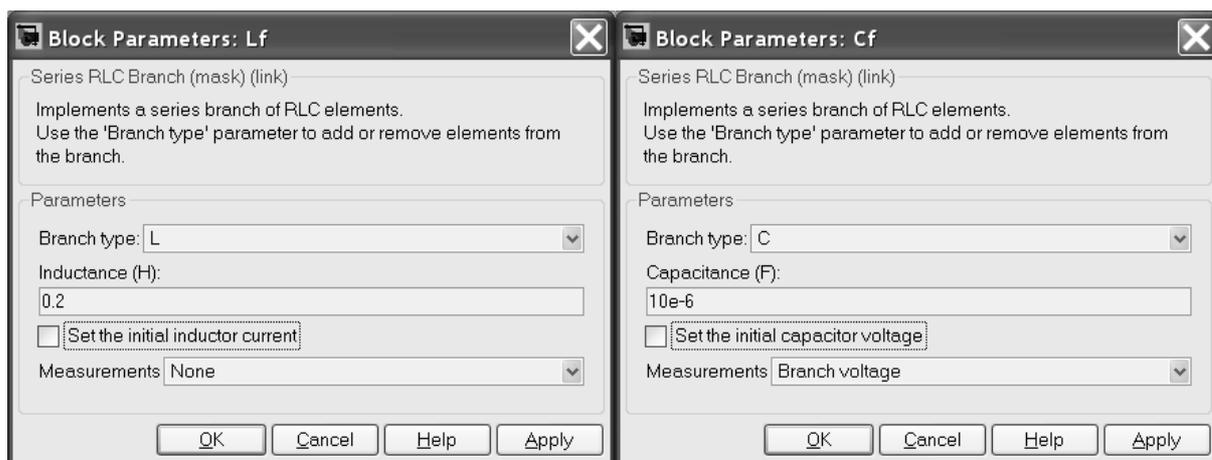
а



б

Рисунок 68 – Окна параметров: источника напряжения (а), трансформатора (б)

В качестве нагрузки включен блок **Rvar**. Этот блок является подсистемой, состоящей из нескольких элементов. Ее схема показана на рисунке 70.



а

б

Рисунок 69 – Окна параметров:
дросселя фильтра L_f (а), конденсатора фильтра (б)

Включение данного блока объясняется тем, что в пакете **SimPowerSystems** отсутствует готовый блок регулируемого внешним сигналом переменного сопротивления. Но его можно создать на основе блока **Controlled Voltage Source** (блок управляемого источника напряжения). Действительно, наличие в цепи сопротивления приводит к возникновению на нем падения напряжения U , противодействующего протекающему току I . Поэтому для создания модели переменного резистора необходимо включить в цепь управляемый источник напряжения, на вход которого будет подаваться сигнал пропорциональный протекающему по цепи току, как показано на рисунке 70.

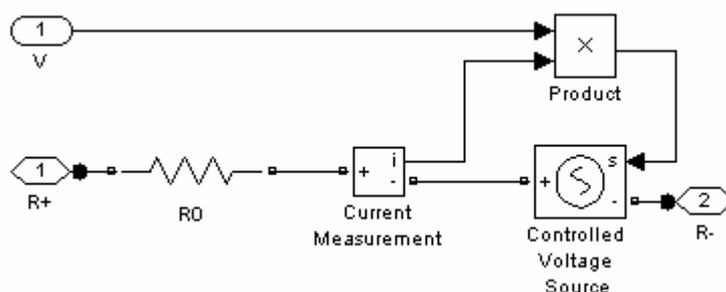


Рисунок 70 – Структура блока R_{var}

В данной схеме $U = V \cdot I$, учитывая, что согласно закону Ома $U = R \cdot I$, получаем, что

$$V = R, \quad (12)$$

где V – сигнал управления, подаваемый на вход V .

Таким образом, задавая значение параметра V , можно изменять сопротивление данного переменного резистора R_{var} .

Для предотвращения операции деления на нуль в момент включения модели необходимо ввести в схему дополнительный резистор (блок **Series RLC Branch**). Его величина может быть как угодно малой, например, в данной схеме $R_0 = 0,001 \text{ Ом}$.

С учетом наличия данного резистора, который можно рассматривать как минимальное значение сопротивления переменного резистора, величина по-

следнего составит

$$R = V + R0. \quad (13)$$

Значение $R0$ в модели может интерпретироваться как сопротивление контактного ползунка переменного резистора, которое остается неизменным при регулировании сопротивления реостата.

Сигнал управления величиной сопротивления переменного резистора подается с блока **Rn (Om)**, который представляет собой блок **Slider Gain**. Это блок обычного усилителя, но снабженный ползунковым регулятором усиления. Входная единица, поступающая на вход блока **Slider Gain (Rn (Om))** усиливается в пределах заданных в параметрах окна настройки блока. Достоинством данного блока, является возможность динамического изменения его коэффициента усиления непосредственно в процессе моделирования, без остановки вычислений. Эта особенность дает возможность осуществить создание интерактивной модели, позволяющей изменять величину сопротивления нагрузки, так, как это делается в реальных условиях работы на включенном лабораторном стенде.

Блок **Slider Gain** мы будем использовать и в других моделях. К сожалению, в программе MATLAB версии 7.2 отсутствует другая возможность организовать ручное изменение параметров системы в процессе моделирования. Такая возможность была в версии 6.5 и можно надеяться, что в дальнейших модификациях программы данная возможность будет возвращена.

Окно блока **Slider Gain** показано ниже, на рисунке 71.

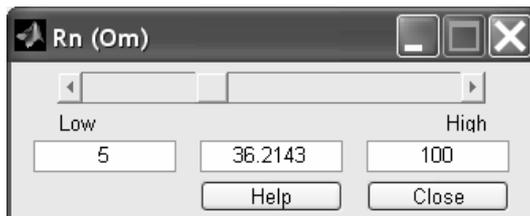


Рисунок 71 – Окно параметров блока **Slider Gain**

Значение **Low**, это минимальная величина сопротивления R_{var} (в нашем случае - 5 Ом). Значение **High** – максимальная величина сопротивления (у нас – 100 Ом).

Нижнюю часть схемы на рисунке 67 занимают измерительные и индицирующие блоки. Источником измерительного сигнала является блок **Multimeter**, часть окна которого приведено на рисунке 72.

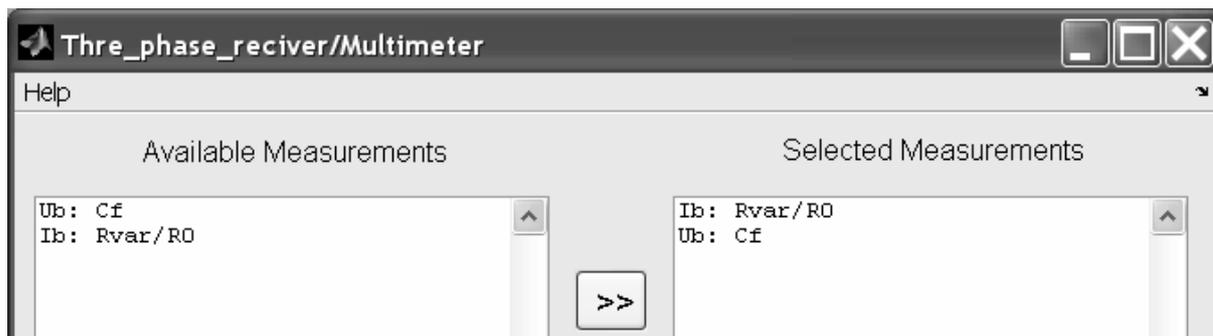


Рисунок 72 – Часть окна настроек блока **Multimeter**

Видим, что на его выходе формируется вектор из двух величин: ток в сопротивлении R_0 блока **Rvar** (ток нагрузки) и напряжение на конденсаторе C_f (напряжение на нагрузке).

Этот вектор разделяется на отдельные составляющие блоком **Demux**. Сигнал, несущий информацию о токе нагрузки через блок **RMS1** подается на индикатор **Ampermeter** (Ампермер). Блок **RMS1** (как и блок **RMS**) выполняет операцию вычисления действующего значения величины. Поскольку ток нагрузки содержит некоторую переменную составляющую, эта операция необходима.

Напряжение нагрузки из блока **Multimeter**: передается через блок **RMS** на индикатор **Voltmeter** (Вольтметр); записывается в рабочее пространство (To Workspace) программы **MATLAB** блоком **Simout**; подается на вход осциллографа **Scope Un**.

Запись в рабочее пространство программы необходима для последующего частотного анализа встроенным в систему анализатором спектра.

Настройки решателя модели, диапазон времени моделирования и другие параметры модели, необходимые для оптимального расчета устанавливаются в соответствии с рекомендациями, приведенными в нашей работе [12].

Работа модели начинается с запуска решения нажатием кнопки  в линейке инструментов программы.

Изменяя положение движка блока **Slider Gain**, задаем значение сопротивления нагрузки, которое считываем с изображения блока или непосредственно из окна настроек блока. При этом стрелки Амперметра и Вольтметра движутся, отображая значения тока и напряжения нагрузки.

Изменяя значение сопротивления нагрузки от 5 до 100 Ом, считываем показания с измерительных приборов. Полученная в результате зависимость напряжения на нагрузке выпрямителя от тока нагрузки, называемая выходной характеристикой выпрямителя приведена на рисунке 73.

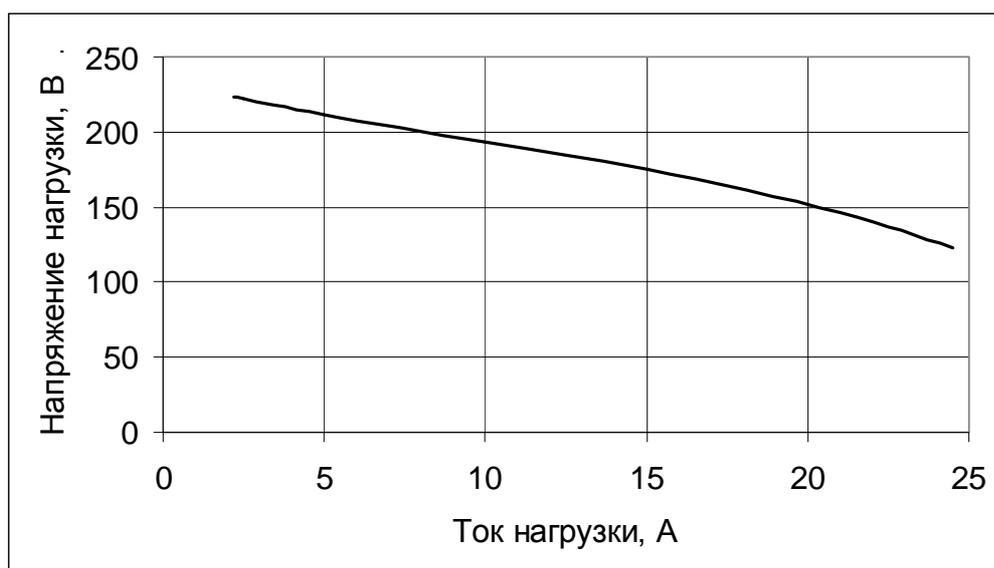


Рисунок 73 – Выходная характеристика выпрямителя

Для выяснения роли сглаживающего фильтра в выпрямителе, получим

осциллограмму выходного напряжения такого выпрямителя без фильтра. Для этого изменим схему модели так, как показано на рисунке 74.

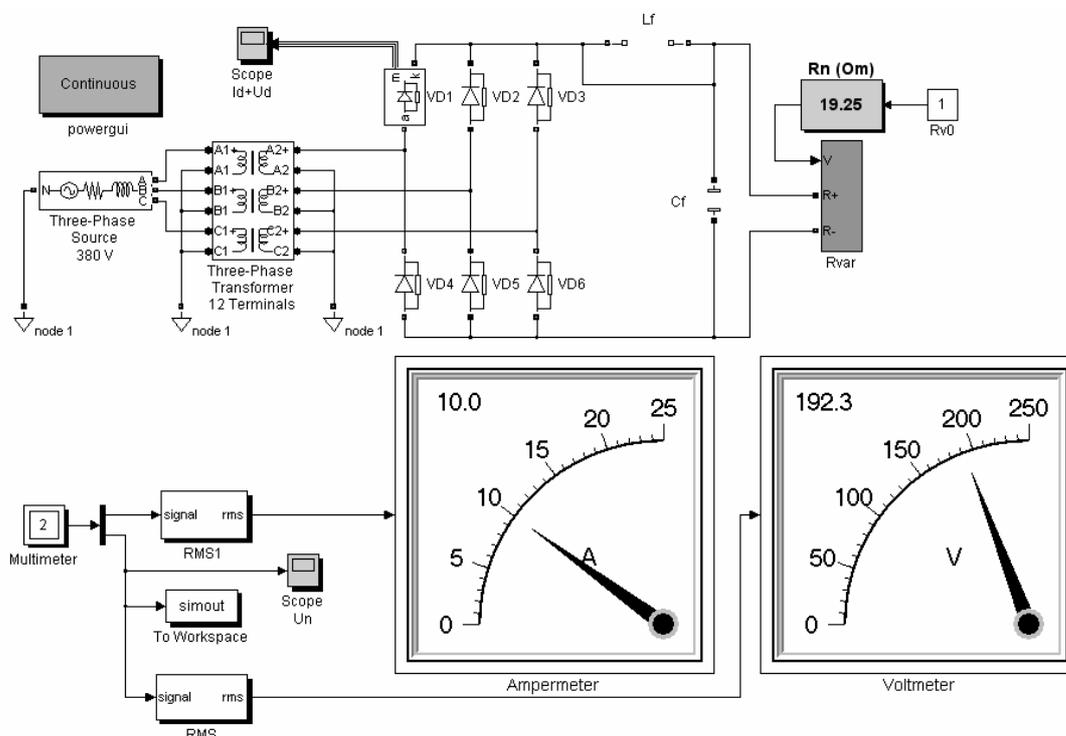


Рисунок 74 – Модель выпрямителя без фильтра

Для отключения элементов L_f и C_f , в их окнах настройки из выпадающего списка **Branch type**, выбираем - **Open circuit** (открытая цепь). Индуктивный элемент при этом, естественно следует замкнуть переключкой.

Осциллограмма выходного напряжения такого варианта выпрямителя дана на рисунке 75.

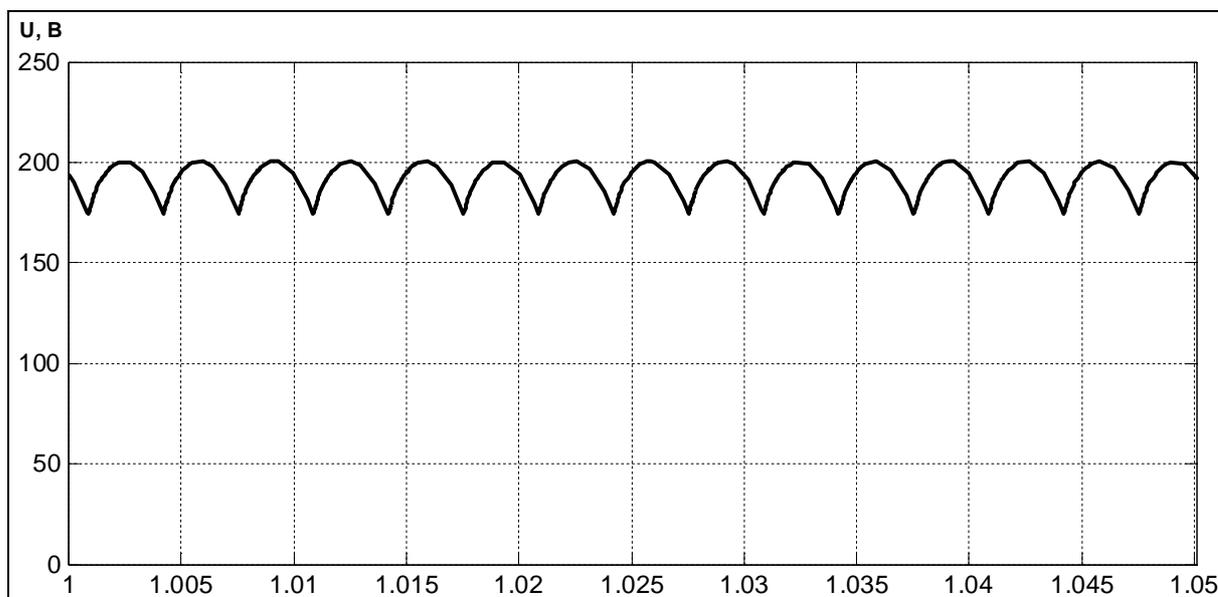


Рисунок 75 – Осциллограмма выходного напряжения выпрямителя

Видно, что, несмотря на шестипульсную схему выпрямления, пульсации выходного напряжения имеют значительную величину.

Для строгого измерения величины пульсаций необходимо провести гар-

монический анализ выходного напряжения. Для этого воспользуемся встроенной в программу возможностью и запустим блок **Powergui**. Часть его окна показано на рисунке 76.

В этом окне имеется кнопка **FFT Analysis** (Фурье -анализ).

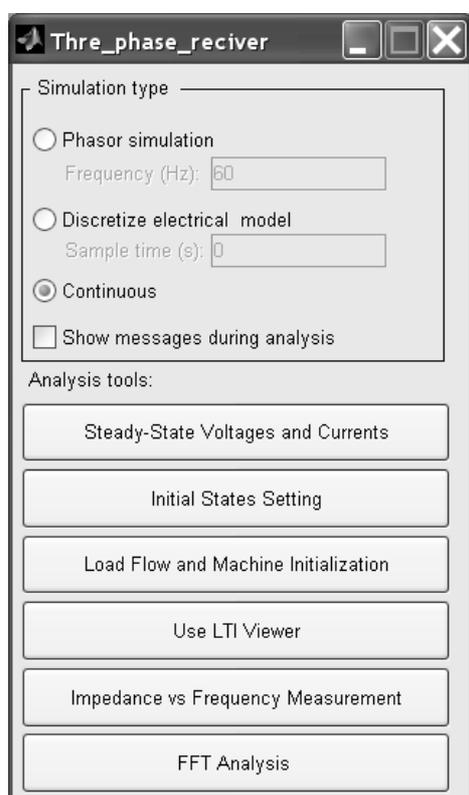


Рисунок 76 – Часть окна блока **Powergui**

При ее нажатии активизируется окно **Powergui: FFT Tools** (Инструменты частотного Фурье-анализа).

В данном окне следует указать название переменной рабочего пространства, в которой сохранен вектор выходного напряжения. В нашем случае это – **Simout**. Здесь же в окне **Fundamental frequency** (Частота основной гармоники) следует ввести значение 300. Так как при двухполупериодном выпрямлении трехфазной системы напряжений частота основной гармоники будет равна 300 Гц.

В окне **Max. frequency** (максимальная частота) следует установить значение в несколько раз большее, чтобы охватить анализом несколько высших гармоник выходного напряжения. В нашем случае введем сюда значение – 2000.

В окне **Frequency axis** (Частотная ось) укажем значение **Hertz** (Герцы).

Результаты частотного анализа могут быть выведены в форме столбчатой диаграммы

или в виде числовых значений.

Последний вариант удобнее для восприятия, поэтому в окне **Display style** (Стиль вывода показаний) укажем **List (relative to Found. or DC)**, что переводится как – Список значений относительно основной частоты или постоянной составляющей. Нажав на кнопку **Display**, внизу окна получим результат, показанный на рисунке 77 (для экономии места, изображена лишь часть данного окна).

Видим, что первая гармоника пульсаций выходного напряжения без фильтра составляет 5,34% от постоянной составляющей выходного напряжения, вторая - 1,55%, третья – 0,74%, четвертая – 0,49%, пятая – 0,24% и шестая – 0,15%.

Для получения такого результата требуется указать в поле **Number of cycles** (Число периодов) - 1. В таком случае будет анализироваться один полный период выходного напряжения, и на результат в меньшей степени будут оказывать влияние неустановившиеся режимы и случайные помехи в выходном напряжении выпрямителя.

Анализ гармоник выпрямителя с фильтром выполняем для модели показанной на рисунке 67. Осциллограмма выходного напряжения такого варианта выпрямителя дана на рисунке 78.

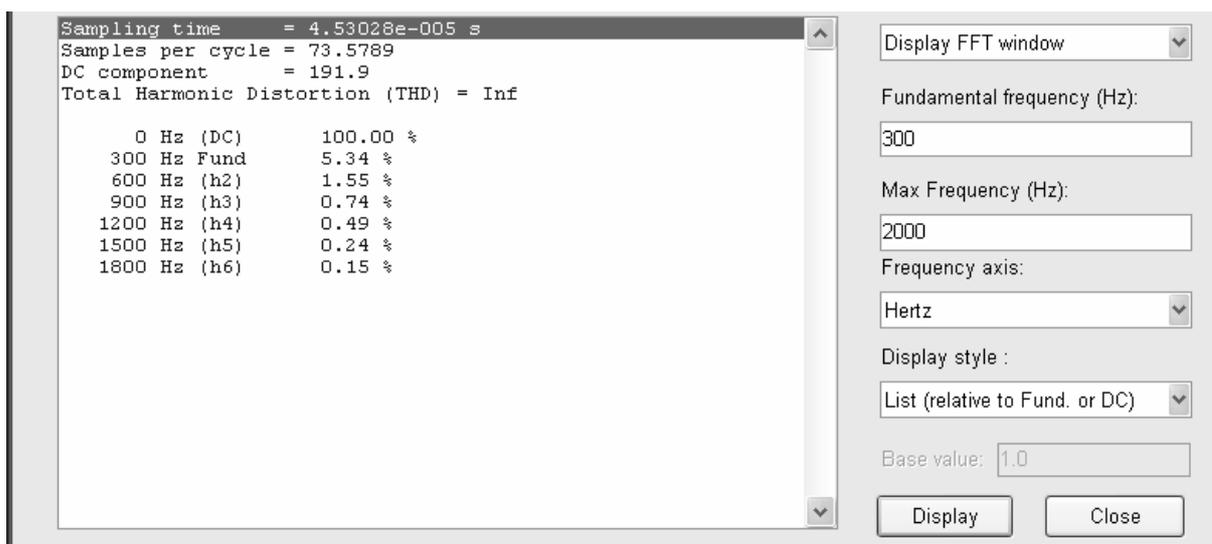


Рисунок 77 – Часть окна с результатами частного анализа выходного напряжения выпрямителя без фильтра

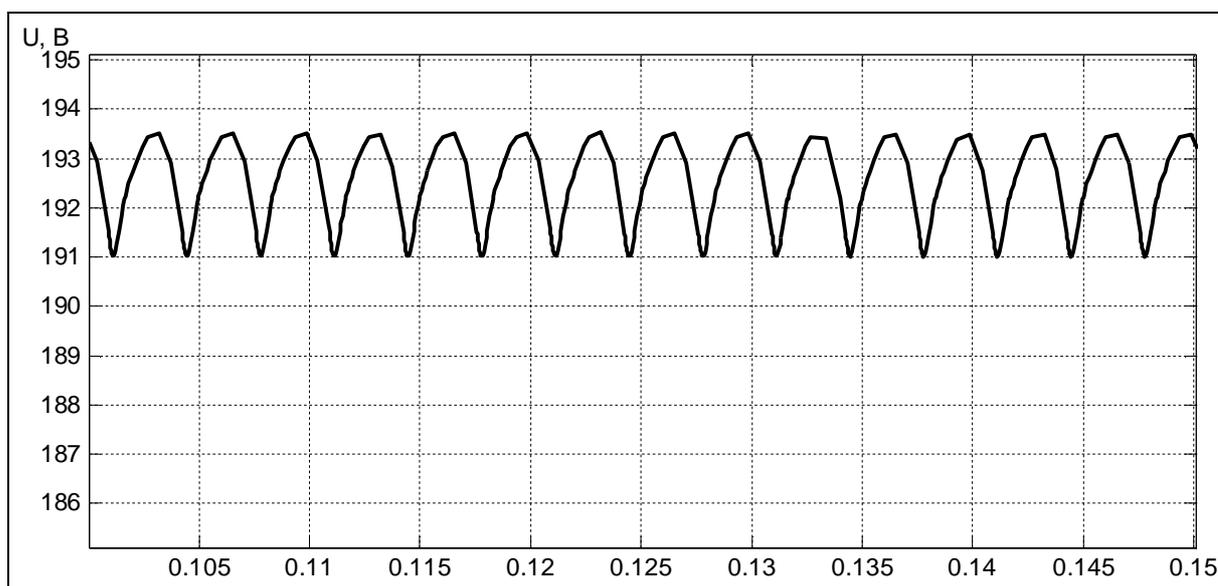


Рисунок 78 – Осциллограмма выходного напряжения выпрямителя

На рисунке 78 пульсации выходного напряжения показаны в увеличенном виде. Видим, что амплитуда пульсаций не превосходит 2,5 В. Для строгого анализа воспользуемся инструментом **FFT Analysis** блока **Powergui**. Окно с результатами, полученное аналогично предыдущему, приведено на рисунке 79.

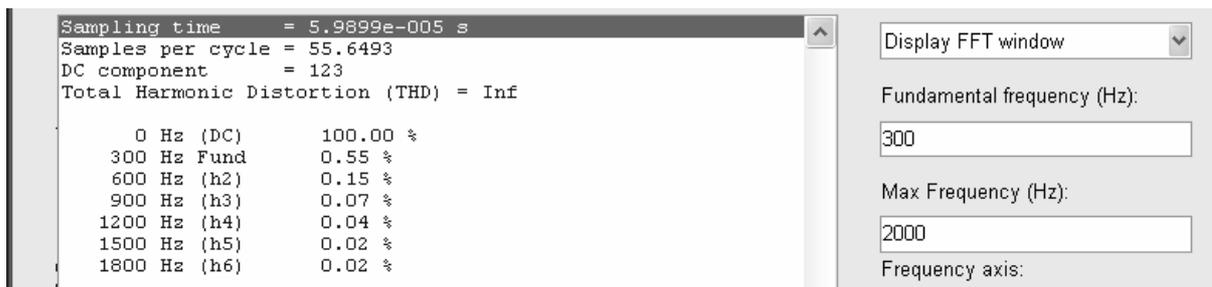


Рисунок 79 – Часть окна с результатами частного анализа выходного напряжения выпрямителя с фильтром

Ток и напряжение на одном из выпрямительных диодов формируются в окне осциллографа **Scope Ud+Id**. На вход этого осциллографа поступает вектор состоящий из двух величин: напряжения на диоде и тока протекающего через него. Для получения данного сигнала в окне параметров одного из диодов (*VD1*), была поставлена галочка в поле **Show measurement port** [Показать измерительный порт]. Как было указано ранее при этом на измерительном порту блока, обозначенном **m**, формируется векторный **Simulink**-сигнал из двух элементов. Первый элемент - анодный ток диода, второй - напряжение анод-катод диода. Осциллограмма полученного сигнала приведена на рисунке 80. На ней жирная линия – ток диода, тонкая линия – напряжение на диоде.

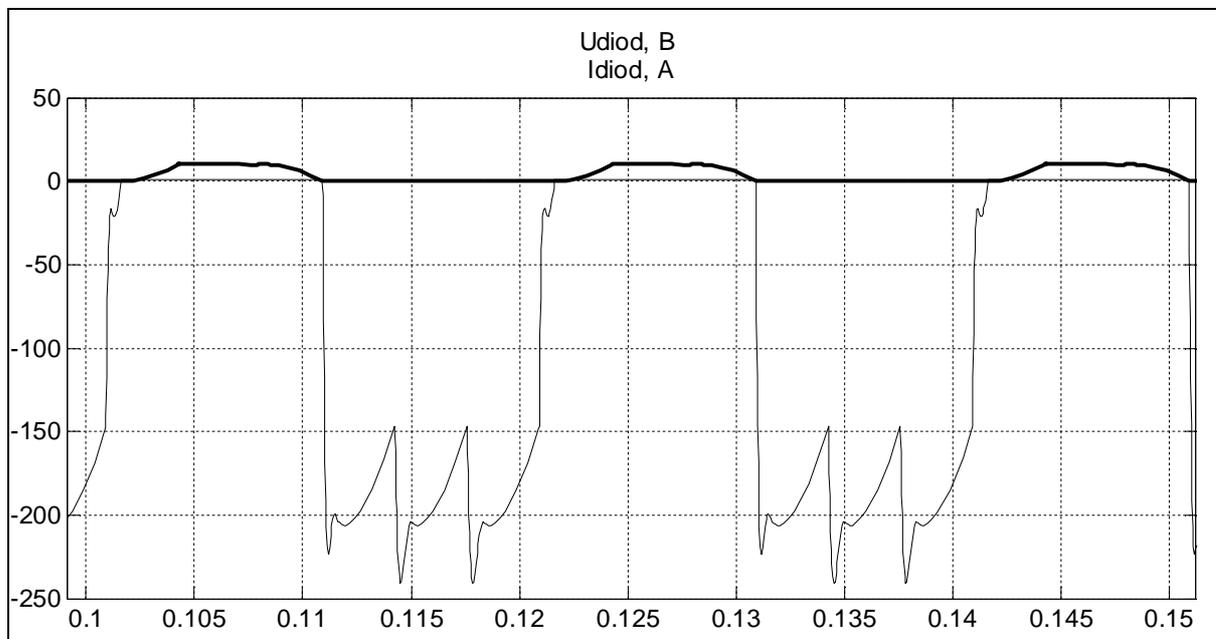


Рисунок 80 – Осциллограммы тока и напряжения на диоде *VD1*

3.2 Управляемые выпрямители

3.2.1 Основные положения, основные принципы работы управляемых выпрямителей

Управляемыми или регулируемыми выпрямителями называются преобразовательные устройства, совмещающие функцию выпрямления переменного напряжения с регулированием (или стабилизацией) напряжения на нагрузке. Простейшие схемы управляемых выпрямителей образуются из соответствующих схем неуправляемых выпрямителей при полной или частичной замене полупроводниковых выпрямительных диодов тиристорами. На рисунке 66 приведены схемы однофазных регулируемых выпрямителей, которые получили наиболее широкое использование.

На рисунке 81 приведенные временные диаграммы токов и напряжений, иллюстрирующие электромагнитные процессы в схемах простейших регулируемых выпрямителей (рисунок 81,а, в). Пусть в произвольно выбранный начальный момент времени к началу первичной обмотки трансформатора Tp , условно обозначенному точкой на рисунке 81, а, оказался приложенным положительный потенциал, а к ее концу - отрицательный (полярности напряжений на

обмотках Tr для данного момента указаны на рисунке 81,а). Несмотря на наличие положительного потенциала на аноде тиристора $VT1$ он тока не проводит, так как к его управляющему электроду сигнал будет подан спустя некоторое время $t1 = \alpha_B / \omega$ после смены полярности напряжения питания.

При открывании тиристора $VT1$ (момент $\omega \cdot t1 = \alpha_B$) через него начинает протекать ток нагрузки.. На последующем интервале элементы сглаживающего фильтра - дроссель $Др$ с индуктивностью L и конденсатор C запасают электромагнитную энергию из питающей сети. После смены полярности напряжения питания ($\omega \cdot t2 = \pi$) тиристор $VT1$ закрывается. В течение последующего интервала времени нагрузка отключена от сети, а ток дросселя фильтра протекает через вспомогательный диод VD .

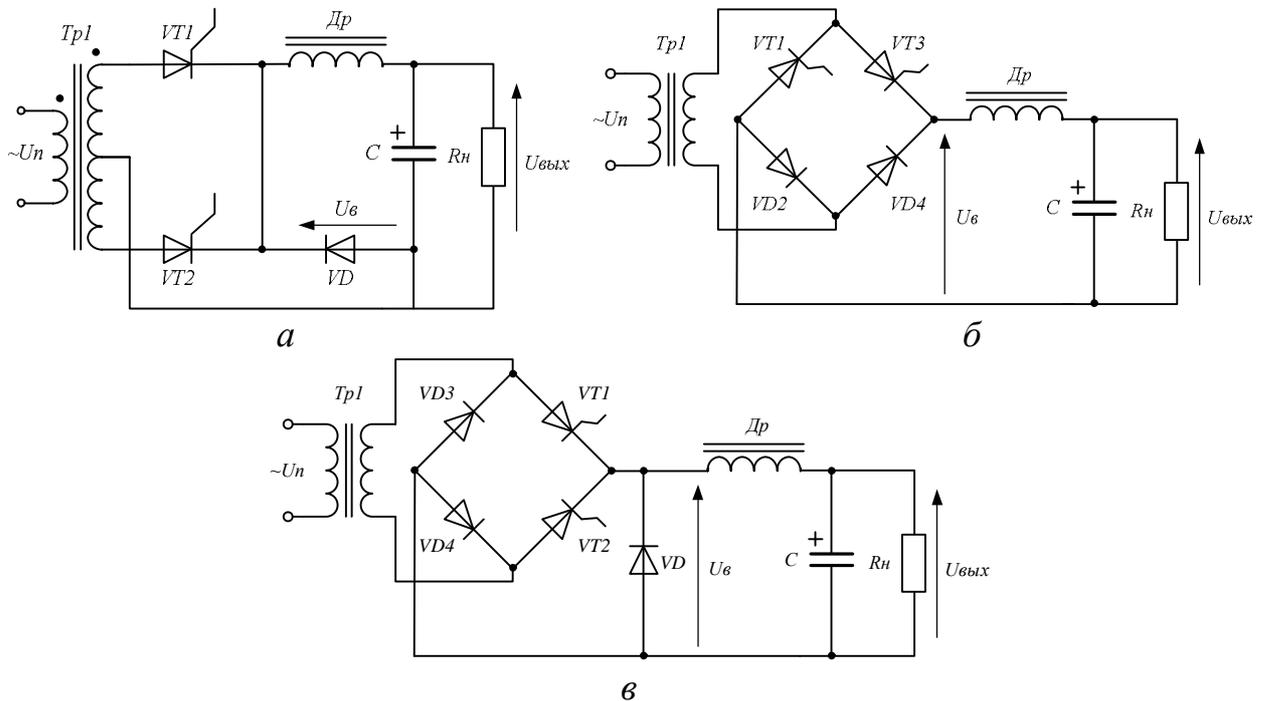


Рисунок 81 - Схемы однофазных регулируемых выпрямителей

В момент $\omega \cdot t3 = \pi + \alpha_B$ к управляющему электроду тиристора $VT2$ прикладывается открывающий сигнал, и он начинает проводить ток нагрузки. При этом диод VD закрывается напряжением на вторичной обмотке трансформатора Tr . Тиристор $VT2$ проводит ток до очередной смены полярности напряжения питания. В дальнейшем процессы в схеме регулируемого выпрямителя (рисунок 81,а) повторяются.

Нетрудно видеть, что, изменяя во времени момент открывания тиристора $VT1$ и $VT2$ относительно момента прохождения питающего напряжения через свое нулевое значение, можно осуществить регулирование по заданному закону среднего (эффективного) значения напряжения на нагрузке. Частным случаем такого регулирования является стабилизация выходного напряжения, когда его значение с определенной точностью поддерживается неизменным во всех условиях и режимах работы выпрямителя.

Электромагнитные процессы, имеющие место в схеме на рисунке 81,в, полностью идентичны рассмотренным выше, за исключением того, что одно-

временно с открыванием тиристора $VT1$ открывается диод $VD4$, а при открывании тиристора $VT2$ открывается диод $VD3$.

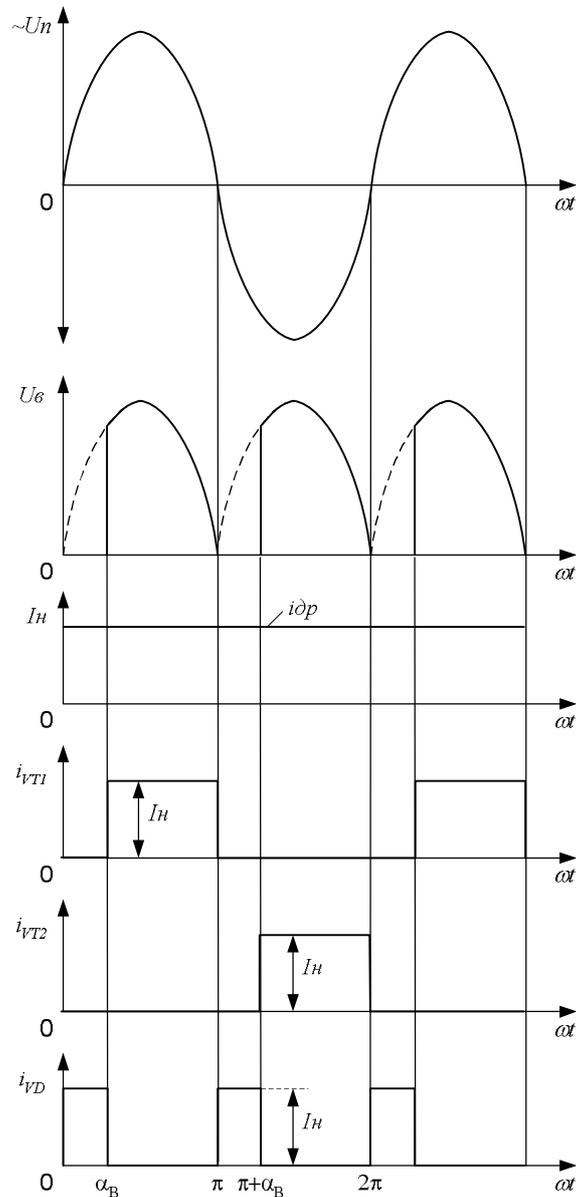


Рисунок 82 - Временные диаграммы токов и напряжений в простейших схемах однофазных регулируемых выпрямителей (см. рисунок 6б, а, в)

Управляемый выпрямитель, выполненный по схеме на рисунке 81,б, в отличие от рассмотренных ранее не содержит вспомогательного диода VD . Его роль выполняют диоды $VD2$ и $VD4$, через которые энергия, накопленная в дросселе фильтра Dp , поступает в нагрузку при закрытых тиристорах $VT1$ и $VT3$. Временные диаграммы, иллюстрирующие электромагнитные процессы в таком выпрямителе, приведены на рисунке 83.

Вполне очевидно, что характер процессов в регулируемых выпрямителях не изменится, если полярности включения всех тиристоров, диодов и конденсатора фильтра относительно вторичной обмотки трансформатора изменить на противоположные.

Для всех однофазных выпрямителей (см. рисунок 81) регулировочная ха-

рактика (иначе характеристика «вход—выход»), показывающая зависимость среднего значения выпрямленного напряжения в функции угла открывания тиристоров при $0 < \alpha_B < \pi$, имеет вид:

$$U_{в.ср} = \frac{\sqrt{2} \cdot U_2}{\pi} (1 + \cos \alpha_B), \quad (14)$$

где $U_{в.ср}$ - среднее значение напряжения на входе фильтра;
 U_2 - действующее значение напряжения на входе выпрямителя;
 α_B - угол открывания тиристоров.

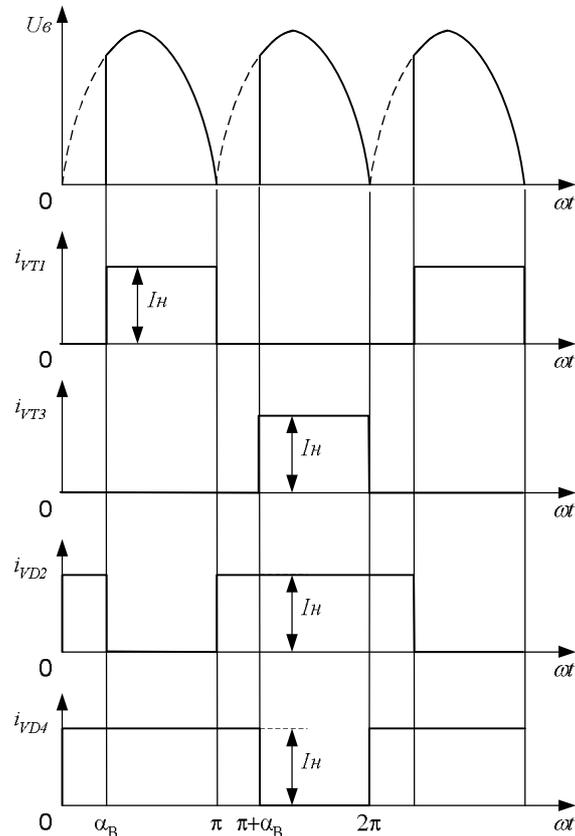


Рисунок 83 - Временные диаграммы токов для выпрямителя рисунок 66,б

Наиболее эффективные схемы трехфазных регулируемых выпрямителей, обладающих высокой экономичностью и сравнительно небольшими массогабаритными показателями сглаживающего фильтра, приведены на рисунке 84.

Мостовая схема на рисунке 84,а содержит три тиристора с объединенными катодами и три диода с объединенными анодами («+» диода). Трехфазный мостовой выпрямитель на рисунке 69,б целиком выполнен на тиристорах.

В схемах трехфазных выпрямителей диод VD , как и в случае однофазных выпрямителей, служит для обеспечения электрической цепи, по которой энергия, накопленная в дросселе фильтра, поступает в нагрузку при выключенных тиристорах выпрямителя.

Временные диаграммы токов и напряжений в схеме регулируемого трехфазного выпрямителя (рисунок 84,а), приведены на рисунке 85. Эти диаграммы справедливы для сравнительно малых углов открывания тиристоров (до $\pi/3$).

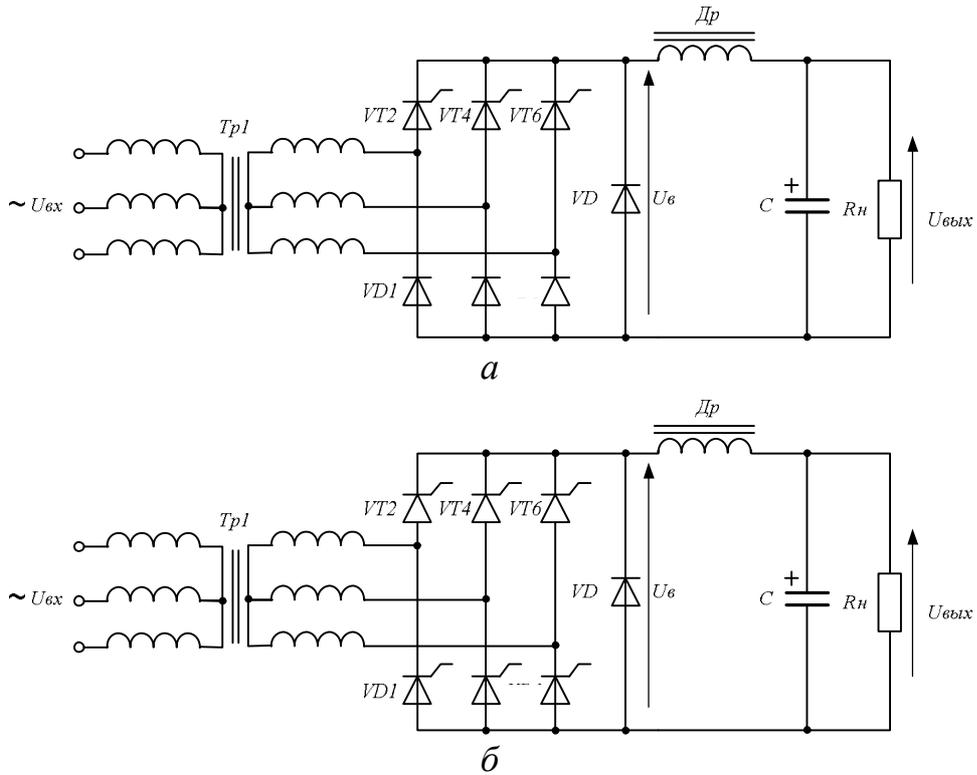


Рисунок 84 - Схемы эффективных трехфазных регулируемых выпрямителей

Форма, выпрямленного напряжения такого выпрямителя при больших значениях угла открывания тиристоров ($\pi/3 < \alpha_B < \pi$) имеет вид, показанный на рисунке 86.

Регулировочная характеристика такого выпрямителя определяется выражением

$$U_{в.ср} = \frac{3\sqrt{2} \cdot U_{2Л}}{2\pi} (1 + \cos \alpha_B), \quad (15)$$

где $U_{2Л}$ - линейное напряжение на входе выпрямителя (действующее значение).

Для схемы на рисунке 84,б форма выходного напряжения на входе фильтра показана на рисунке 87.

Регулировочная характеристика такого выпрямителя описывается следующим выражением:

$$U_{в.ср} = \frac{3\sqrt{2}}{2\pi} U_{2Л} \cdot \begin{cases} \cos \alpha_B & \text{при } 0 \leq \alpha_B \leq \pi/3 \\ (\cos(\pi/3 + \alpha_B) + 1) & \text{при } \pi/3 \leq \alpha_B \leq 2\pi/3. \end{cases} \quad (16)$$

Зависимости коэффициента пульсаций $k_{пвх}$ от угла открывания тиристоров α_B приведены на рисунке 88. Кривая 1 относится к однофазным регулируемым выпрямителям (рисунок 81), кривые 2 и 3 — к трехфазным. Кривая 2 соответствует выпрямителю по рисунку 70,а, кривая 3 - выпрямителю по рисунку 84,б.

Нетрудно видеть, что с увеличением угла открывания тиристоров в регулируемом выпрямителе коэффициент пульсации резко возрастает. Поэтому расчет фильтра следует производить при максимальном значении угла открывания.

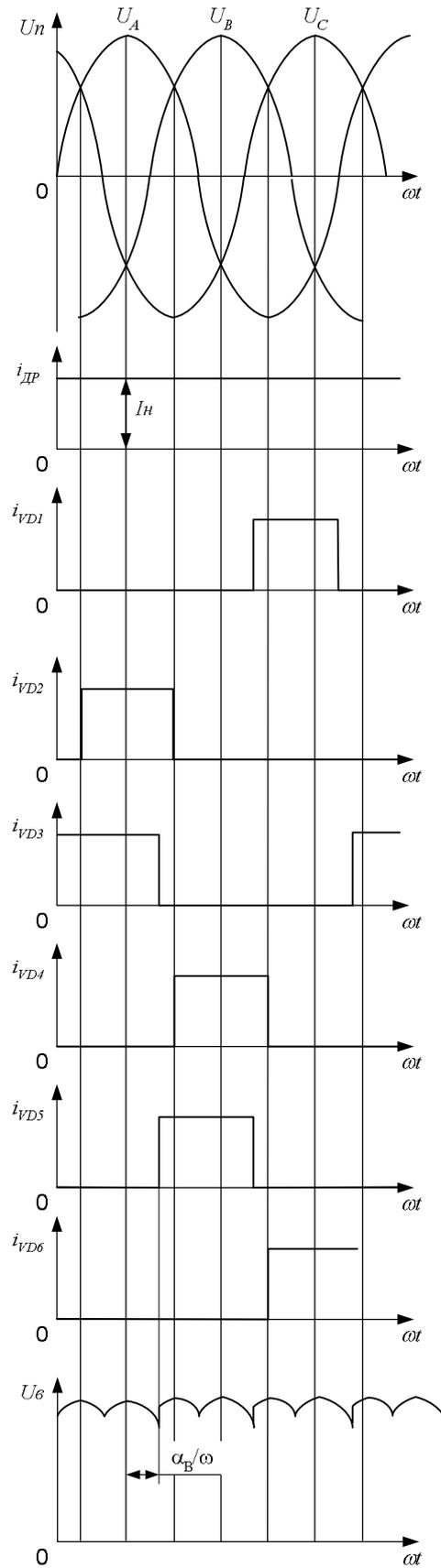


Рисунок 85 - Временные диаграммы токов и напряжений в схеме трехфазного регулируемого выпрямителя (см. рисунок 69, а) при угле открывания до $\pi/3$

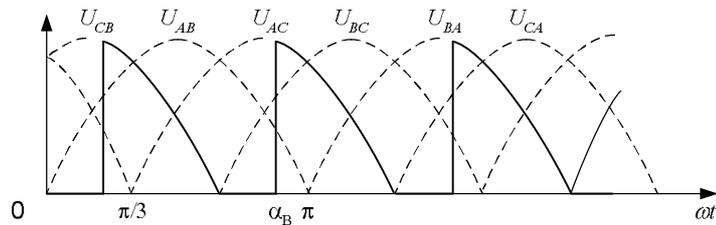
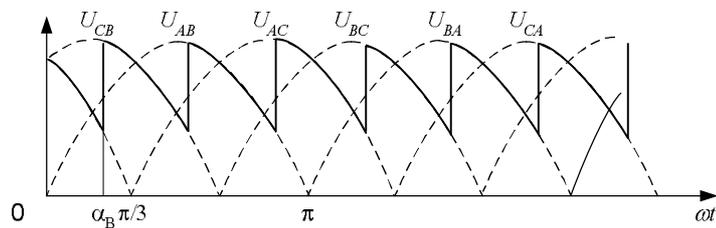
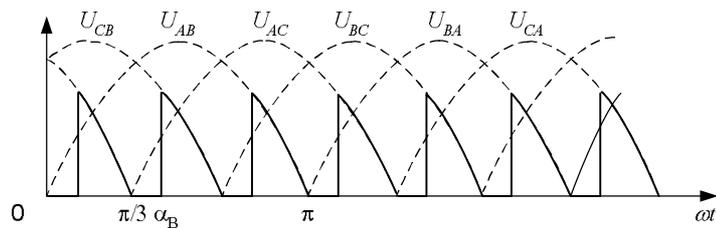


Рисунок 86 - Форма кривой выпрямленного напряжения выпрямителя (см. рисунок 70,а) при угле открывания тиристоров $\pi/3 < \alpha_B < \pi$



а



б

Рисунок 87 – Форма напряжения на входе фильтра (см. рисунок 70,б) для углов открывания тиристоров: а – до $\pi/3$, б – при $\pi/3 < \alpha_B < 2\pi/3$

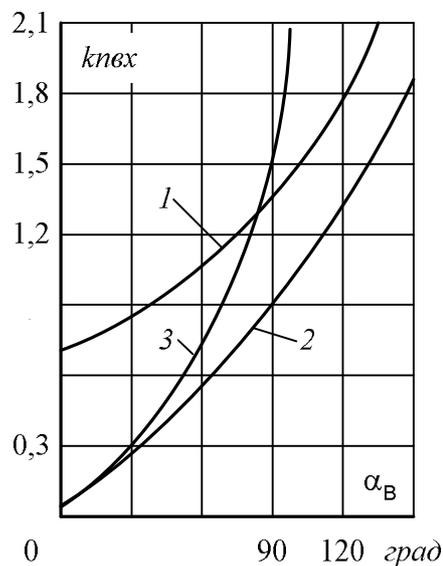


Рисунок 88 – Коэффициент пульсаций трехфазных выпрямителей

Снизить пульсации напряжения на входе фильтра, можно, если усложнить схемы регулируемых выпрямителей за счет введения в них дополнительных силовых элементов. При этом диапазон регулирования напряжения на выходе выпрямителя сужается, но пульсации могут быть значительно уменьшены.

Конкретные схемы таких технических решений можно найти в литературе [16].

3.2.2 Моделирование однофазного управляемого выпрямителя

В качестве примера рассмотрим модель однофазного управляемого выпрямителя на тиристорах, собранного по двухполупериодной схеме, которая показана на рисунке 89.

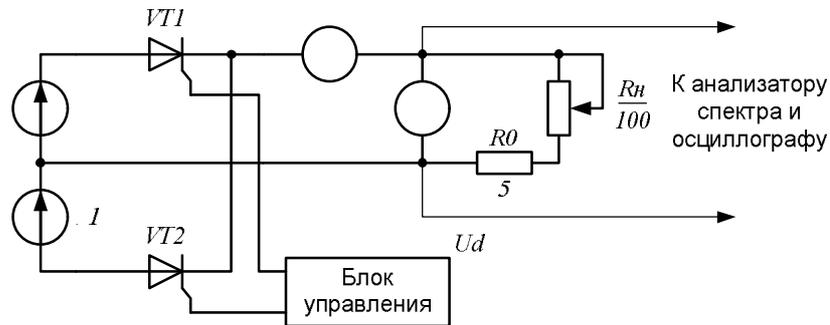


Рисунок 89 – Схема однофазного двухполупериодного управляемого выпрямителя

В схему входят: два источника синусоидального напряжения 220 В, 50 Гц (V , $V1$); тиристоры $VT1$ и $VT2$; потенциометр нагрузки R_n (изменяющий значение сопротивления от 0 до 95 Ом); сопротивление ограничивающее ток нагрузки $R_0=5$ Ом; блок управления тиристорами и измерительные приборы.

Построим модель данного устройства, которая позволит нам:

- изучить процесс работы выпрямителя и снять осциллограммы выходного напряжения при различных углах управления;
- снять регулировочную характеристику выпрямителя;
- исследовать гармонический состав выходного напряжения при различных углах управления.

Схема модели приведена на рисунке 90.

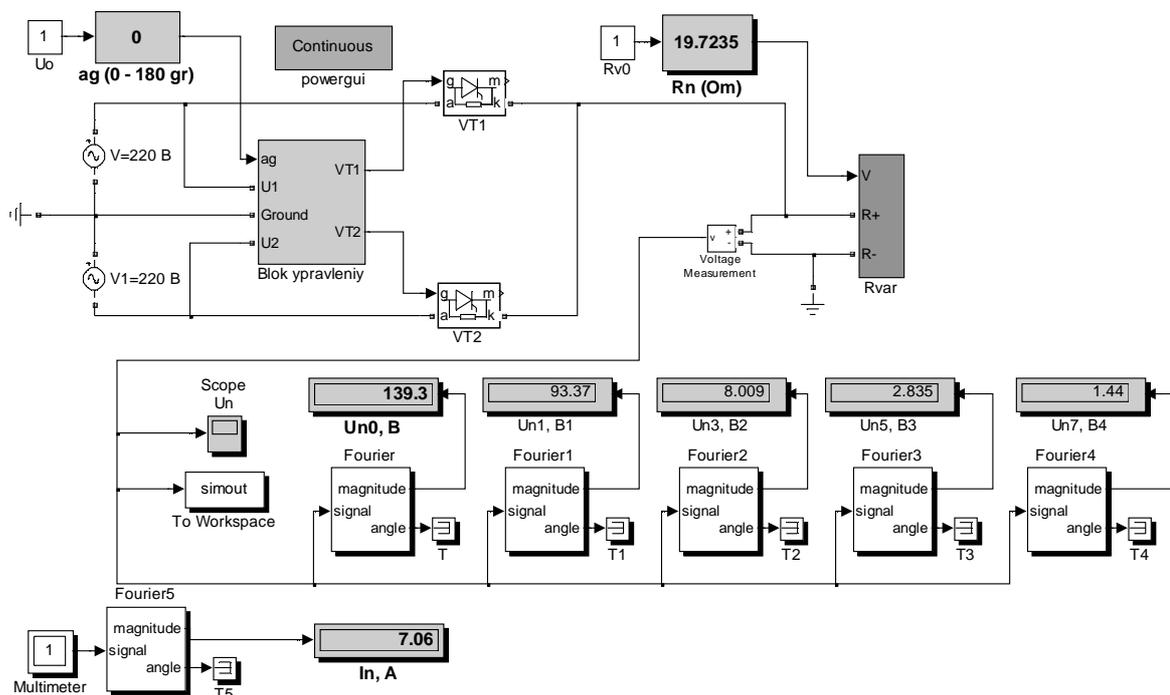


Рисунок 90 – Модель однофазного управляемого выпрямителя

Модель включает два источника **AC Voltage Source** (V, V1), подключенных к двум блокам **Thyristor** (VT1, VT2). Модель нагрузочных резисторов является подсистемой, состоящей из нескольких элементов. Этот блок, выполнен по схеме описанной ранее (см. рисунок 70). Он управляется сигналом от блока **Slider Gain** (Rn(Om)), окно параметров которого приведено ниже.

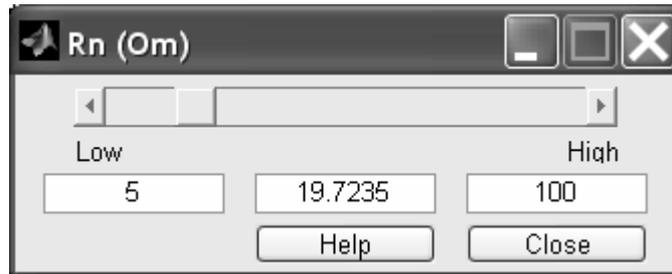


Рисунок 91 – Окно параметров блока **Rn(Om)**

Блок управления тиристорами **Blok upravleniy** выполнен в виде подсистемы схема, которой приведена на рисунке 92.

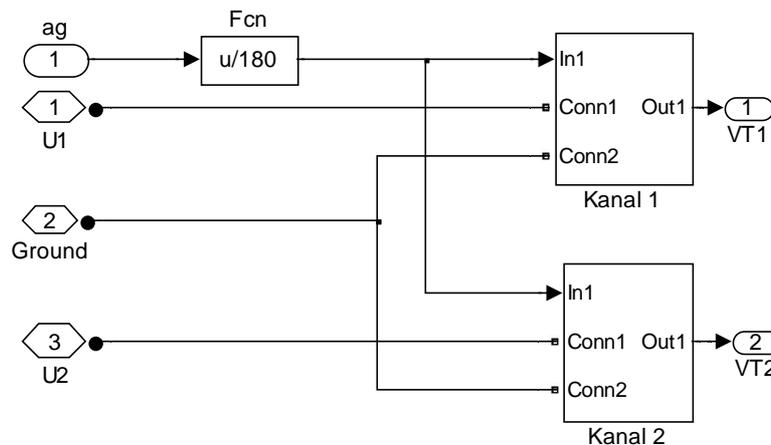


Рисунок 92 – Схема подсистемы **Blok upravleniy**

В подсистеме два идентичных канала, блок-схема одного из них показана на рисунке 93.

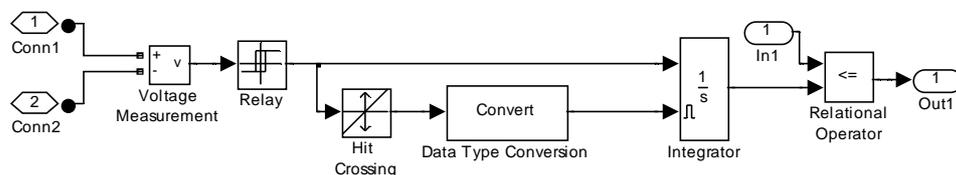


Рисунок 93 – Блок-схема одного из каналов управления тиристором

На его входы (**Conn1** и **Conn2**) подается напряжение одного из источников синусоидального напряжения, которое измеряется вольтметром (блок **Voltage Measurement**). Из полученной синусоиды блоком **Relay** формируется прямоугольный импульс, который интегрируется блоком **Integrator**, создавая нарастающий сигнал на его выходе. Процесс интегрирования прекращается и интегратор сбрасывается в нуль при поступлении на его вход импульса сброса

от блока **Hit Crossing**. Последний блок, фиксирует переход синусоидального напряжения источника через нуль. Таким образом, на выходе интегратора формируется периодический пилообразный сигнал, привязанный к напряжению источника переменного тока (см. рисунок 94).

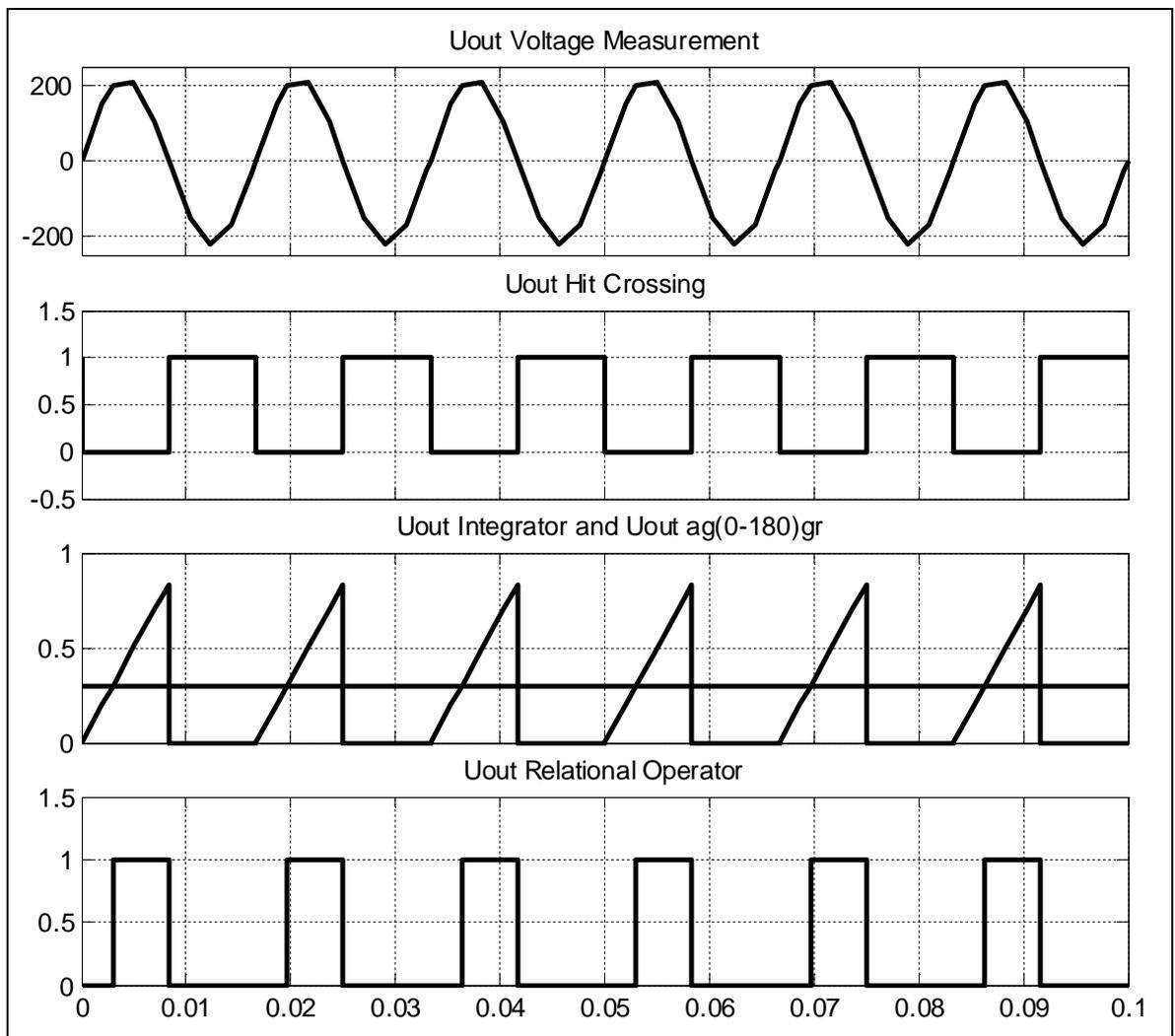


Рисунок 94 – Графики выходных сигналов в одном из каналов блока управления тиристорами

На вход **In1** подается сигнал управления некоторого уровня, от блока **ag (0 – 180) gr**. Этот сигнал можно плавно изменять в пределах от 0 до 1, что соответствует изменению угла управления от 0 до 180°. Пока управляющий сигнал больше пилообразного, на выходе блока **Relational Operator** сигнал равен нулю, в ином случае – единице.

Единичный сигнал на выходе канала управления открывает соответствующий тиристор и в нагрузке формируется часть выходного напряжения. В течение следующего полупериода открывается второй тиристор и в нагрузке формируется следующая часть кривой выходного напряжения.

На рисунке 95 приведены кривые выходного напряжения выпрямителя для углов управления 0°, 30° и 150°, соответственно.

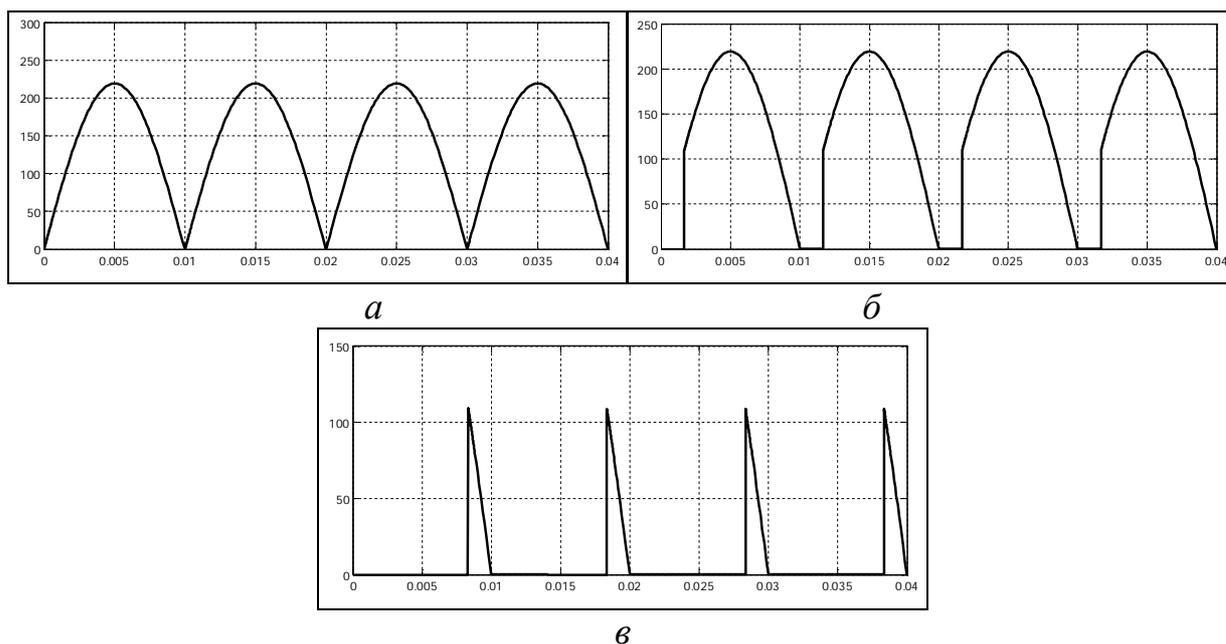


Рисунок 95 – Кривые выходного напряжения: а – для угла управления 0° ; б – для угла 30° ; в – для угла 150°

В процессе регулирования выходного напряжения существенно изменяется форма выходного напряжения выпрямителя, поэтому весьма важно определить гармонический состав этого напряжения при различных углах управления.

Рассчитать величину гармоник выходного напряжения можно как с помощью блоков **Fourier**, так и с использованием функции частотного анализа блока **Powergui**, как это было показано ранее. В данной модели использован первый способ. Для чего, в модель введены пять блоков частотного анализа **Fourier**, на гармоники от нулевой до четвертой. В окне настроек каждого блока введена основная частота (50 Гц) и номер гармоники подлежащей расчету, как, например, в показанном на рисунке 96 окне настроек блока нулевой гармоники.

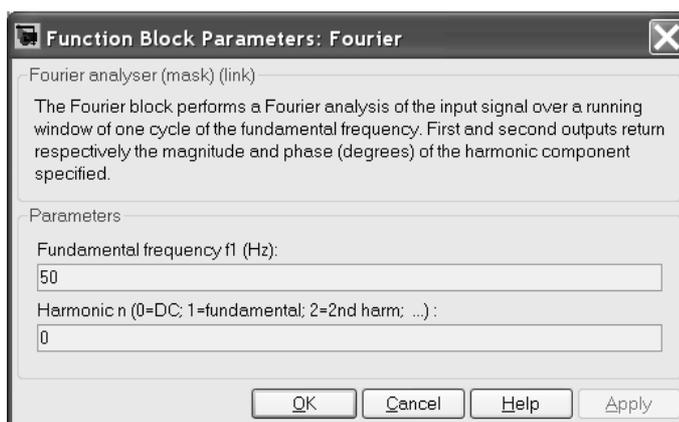


Рисунок 96 – Окно настроек блока **Fourier** для нулевой гармоники

Амплитуды рассчитанных гармоник можно наблюдать на цифровых дисплеях подключенных к выходам соответствующих блоков.

Результаты моделирования приведены на рисунке 97. Можно отметить, что кривая соответствующая нулевой гармонике выходного напряжения (U_0), является одновременно и регулировочной характеристикой выпрямителя.

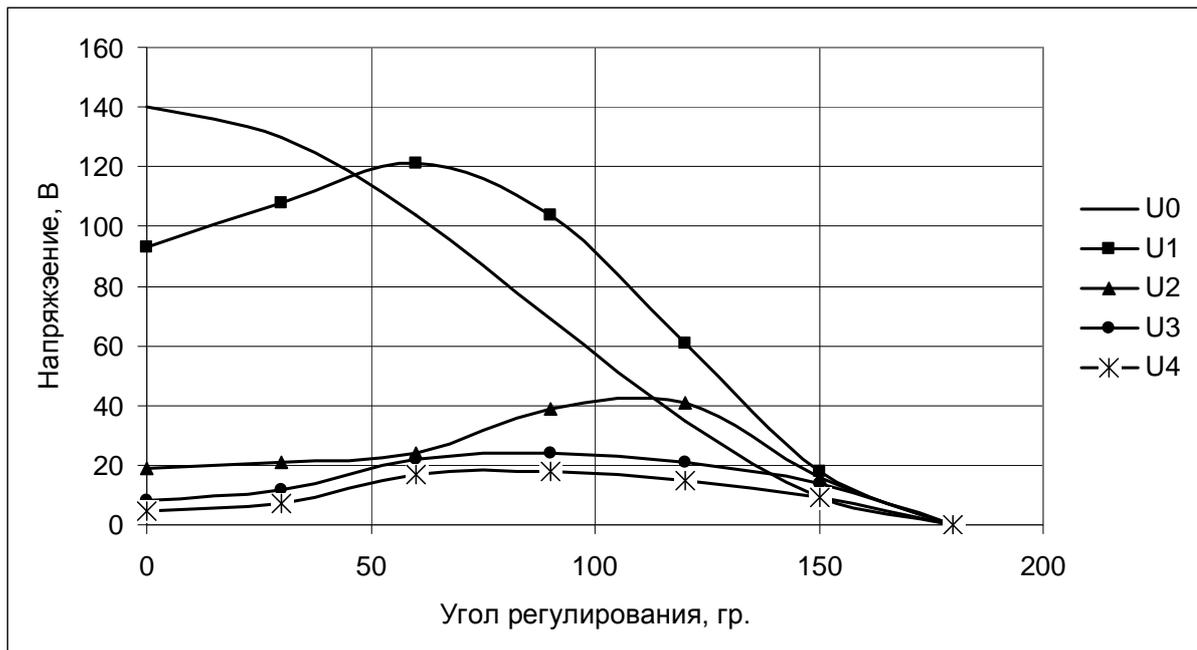


Рисунок 97 – Зависимость амплитуды гармоник выходного напряжения управляемого выпрямителя от угла управления

3.3 Контрольные вопросы

- 1 Опишите основные силовые полупроводниковые элементы. Какова роль полупроводниковых преобразователей в технике?
- 2 Каковы особенности, характеристики, классификация и обозначения силовых диодов и тиристоров?
- 3 Опишите основные свойства мощных полевых транзисторов?
- 4 Опишите основные свойства силовых биполярных транзисторов с изолированным затвором?
- 5 Объясните принцип работы схемы однополупериодного и мостового неуправляемого выпрямителей. Что такое пульсации и как с ними бороться?
- 6 Каково назначение сглаживающих фильтров, и какие они бывают?
- 7 Объясните принцип работы трехфазного мостового выпрямителя. Где они применяются?
- 8 Каковы принципы управления тиристором? Объясните принцип работы схемы однофазного двухполупериодного управляемого выпрямителя.
- 9 Что такое регулировочные характеристики управляемого выпрямителя? Каков уровень пульсаций на выходе выпрямителя при регулировании напряжения?
- 10 Объясните принцип работы схемы трехфазного мостового управляемого выпрямителя (без схемы управления).

4 Моделирование инверторных схем

Инвертором называют электрический аппарат, предназначенный для преобразования переменного или постоянного тока в переменный ток заданной частоты.

Инверторы могут быть двух принципиально разных видов: ведомые сетью и автономные.

Инверторы, ведомые сетью, преобразуют сетевой переменный ток одной частоты в переменный ток другой частоты, причем, моменты открывания или закрывания тиристоров или других полупроводниковых силовых элементов жестко определены сетевым напряжением.

Схемы таких инверторов, соответствуют схемам управляемых выпрямителей, но угол открывания тиристоров здесь больше 2π . Поэтому управляемый выпрямитель может быть переведен в инверторный режим, путем изменения угла α_B и при наличии ЭДС в нагрузке. Это свойство широко используется в электрическом транспорте, где таким способом осуществляется рекуперация энергии.

Такие схемы мы здесь рассматривать не будем.

Автономные инверторы - устройства, преобразующие постоянный ток в переменный с неизменной или регулируемой частотой и работающие на автономную (не связанную с сетью переменного тока) нагрузку. В этом главное отличие автономных инверторов от ведомых инверторов, также преобразующих постоянный ток в переменный, но работающих на сеть переменного тока. Нагрузкой автономного инвертора может быть единичный потребитель (асинхронный двигатель, электрическая установка) или разветвленная сеть потребителей (несколько нагрузок, работающих по своему графику).

Основой автономного инвертора является вентильное переключающее устройство, которое может выполняться по однофазным и трехфазным схемам (с нулевым выводом или мостовым). Модель однофазного мостового инвертора, показана ранее на рисунке 43.

В качестве ключей в автономных инверторах могут применяться любые полупроводниковые элементы рассмотренные ранее. При использовании тиристоров схему дополняют элементами, предназначенными для коммутации тиристоров. Одним из главных элементов является конденсатор. Важно отметить, что назначение конденсаторов может не ограничиваться лишь запиранием тиристоров. Конденсаторы могут применяться для формирования кривой выходного напряжения инвертора и определять характер процессов, протекающих в схеме. В связи с этим схемы автономных инверторов подразделяют на автономные инверторы напряжения (АИН), автономные инверторы тока (АИТ) и автономные резонансные инверторы (АИР).

Основные области применения автономных инверторов следующие:

- питание потребителей переменного тока (АИН, АИТ) в устройствах, где единственным источником энергии является аккумуляторная батарея (например, бортовые вторичные источники питания), а также резервное питание ответственных потребителей при возможном отключении сети переменного тока

(электросвязь, вычислительная техника);

- электротранспорт (АИН, АИТ), питающийся от контактной сети или какого-либо источника постоянного тока, где в качестве тяговых электродвигателей желательнее иметь простые, надежные и дешевые короткозамкнутые асинхронные двигатели;

- электропривод с асинхронными и синхронными двигателями (АИН, АИТ), где инвертор служит источником регулируемых напряжения и частоты;

- преобразователи постоянного напряжения одной величины в постоянное напряжение другой величины (АИН, АИТ, АИР);

- устройства для получения переменного тока (АИН, АИТ, АИР) необходимой частоты от источников прямого преобразования энергии (термо- и фотоэлектрические генераторы, топливные элементы, МГД-генераторы), вырабатывающих энергию на постоянном токе;

- электротермия (АИТ, АИР) для получения переменного тока повышенной частоты (плавка металла, нагрев и закалка изделий).

4.1 Общие принципы работы автономных инверторов

Особенности АИН рассмотрим на примере однофазной мостовой схемы, где вентили для простоты представлены ключами (рисунок 98,а).

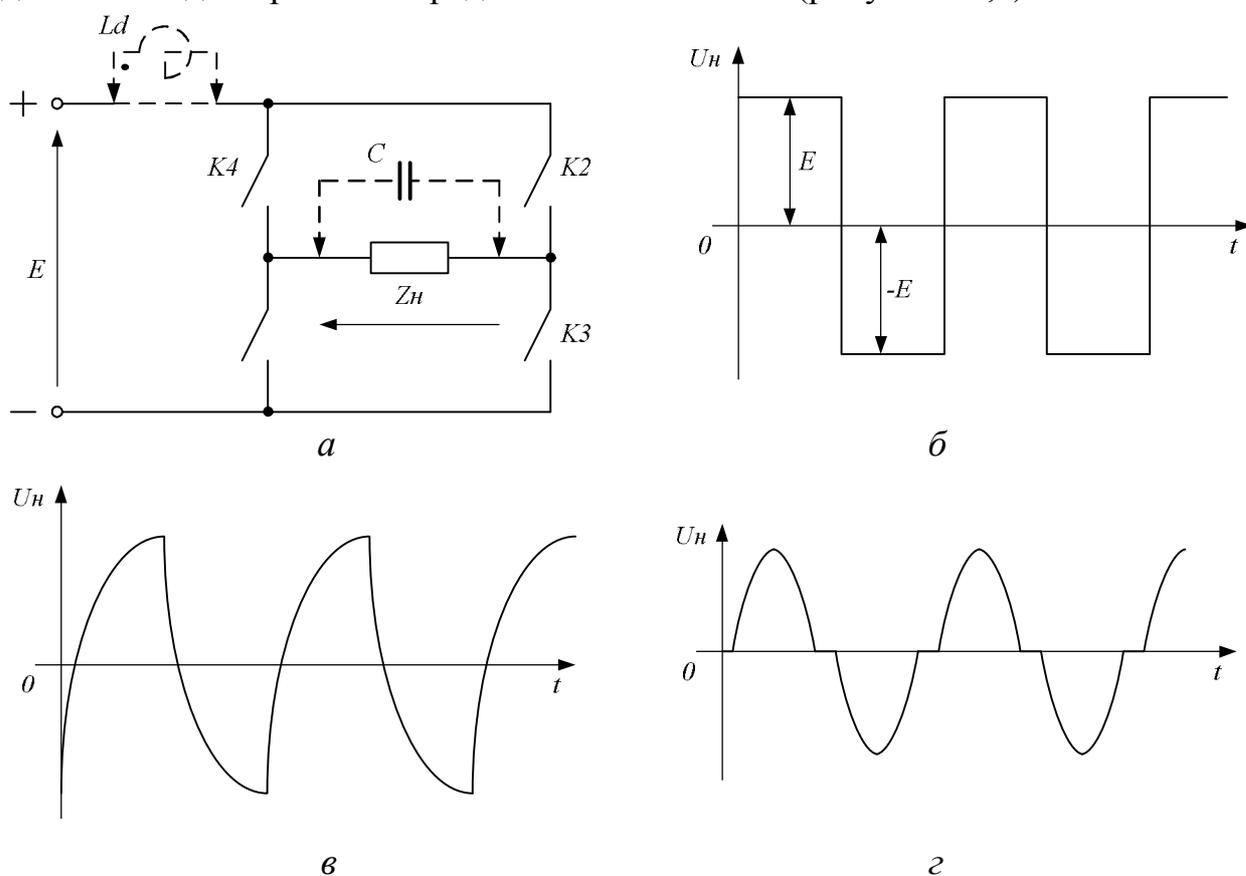


Рисунок 98 – Автономный инвертор: а – схема; б – кривая выходного напряжения для АИН; в – кривая выходного напряжения для АИТ; г – кривая выходного напряжения для АИР

Источник питания E здесь работает в режиме источника напряжения (например, аккумуляторная батарея), чем и обуславливается название инверторов

этого типа. При питании схемы от выпрямителя на входе АИН включают конденсатор большой емкости с целью шунтирования источника питания по переменному току для придания ему свойств источника напряжения.

Формирование кривой выходного напряжения осуществляется путем использования соответствующего закона (алгоритма) переключения тиристорov. При наиболее простом алгоритме поочередно переключаются накрест расположенные ключи (вентили) - сначала включены ключи $K1$ и $K2$, затем ключи $K3$, $K4$. Кривая выходного напряжения состоит из последовательности двуполярных импульсов с амплитудой, равной E (рисунок 98,б). Ток в нагрузке определяется кривой выходного напряжения и характером нагрузки.

В случае применения однооперационных тиристорov в инвертор должны входить коммутационные узлы, основанные на принципе принудительной конденсаторной коммутации. При использовании полностью управляемых тиристорov и транзисторov отличие заключается лишь в отсутствии узлов принудительной коммутации.

В АИТ конденсатор подключают параллельно нагрузке, а источник питания работает в режиме источника тока. Такой режим создается путем включения в цепь источника питания дросселя Ld с большой индуктивностью (рисунок 98,а). Кривая выходного напряжения формируется при поочередной проводимости ключей, расположенных по диагонали. Конденсатор, подключенный параллельно нагрузке, участвует в формировании кривой выходного напряжения и обеспечивает запирающие тиристорov. Кривая напряжения в простейшем случае (при чисто активной нагрузке) состоит из участков экспонент заряда и разряда конденсатора (рисунок 98,в).

В АИР конденсатор можно включать последовательно с нагрузкой или параллельно ей. Характер протекающих процессов в главных цепях ключевой схемы обуславливается колебательным процессом перезаряда конденсатора в цепи с источником питания и индуктивностью, специально введенной или имеющейся в составе нагрузки, в связи, с чем ток в цепи нагрузки (рисунок 98,г) приближается по форме к синусоиде.

Помимо формирования кривой тока (напряжения) нагрузки конденсаторы здесь осуществляют операцию запирающих тиристорov.

Формирование кривой выходного напряжения инвертора в виде импульсов чередующейся полярности и одинаковой длительности требует поочередного отпирающих накрест лежащих тиристорov, так что каждый из них открыт в течение половины периода. Этот способ наиболее прост в схемном решении, но отличается значительным содержанием высших гармоник в полученном таким образом напряжении.

Так, если первую гармонику выходного напряжения принять за 100%, то 3-я гармоника составит 33,3%, 5-я - 20% и 7-я - 14,3% от основной.

Для выделения на нагрузке первой гармонической выходное напряжение инвертора подвергают фильтрации путем установки между инвертором и нагрузкой фильтра.

Широтно-импульсный способ формирования и регулирования выходного напряжения инвертора лишен этих недостатков.

При широтно-импульсном способе (ШИР) кривая выходного напряжения состоит в течение периода из K импульсов длительностью t_i при $K/2$ однополярных импульсах в каждой из его полуволн (здесь $K = 2, 4, 6, \dots$). Путем изменения длительности импульсов осуществляют регулирование выходного напряжения, в частности действующего значения его первой гармоники. Примеры моделей инверторов с таким способом формирования кривой выходного напряжения приведены ранее на рисунках 43 и 58, а кривые напряжения на нагрузке на рисунке 44 и 59, соответственно.

Высшие гармоники выходного напряжения в таких инверторах могут не превышать долей процентов.

4.2 Моделирование однофазного резонансного инвертора

Инверторы со звеном постоянного тока или так называемые автономные инверторы широко применяются для получения переменного тока повышенной частоты. Они нужны для питания переносного электроинструмента, индукционной закалки и нагрева и других целей.

Рассмотрим схему такого инвертора, показанную на рисунке 99.

Схема состоит из источника трехфазного переменного тока с подключенным к нему через трансформатор трехфазным мостовым выпрямителем и полумостового инвертора на двух мощных полевых транзисторах. На выходе мостового выпрямителя образуется система из двух напряжений относительно нулевой точки трансформатора, которые нужны для питания полумостового инвертора. Схема инвертора аналогична, рассмотренной ранее (см. рисунок 48).

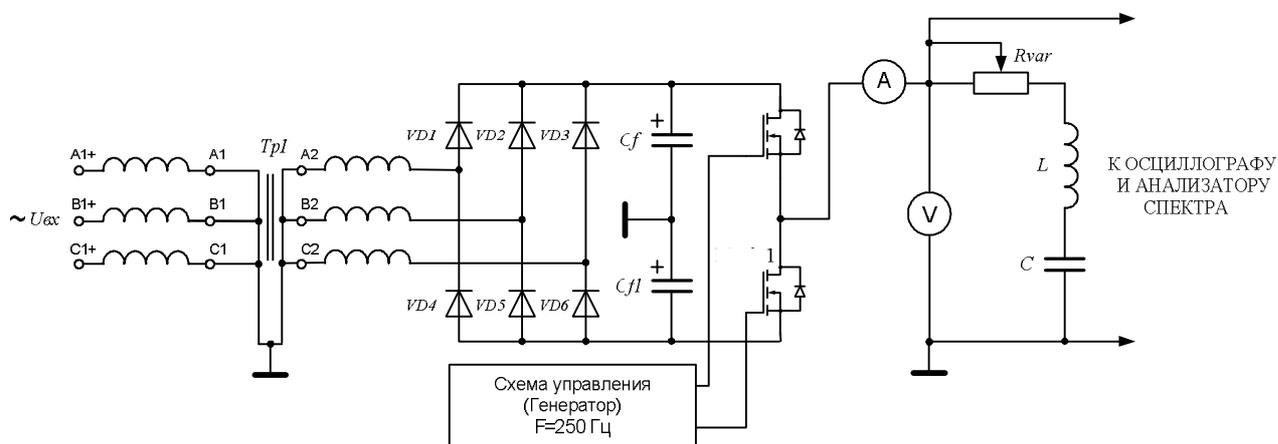


Рисунок 99 – Схема резонансного инвертора

Конденсаторы на выходе выпрямителя играют роль фильтра, снижая пульсации его выходного напряжения.

Схема управления вырабатывает периодические противофазные импульсы для открывания транзисторов. Частота коммутации составляет 250 Гц. Следовательно, на выходе инвертора вырабатывается переменное напряжение частотой 250 Гц.

Нагрузкой инвертора служит активное сопротивление, включенное последовательно с индуктивностью 5 мГн и конденсатором емкостью 80 мкФ.

Таким образом, нагрузка инвертора настроена на резонансную частоту

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{0,005 \cdot 80 \cdot 10^{-6}}} \approx 250 \text{ Гц.} \quad (16)$$

Модель, рассматриваемого инвертора изображена на рисунке 100.

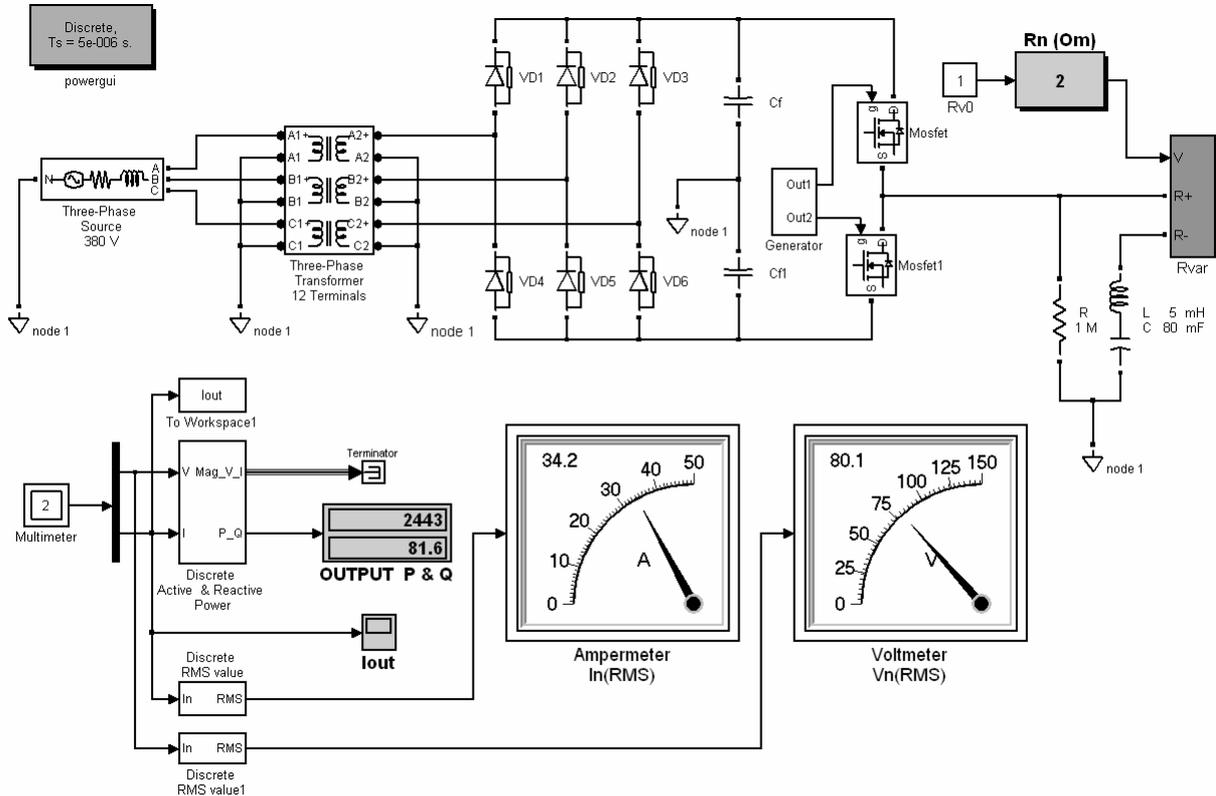


Рисунок 100 – Модель однофазного инвертора

В ней использованы блоки, рассмотренные ранее и примененные в модели неуправляемого выпрямителя. Сопротивление нагрузки в модели **Rn** выполнено регулируемым в пределах 0 – 100 Ом.

Параллельно цепи нагрузки к выходу инвертора подключено сопротивление **R** большой величины (1 Мом). Оно не влияет на электрические процессы в схеме и служит для измерения выходного напряжения инвертора и введения его в окно настроек мультиметра (блок **Multimeter**), которое изображено на рисунке 101.

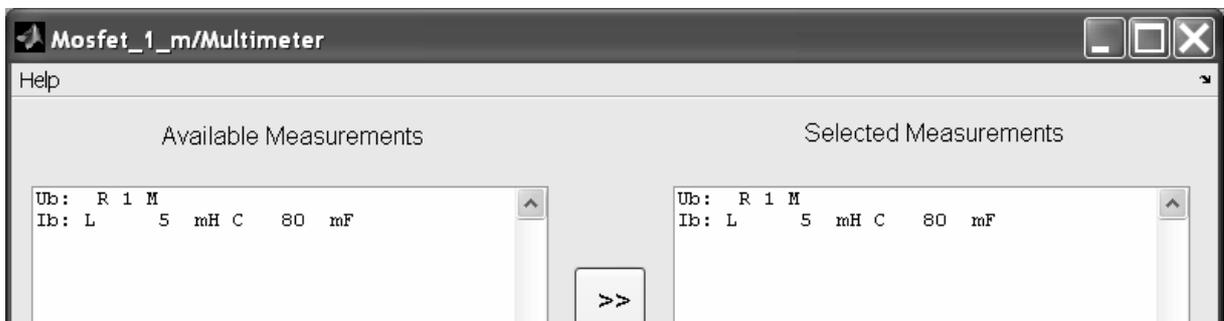


Рисунок 101 – Часть окна блока **Multimeter**

Выходной вектор блока **Multimeter** разделяется на составляющие: напряжение **Ub** на сопротивлении **R** (т.е. на выходе инвертора) и ток **Ib**, протекающий через нагрузку инвертора. Данные составляющие подаются на вход

блока **Discrete Active & Reactive Power**. Этот блок вычисляет активную и реактивную мощности, причем форма тока и напряжения на входе блока может быть отлична от синусоидальной.

Окно настроек данного блока показано на рисунке 102. В нем следует указать частоту первой гармоники входных величин и частоту дискретизации (в нашем случае она составляет $5 \cdot 10^{-6}$ с).

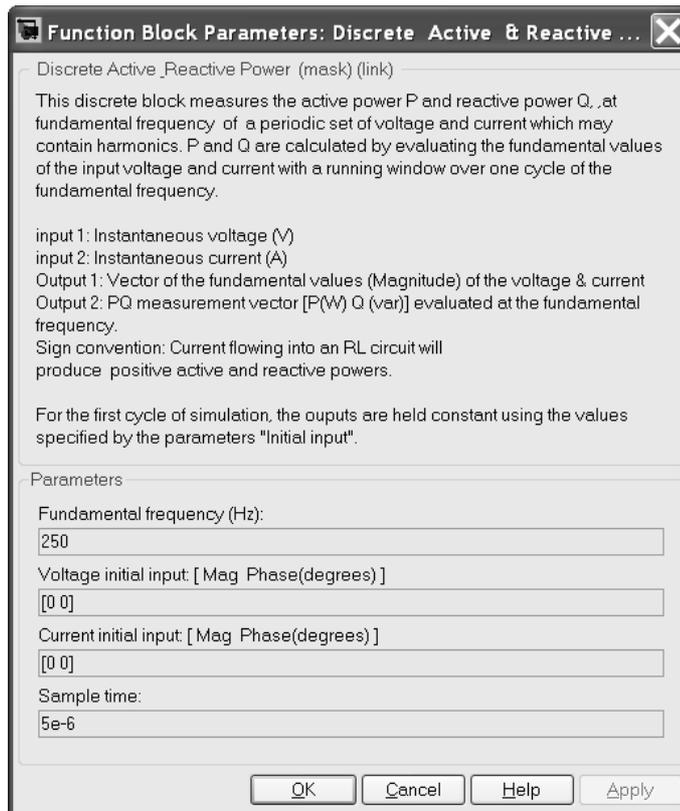


Рисунок 102 – Окно настроек блока **Discrete Active & Reactive Power**

В процессе моделирования реактивная мощность нагрузки получается небольшой в виду того, что цепь нагрузки настраивается в резонанс.

При моделировании точная настройка может быть затруднена, но если реактивная мощность не превышает 5% от активной мощности, то можно считать, что цепь настроена в резонанс удовлетворительно.

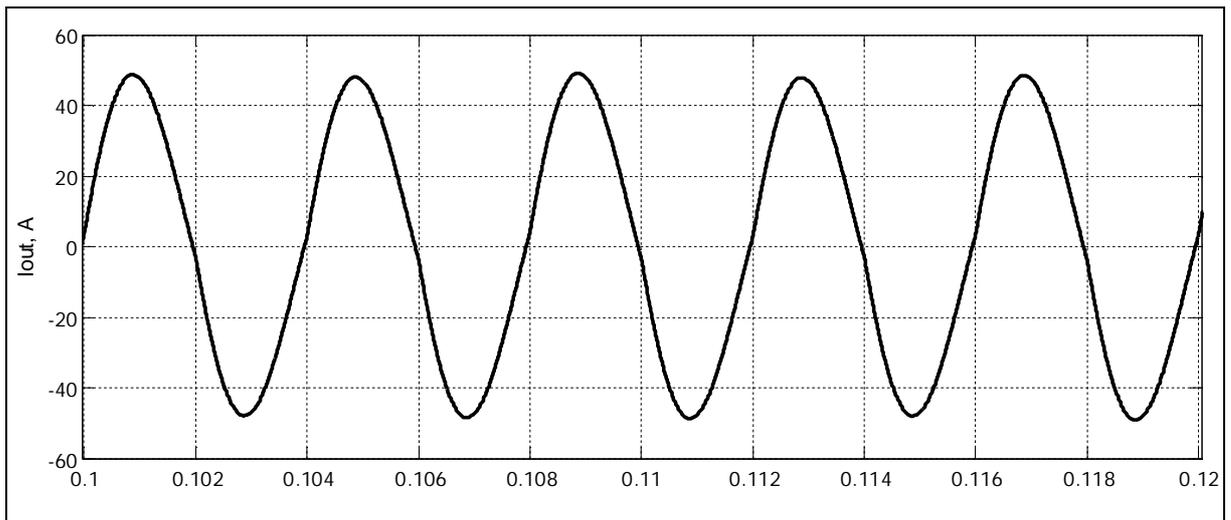
Действующее значение тока и напряжения нагрузки полученное с помощью двух блоков **Discrete RMS value** индицируется с помощью стрелочных приборов: амперметра и вольтметра.

Данная модель открывает большие возможности для исследования электрических характеристик инвертора.

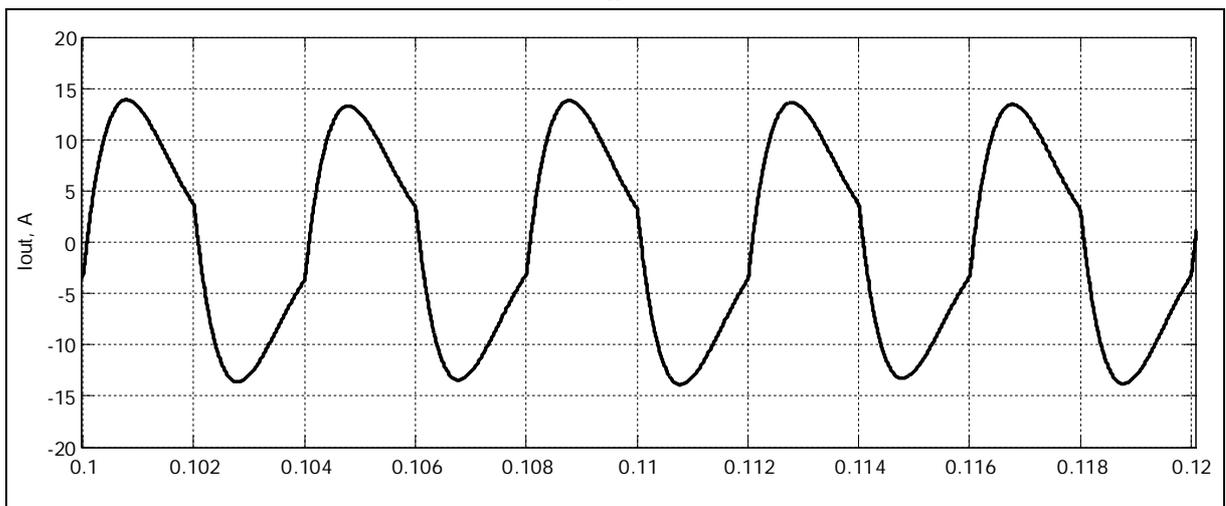
Например, на рисунке 103 показаны кривые тока на выходе инвертора при разных сопротивлениях нагрузки.

Из графиков видно, что с ростом активного сопротивления нагрузки форма кривой тока становится более несинусоидальной.

Изменяя сопротивление нагрузки можно получить выходную характеристику инвертора, она приведена на рисунке 104.



а



б

Рисунок 103 – Кривая тока нагрузки: а – при сопротивлении 2 Ом; б – 10 Ом

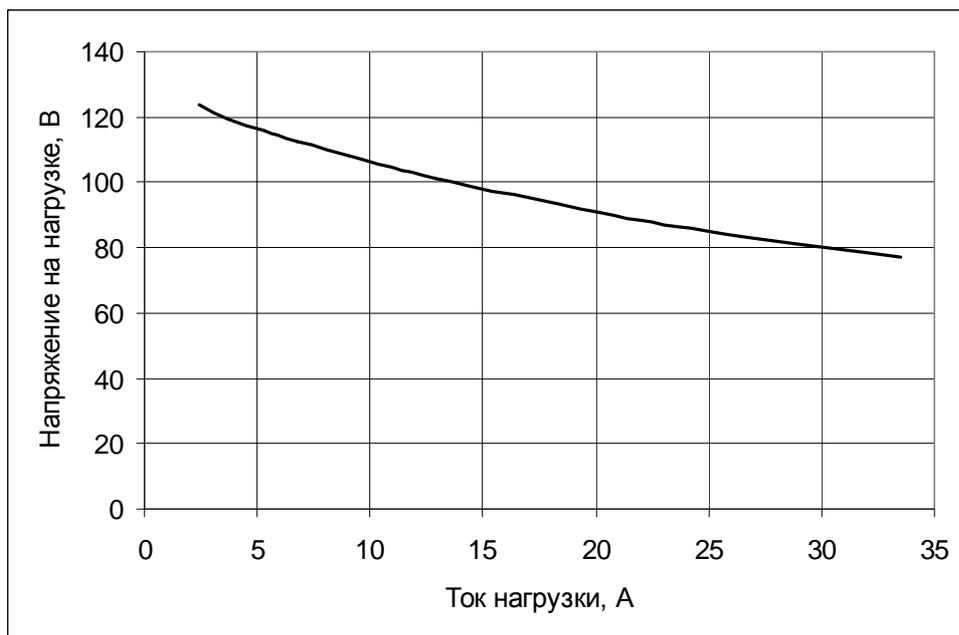


Рисунок 104 – Выходная характеристика инвертора

Применяя встроенный в блок **Powergui** инструмент частотного анализа можно исследовать гармонический состав выходного тока инвертора.

Зависимость амплитуд 3-ей, 5-й и 7-й гармоник тока от величины тока нагрузки приведена на рисунке 105.

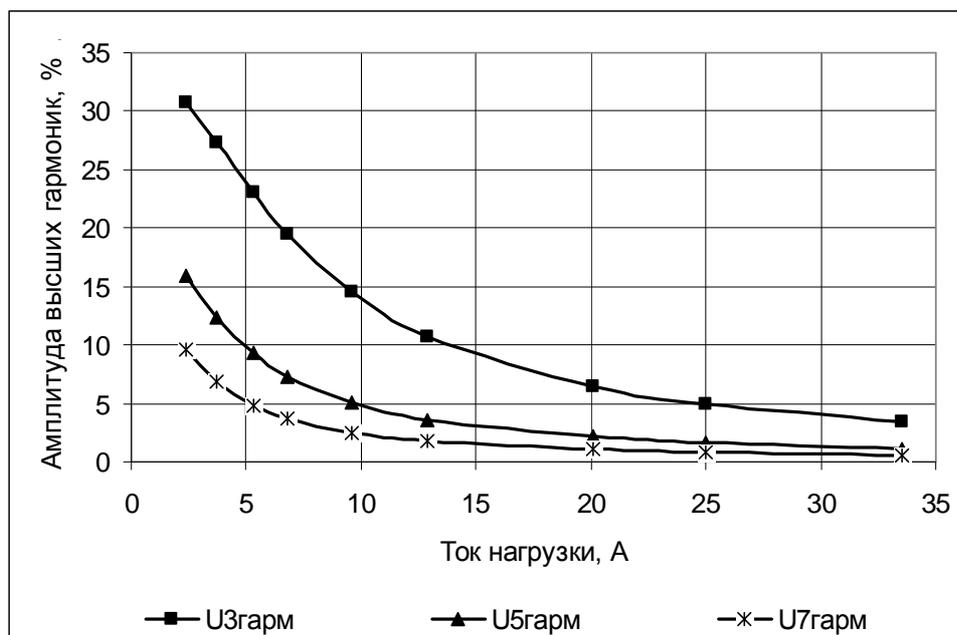
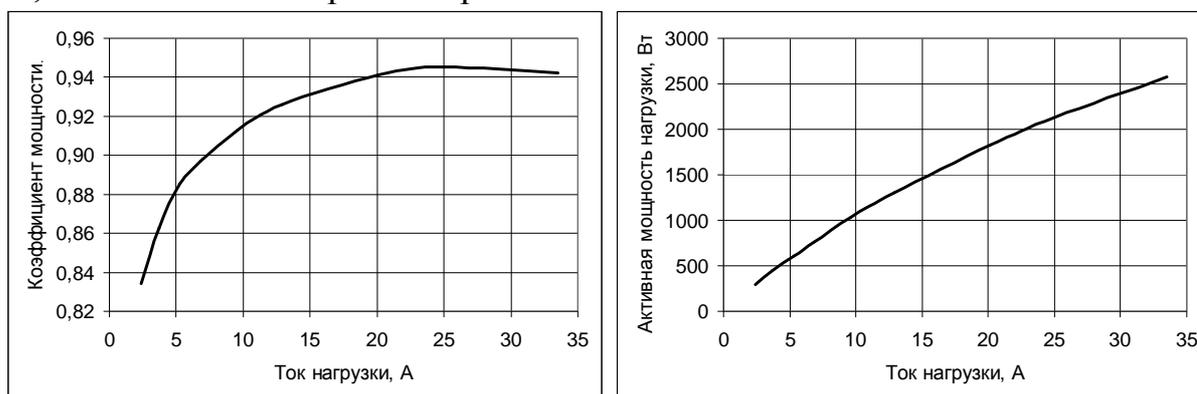


Рисунок 105 – Гармонический состав тока нагрузки

Анализируя показания приборов и данные о мощности в нагрузке можно построить зависимости коэффициента мощности инвертора и его выходной мощности от тока нагрузки. Соответствующие графики изображены на рисунке 106.

Модель позволяет исследовать поведение инвертора и его элементов во всех, в том числе и аварийных режимах.



а

б

Рисунок 106 – Зависимости от тока нагрузки: а – коэффициента мощности; б – активной мощности выделяемой в нагрузке

4.3 Моделирование трехфазного инвертора с широтно-импульсной модуляцией

Рассмотрим схему трехфазного инвертора для питания асинхронного двигателя. Такие устройства широко применяются для регулирования частоты

вращения электродвигателей переменного тока. Для получения напряжения на статоре двигателя с низким содержанием высших гармоник, применяют широтно-импульсный способ формирования выходного напряжения инвертора.

Схема такого инвертора показана на рисунке 107.

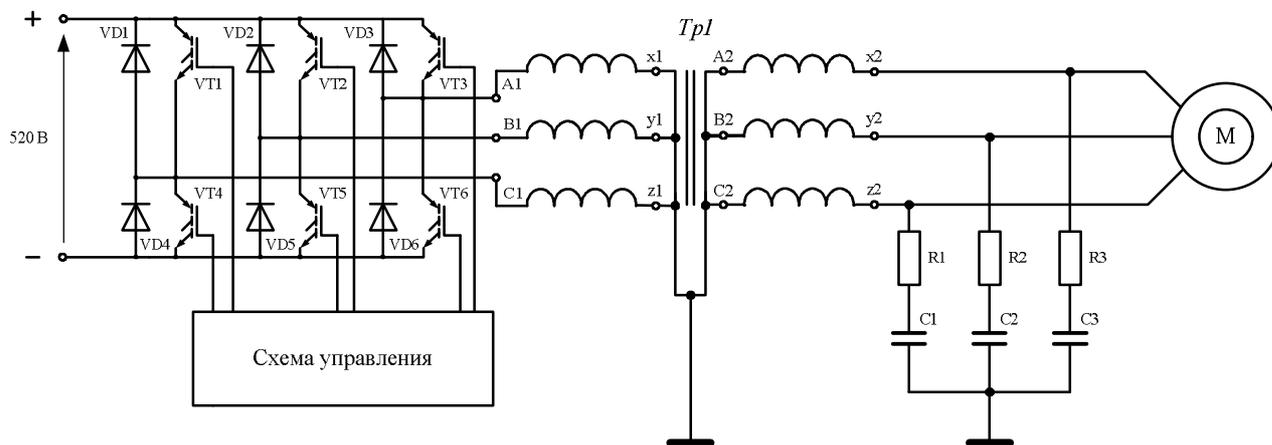


Рисунок 107 – Схема ШИМ-инвертора, питающего асинхронный двигатель

В ней постоянное напряжение величиной 520 В с помощью трехфазного моста собранного на IGBT транзисторах шунтированных диодами преобразуется в напряжение с широтно-импульсной модуляцией (ШИМ). Между мостовой схемой и нагрузкой включен развязывающий трансформатор. К выходу инвертора подключен фильтр в виде набора конденсаторов и резисторов, рассчитанных на активную мощность 1000 Вт и реактивную мощность 1000 Вар.

Нагрузкой инвертора служит асинхронный двигатель мощностью 5 л.с.(3,7 кВт), с номинальным напряжением 380 при частоте 50 Гц.

Пуск двигателя осуществляется прямым включением с нагрузкой 3 Н·м.

Модель, имитирующая заданную электрическую схему, приведена на рисунке 108.

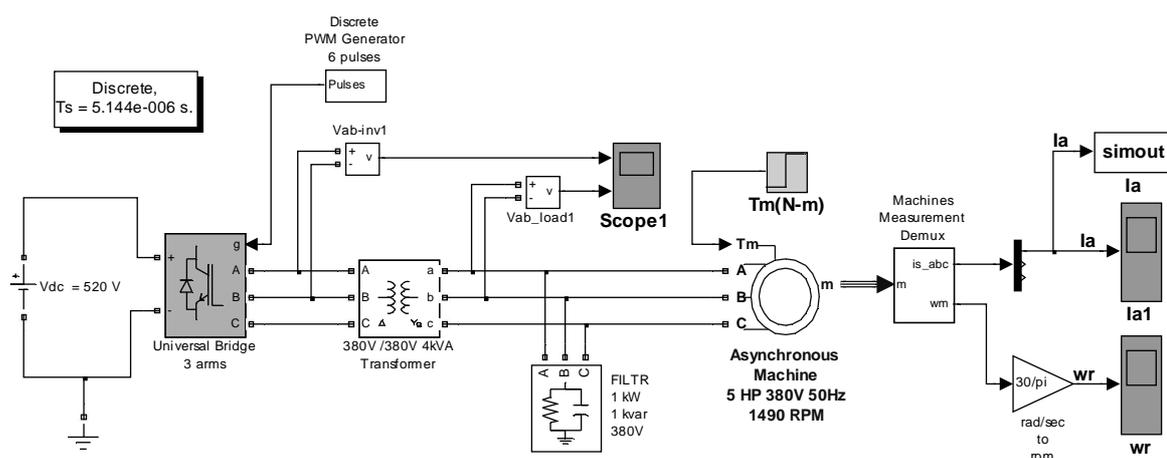
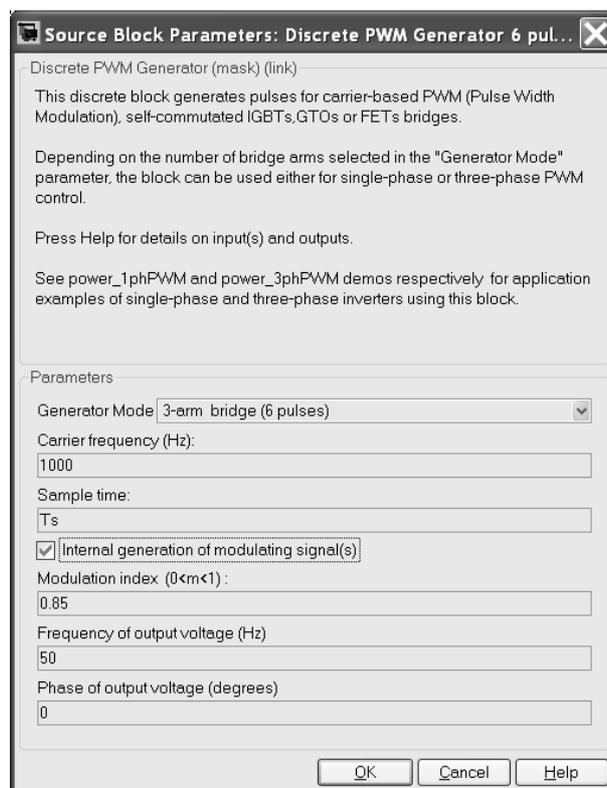
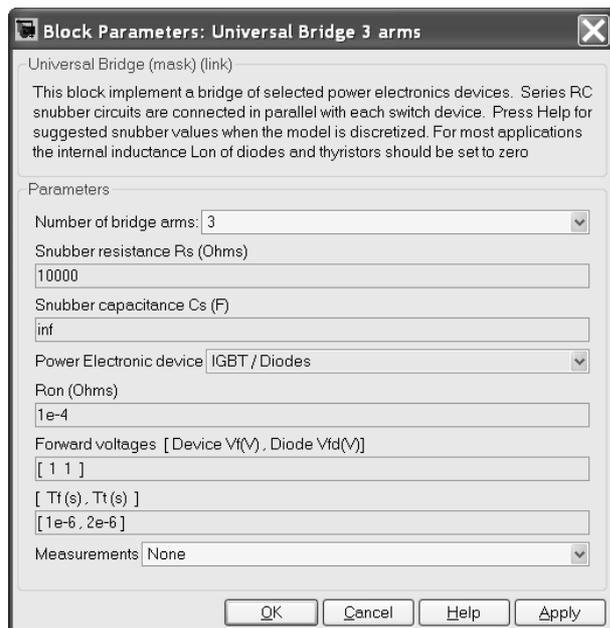


Рисунок 108 – Модель трехфазного ШИМ-инвертора

Трехфазный мост собран с использованием блока **Universal Bridge**. Окно настроек блока дано на рисунке 109,а. Здесь же показано окно настроек блока **Discrete PWM Generator 6 pulses** (рисунок 109,б). Этот блок в пакете **Simulink** специально предназначен для выработки управляющих сигналов с широтно-им-

пульсной модуляцией для управления мостовыми схемами на силовых электронных приборах. В окне данного блока задают: Тип мостовой схемы, для которой используется генератор (**Generator Mode**); несущую частоту (**Carrier frequency**); индекс модуляции, который представляет собой максимальное значение относительной длительности импульсов в процессе модуляции (**Modulation index**); выходную частоту инвертора (**Frequency of output voltage (Hz)**).



а

б

Рисунок 109 – Окна настроек блоков *Universal Bridge* (а) и *Tree-Phase Transformer (Two Winding)* (б)

Линейное напряжение на выходе инвертора определяется по выражению

$$U_{\text{л}} = \frac{\sqrt{3} \cdot M}{2} U_{\text{ист}} = \frac{\sqrt{3} \cdot 0,85}{2} 520 \approx 380 \text{ В}, \quad (17)$$

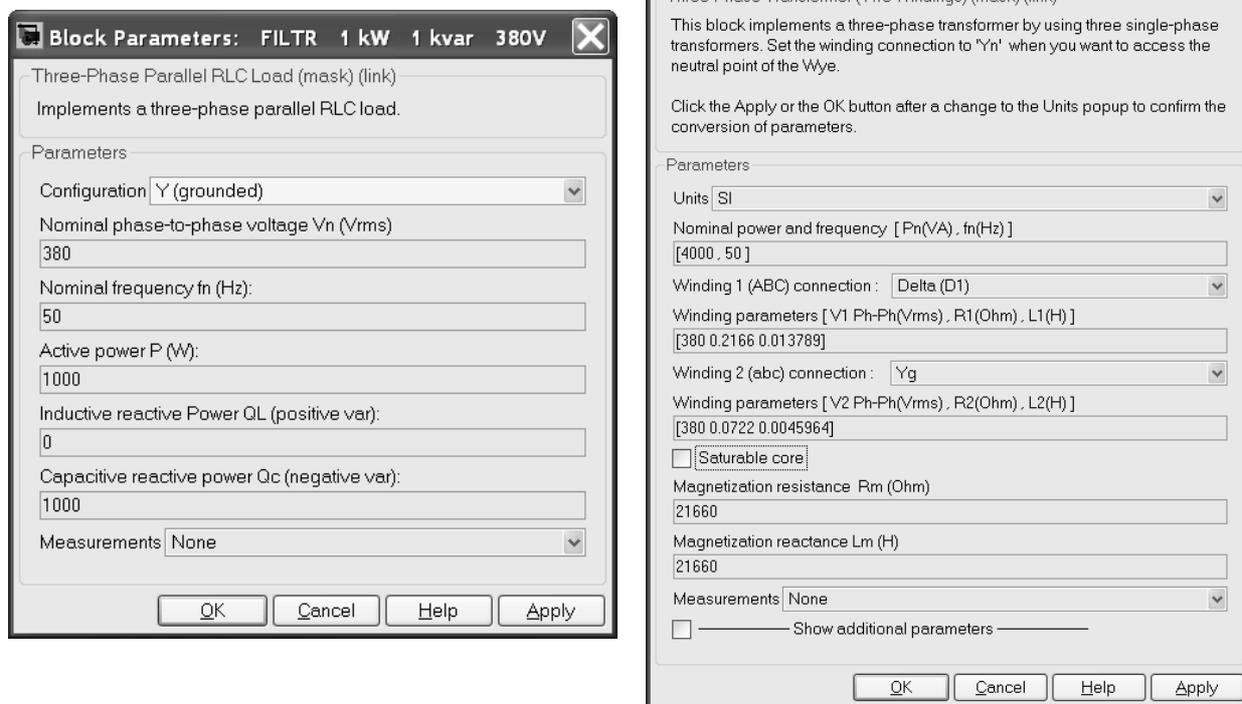
где M - индекс модуляции;

$U_{\text{ист}}$ - напряжение источника постоянного тока, который питает инвертор.

Устройство **FILTR**, моделируется блоком **Tree-Phase Parallel RLC Load**. Трансформатор моделируется блоком **Tree-Phase Transformer (Two Windings)**. Окна настроек этих блоков показаны на рисунке 110.

Моделирование схем с электродвигателями постоянного и переменного тока подробно рассмотрено в наших работах [11, 12], поэтому здесь мы не рассматриваем модель асинхронного электродвигателя. Покажем только окно настроек блока **Asynchronous Machine**, который использован в данной модели, рисунок 111,а.

Этот блок моделирует асинхронный двигатель с короткозамкнутым ротором мощностью 3730 ВА (5 л.с.) и номинальным напряжением 220 В, частотой 50 Гц, со статором включенным звездой.



а

б

Рисунок 110 – Окна настроек блоков *Tree-Phase Parallel RLC Load* (а) и *Tree-Phase Transformer (Two Windings)* (б)

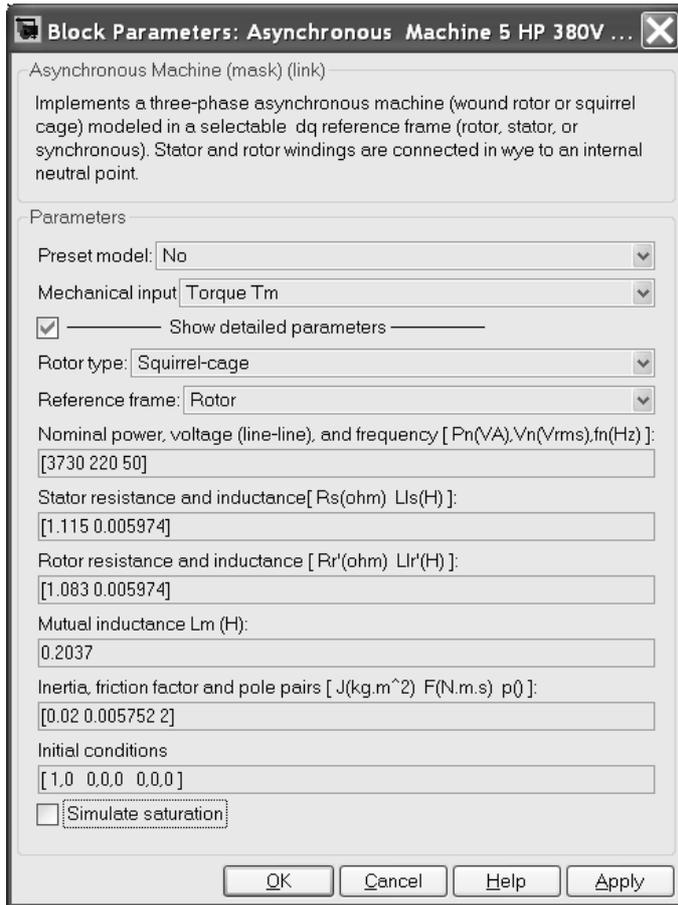
Наличие на валу двигателя нагрузки в виде тормозного момента моделируется подачей соответствующего сигнала на вход **Tm** блока **Asynchronous Machine**. Источником сигнала служит блок **Step**, окно настроек которого дано на рисунке 111,б.

Выходные величины, характеризующие процессы в электродвигателе в виде вектора присутствуют на выходе **m** блока **Asynchronous Machine**. С помощью блока **Machines Measurement Demux** они разворачиваются из выходного вектора и могут быть индцированы на тех или иных вторичных приборах. В нашем случае мы выбрали только две выходные величины: ток статора и угловую частоту вращения вала машины. Окно настроек блока показано на рисунке 112. В нем, требуемые выходные величины отмечены галочками.

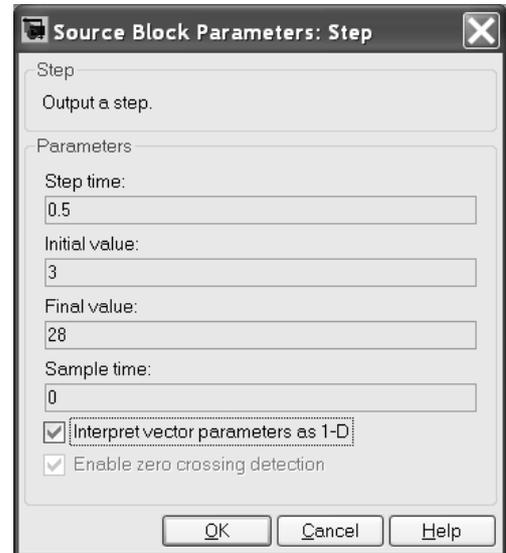
Для преобразования угловой частоты вращения в скорость вращения измеряемую оборотами в минуту, в модель введен блок **rad/sec to rpm**. Это обычный усилитель с коэффициентом передачи $30/\pi = 9,548$.

Как видно из окна настройки показанном на рисунке 111,б пуск двигателя осуществляется с моментом на валу 3 Н·м, но через 0,5 с после пуска, нагрузка на вал двигателя скачком возрастает до 28 Н·м, что превышает значение максимального момента для данного двигателя.

Ток ротора и скорость вращения вала двигателя отображаются на осциллографах. Кроме того, ток ротора записывается в рабочее пространство **MATLAB** для последующего частотного анализа средствами блока **Powergui**.



a



б

Рисунок 111 – Окна настроек блока *Asynchronous Machine* (а) и блока *Step* (б)

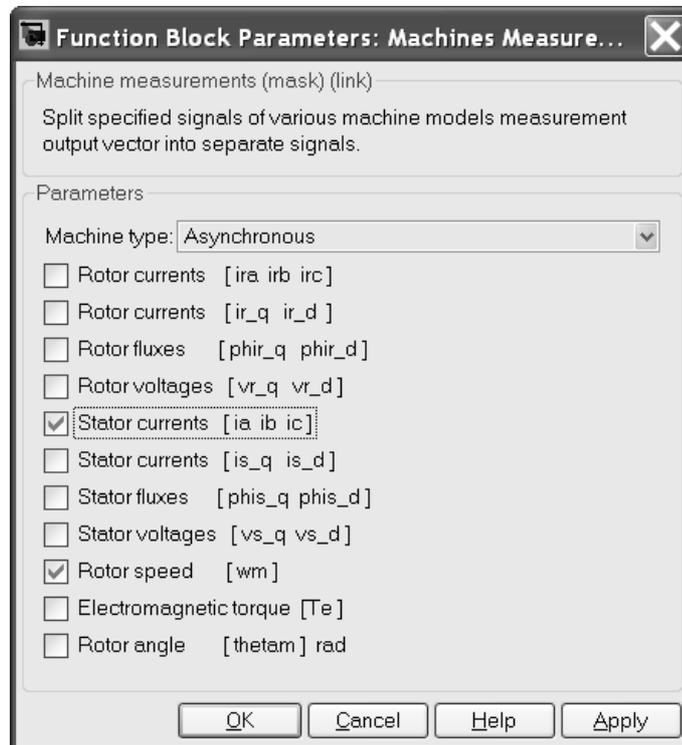


Рисунок 112 – Окно настроек блока *Machines Measurement Demux*

Результат моделирования (для скорости вращения вала двигателя) пере-

ходного процесса пуска и последующего торможения (тормозным моментом, превышающим максимальный момент) показан на рисунке 113.

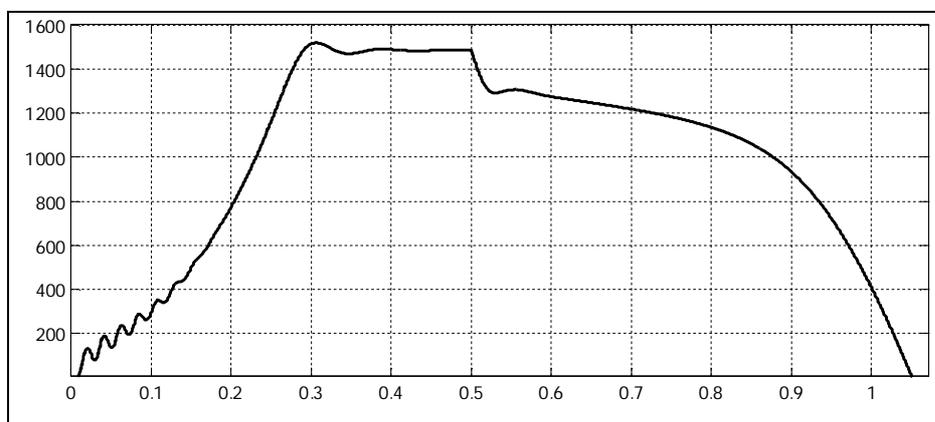


Рисунок 113 – Переходный процесс пуска асинхронного двигателя

Осциллограмма тока статора в процессе пуска приведена на рисунке 114.

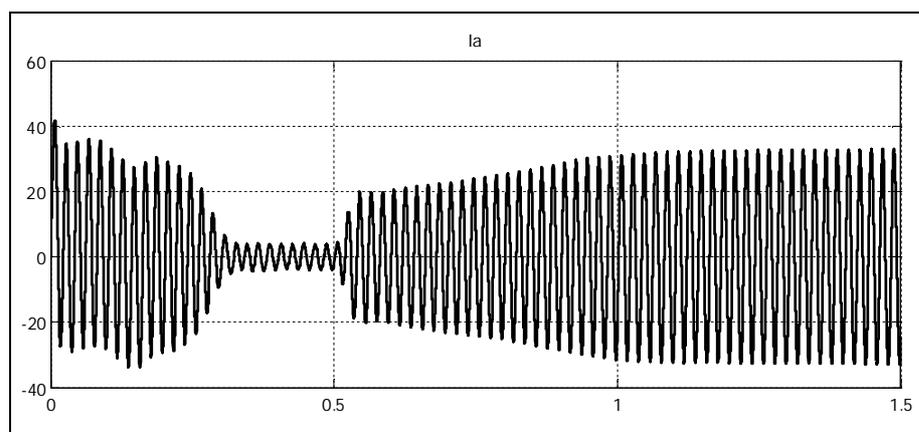


Рисунок 114 – Ток статора в процессе пуска асинхронного двигателя

Осциллограмма напряжения на выходе инвертора (на входе трансформатора) показана на рисунке 115,а, а напряжение на выходе трансформатора, несколько сглаженное фильтром, приведено на рисунке 115,б.

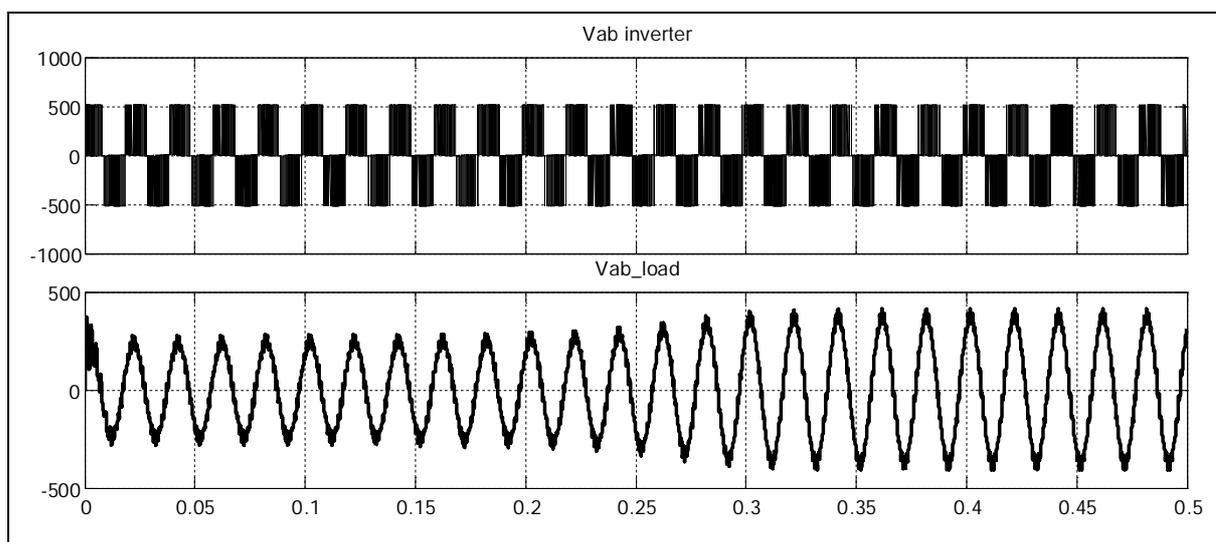


Рисунок 115 – Осциллограммы на выходе инвертора и на выходе трансформатора

Получение синусоидального напряжения с помощью широтно-импульсной модуляции иллюстрируется рисунком 116, где показан один период синусоидального напряжения.

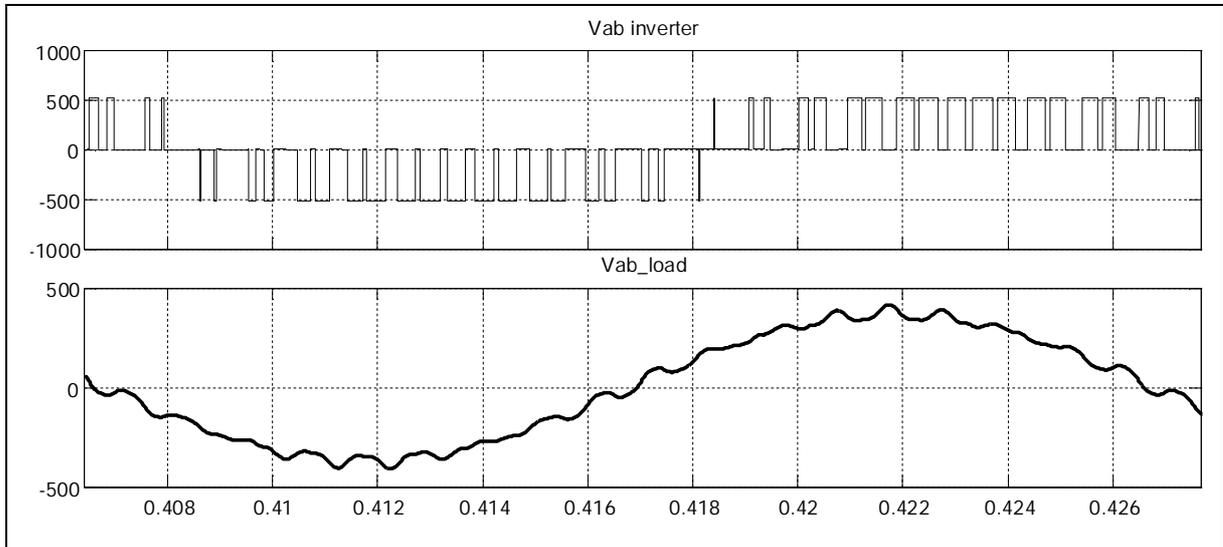


Рисунок 116 – Один период выходного напряжения инвертора

При необходимости можно провести гармонический анализ выходного напряжения инвертора, как это было выполнено для схемы резонансного инвертора, здесь мы его не приводим.

4.4 Контрольные вопросы

- 1 Как работает трехфазный инвертор, ведомый сетью. Изложите принцип обратимости управляемого выпрямителя и ведомого сетью инвертора.
- 2 Что такое инверторы со звеном постоянного тока?
- 3 Приведите схемы силовой части резонансных инверторов (инверторы тока и инверторы напряжения).
- 4 Объясните принцип работы инверторов, основанных на широтно-импульсном методе формирования синусоиды.
- 5 Объясните принцип формирования синусоидального напряжения с помощью широтно-импульсной модуляции. Каковы схемы формирования широтно-импульсных управляющих сигналов?
- 6 Опишите основные характеристики и области применения широтно-импульсных инверторов?
- 7 Какие аварийные режимы могут возникать в инверторах? Привести структурные схемы защиты и управления инверторами.
- 8 Какие Вы знаете способы компьютерного моделирования преобразовательной техники? Что дает такое моделирование?

5 Импульсные преобразователи постоянного тока

Рассматриваемые в настоящей главе импульсные преобразователи предназначены для преобразования электрической энергии постоянного тока одного напряжения в постоянный ток другого напряжения или стабилизации постоянного тока и представляют собой импульсные системы автоматического регулирования. Такие преобразовательные устройства включают в себя ключевой элемент, схему его управления, которая в процессе регулирования изменяет скважность импульсов на входе ключевого элемента (модулятор), и накопители энергии - дроссели и конденсаторы, которые играют роль сглаживающих фильтров (демодулятор).

Класс импульсных преобразователей, нашедших широкое применение в современных источниках питания радиоэлектронной аппаратуры, чрезвычайно многообразен и достаточно хорошо изучен. Импульсные преобразователи обладают малыми потерями в силовом регулирующем элементе и высоким к.п.д., достигающим 85 – 90%.

Здесь мы рассмотрим несколько наиболее употребительных в современной схемотехнике схем таких преобразователей.

5.1 Общие положения, принципы работы импульсных преобразователей постоянного тока

5.1.1 Широтно-импульсные преобразователи напряжения (схема с последовательным ключевым элементом)

Данные преобразователи, их иногда называют чопперными схемами (Chopper - прерыватель) - наиболее известные в семействе импульсных стабилизаторов схемы. Поэтому с их рассмотрения мы и начнем наше знакомство со схемотехникой и принципами работы преобразователей DC/DC («постоянный ток/постоянный ток»).

Схема, приведенная на рисунке 117,а состоит из следующих обязательных элементов:

- силового ключа $Kл$, осуществляющего высокочастотную коммутацию тока (обычно роль ключа выполняет мощный биполярный или полевой транзистор);
- разрядного диода VD ;
- низкочастотного сглаживающего фильтра L, C ;
- схемы управления и обратной связи, осуществляющей стабилизацию напряжения или тока.

Как видно из рисунка 117,а ключевой элемент $Kл$ и дроссель фильтра L включены последовательно с нагрузкой $Rн$. Рабочий цикл преобразователя состоит, как показано на рисунке 117,б из двух фаз: фазы накачки энергии и фазы разряда на нагрузку. Рассмотрим их подробнее.

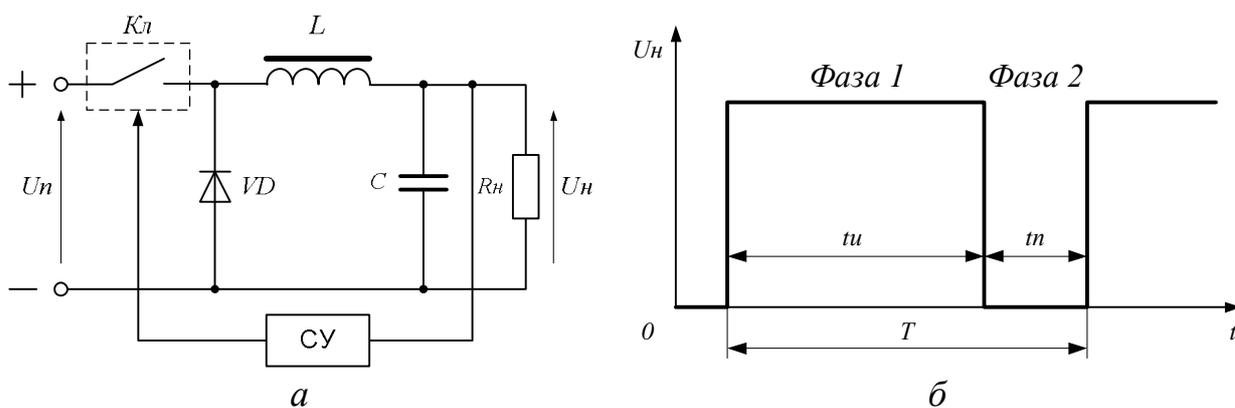


Рисунок 117 - Базовая схема чопперного стабилизатора (а) и фазы его работы (б)

Фаза 1 - накачка энергии

Эта фаза протекает на протяжении времени t_u . Ключевой элемент замкнут и проводит ток I_n , который течет от источника питания U_n к нагрузке через дроссель L , в котором в это время происходит накопление энергии. В это же время подзаряжается конденсатор C . Работа элементов в этой фазе показана на рисунке 118,а.

Фаза 2 — разряд энергии

Любой индуктивный элемент при скачкообразном изменении характеристик цепи (будь то ее обрыв или замыкание на нагрузку с другим значением сопротивления) всегда стремится воспрепятствовать изменению направления и величины тока, протекающего через его обмотку. Поэтому, когда по окончании фазы 1 происходит размыкание ключа K_n , ток I_n , поддерживаемый индуктивным элементом, вынужден замыкаться через разрядный диод VD . Поскольку источник питания отключен, дросселю неоткуда пополнять убыль энергии, поэтому он начинает разряжаться по цепи «диод-нагрузка», как показано на рисунке 76,б. Отсюда и идет название диода - «разрядный». Через некоторый промежуток времени t_n ключ вновь замыкается и процесс повторяется снова.

Будем в первом приближении считать, что разрядный диод является идеальным элементом, который начинает мгновенно проводить ток при размыкании ключа K_n , а также мгновенно закрывается (восстанавливает свои запирающие свойства) при замыкании ключа.

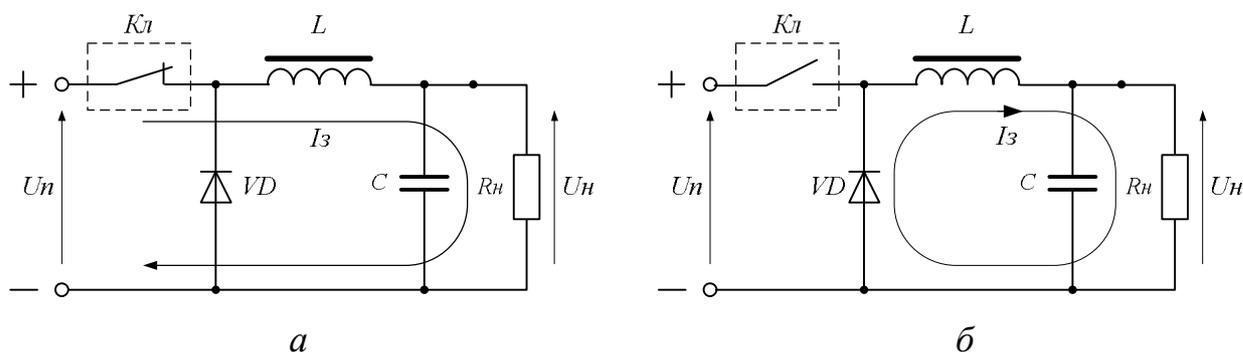


Рисунок 118 - Фаза накачки энергии (а), фаза разряда на нагрузку (б)

Рабочая частота стабилизатора задается схемой управления и определяется так

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1}{tu + tn}, \quad (18)$$

где T — период коммутации схемы управления стабилизатора.

Введем понятие — относительная длительность импульса (или коэффициент заполнения). Это отношение длительности открытого состояния ключа, при котором происходит накачка энергии, к периоду коммутации.

$$\gamma = \frac{tu}{T} = \frac{tu}{tu + tn} = \gamma \cdot f, \quad (19)$$

где f — рабочая частота коммутации ключа.

Для сглаживания импульсов напряжения на нагрузке в схему включается сглаживающий фильтр. В нашем случае мы используем классическую Г-образную схему LC-фильтра.

Операция выделения постоянной составляющей эквивалентна определению среднего значения сигнала. Математически операция сглаживания выглядит следующим образом

$$U_n = \frac{1}{T} \int_0^T i(t) R_n \cdot dt, \quad (20)$$

где $i(t)$ — мгновенное значение тока в нагрузке.

Когда ключ открыт, то $U_n = U_n$. Когда ключ закрыт, $U_n = 0$.

Отсюда следует, что

$$U_n = \frac{1}{T} \int_0^T i(t) R_n \cdot dt = \gamma \cdot U_n. \quad (21)$$

Как мы видим, напряжение на нагрузке прямо пропорционально относительной ширине импульса γ .

Таким образом, при наличии хорошего сглаживающего фильтра, управляя только коэффициентом заполнения, увеличивая или уменьшая длительность открытого состояния ключа, мы можем регулировать напряжение на нагрузке.

Из выражения (21) следует, что в данной схеме принципиально невозможно получить напряжение на нагрузке больше, чем напряжение питания преобразователя.

Для получения качественного выходного напряжения данного преобразователя следует принимать меры к увеличению q — коэффициента сглаживания пульсаций напряжения. Как известно, q — это отношение амплитуды первой гармоники пульсаций на входе фильтра к амплитуде первой гармоники на его выходе.

Коэффициент сглаживания однозвенного Г-образного фильтра, можно оценивать по следующей простой формуле

$$q = 4\pi^2 f^2 LC. \quad (22)$$

Для большинства реальных схем, построенных на основе Г-образного фильтра, этим расчетом можно ограничиться. Во избежание резонансных явле-

ний в фильтре рекомендуется задаваться коэффициентом сглаживания не менее 3.

Рекомендуемое значение коэффициента сглаживания для однозвенного фильтра - не более 10000. Однако уже при $q > 30$ однозвенный фильтр становится неоптимальным по затратам индуктивности и емкости. Соответственно, неоптимальными становятся и массогабаритные показатели. Вопрос оптимизации может остро встать перед разработчиками автономной малогабаритной аппаратуры, перед проектировщиками очень мощных источников и перед создателями автоматических регуляторов тока с высокими динамическими показателями. Именно здесь, моделирование работы таких устройств может оказать существенную помощь разработчикам.

При необходимости получения очень высоких коэффициентов сглаживания необходимо переходить к проектированию многозвенных фильтров.

Следует также учитывать возможность возникновения резонанса на высших гармониках выходного напряжения. В маломощных стабилизаторах подобное резонансное явление практически незаметно и им вполне можно пренебречь. Однако в мощных схемах, в которых, строго нормированы пульсации в нагрузке, необходимо рассчитывать фильтр так, чтобы свести его передаточную функцию к апериодическому виду.

5.1.2 Бустерная схема (схема с параллельным ключевым элементом)

Как показано ранее, в чопперной схеме преобразователя невозможно принципиально получить выходное напряжение, которое по величине будет выше входного. Тем не менее, построить повышающий стабилизатор можно. Для этого необходимо воспользоваться так называемой бустерной схемой, схематическое изображение которой приведено на рисунке 119.

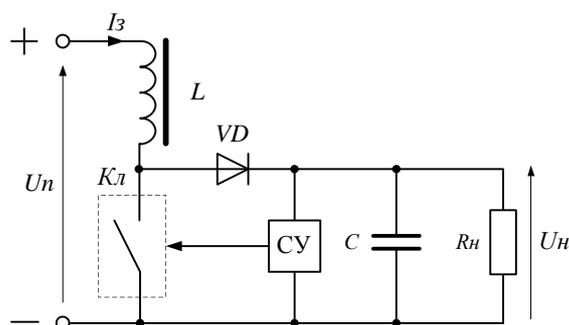


Рисунок 119 - Базовая схема бустерного преобразователя

Ключевой элемент $Kл$, в качестве которого используется знакомый нам транзистор, подключен параллельно нагрузке R_n и работает в импульсном режиме, то есть попеременно замыкается и размыкается с частотой преобразования. Диод VD блокирует нагрузку и конденсатор фильтра C от ключевого элемента в нужные моменты времени.

Когда ключ замкнут, ток I_z от источника питания U_n протекает через дроссель L , запасая в нем энергию. Диод VD при этом отсекает (блокирует) нагрузку и не позволяет конденсатору фильтра разряжаться через замкнутый

ключ. Ток в нагрузку в этот промежуток времени поступает только от конденсатора C . Далее, когда ключ закрывается, ЭДС самоиндукции дросселя суммируется с выходным напряжением и энергия тока дросселя отдается в нагрузку. При этом выходное напряжение U_n оказывается больше входного U_n .

Следует обратить внимание на то, что, в отличие от чопперной схемы, дроссель L не является элементом фильтра, а выходное напряжение становится больше входного на величину, определяемую индуктивностью дросселя L и скважностью работы ключа. Рабочий цикл бустерной схемы также состоит из двух фаз: фазы заряда дросселя и фазы его разряда на нагрузку.

Фаза заряда дросселя

В данной фазе, схематически показанной на рисунке 120,а, ключевой элемент коммутирует нижний вывод индуктивного элемента к общему проводу схемы. Соотношение между напряжением на дросселе и током через него в общем случае определяется

$$U_L = L \frac{dI_3}{dt}. \quad (23)$$

Поскольку в данном случае $U_L = U_n$, а напряжение питания является постоянной величиной, то оба вывода дросселя оказываются подключенными к источнику питания с низким внутренним сопротивлением. Мы получаем

$$dI_3 = \frac{1}{L} \int U_L dt, \quad (24)$$

а, проинтегрировав, получим простое выражение для тока заряда дросселя

$$I_3(t) = \frac{U_n \cdot t}{L}. \quad (25)$$

Видим, что после замыкания ключа ток I_3 в обмотке дросселя начинает нарастать по линейному закону. Нарастание тока в дросселе будет происходить до тех пор, пока ключ не разомкнется.

При прочих равных условиях (напряжении питания и времени заряда) ток в индуктивном элементе к моменту окончания времени заряда будет тем больше, чем меньше индуктивность L . Зависимость скорости нарастания от величины индуктивности показана на рисунке 120,б.

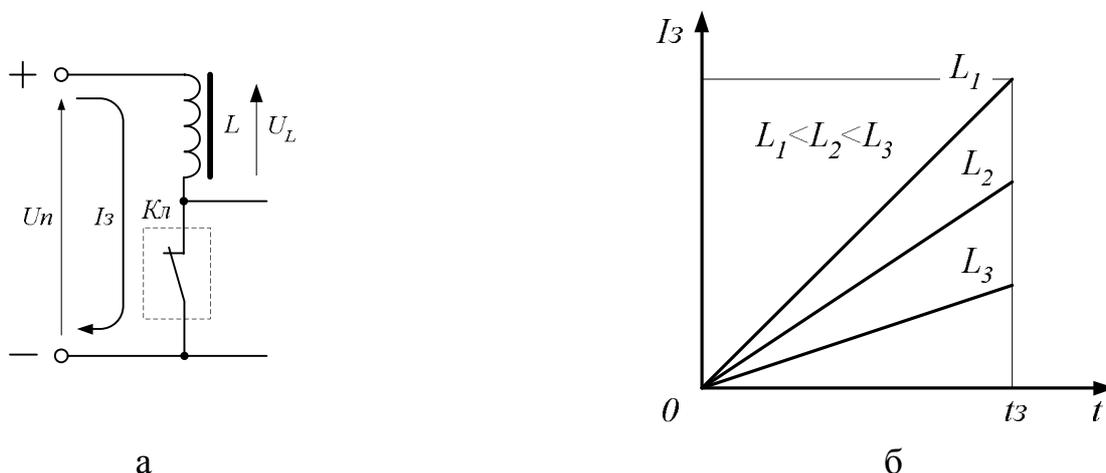


Рисунок 120 - Зарядная фаза бустерного преобразователя

Фаза разряда дросселя

Согласно первого закона коммутации при размыкании ключа направление разрядного тока дросселя совпадет по направлению с зарядным током I_3 . Разрядный ток замыкается через диод VD на нагрузку и подзаряжает конденсатор C , как показано на рисунке 121,а.

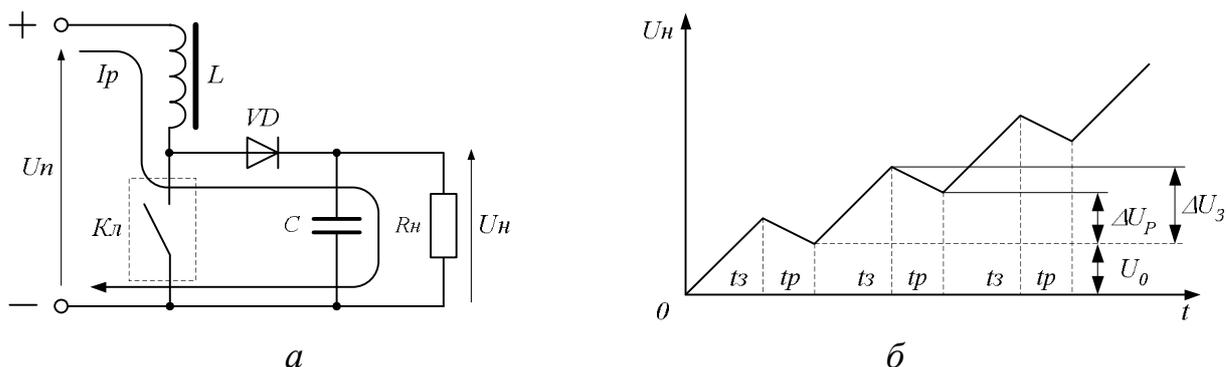


Рисунок 121 - Разрядная фаза бустерного преобразователя

Как известно, напряжение на обкладках конденсатора и ток, протекающий через него, связаны следующим соотношением

$$U_C = \frac{1}{C} \int idt. \quad (26)$$

Мы можем приближенно считать, что дроссель в фазе разряда как бы является источником постоянного тока, поэтому

$$U_C = U_H = \frac{I_p \cdot I_3}{C} + U_0, \quad (27)$$

где U_0 — напряжение на конденсаторе к моменту окончания заряда дросселя (заряд дросселя L и разряд конденсатора C происходят одновременно).

Добавка напряжения ΔU_3 , компенсирующая убыль энергии дросселя за счет разряда на нагрузку, будет

$$\Delta U_3 = \frac{I_p \cdot t_3}{C}. \quad (28)$$

Следовательно, за несколько циклов «заряд-разряд» можно увеличивать напряжение на нагрузке, причем, на первый взгляд, никаких ограничений, на его потолок найти не удастся. График нарастания выходного напряжения показан на рисунке 121,б. Важно лишь, чтобы показанная на рисунке 121,б добавка $\Delta U_3 > \Delta U_P$.

В простых схемах максимальный коэффициент преобразования (отношение выходного напряжения к входному: $K_{пр} = U_H / U_n$) существенно ограничен. Его значение не превышает в типичных реальных схемах 3...5.

Определим вид регулировочной характеристики (зависимости выходного напряжения от входного и режима работы преобразователя).

В фазе заряда максимальное значение тока дросселя

$$I_3 = \frac{U_n \cdot t_3}{L} + i_0, \quad (29)$$

где i_0 - добавка тока, определяемая режимом, в котором ключ $Kл$ постоянно разомкнут

$$i_0 = \frac{U_n}{R_n}. \quad (30)$$

В фазе разряда дросселя к нему прикладывается разность напряжений ($U_H - U_n$) и происходит спад тока дросселя, как показано на рисунке 122.

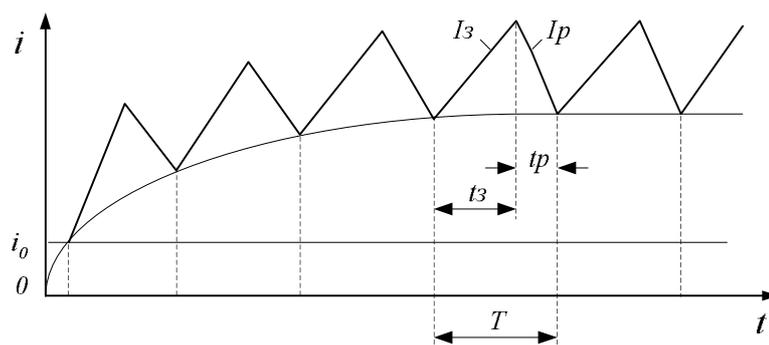


Рисунок 122 - К определению вида регулировочной характеристики бустерного преобразователя

В установившемся режиме «добавка» зарядного тока равна убыли разрядного, поэтому мы можем записать

$$\frac{U_n \cdot t_3}{L} + i_0 = \frac{(U_H - U_n)t_p}{L} + i_0. \quad (31)$$

После несложных преобразований получаем

$$U_H = U_n \frac{t_3 + t_p}{t_p} = U_n \cdot \frac{T}{t_p}. \quad (32)$$

Видим, что чем меньше разрядное время t_p , тем большее напряжение можно получить на нагрузке. Конечно, такая ситуация возможна только в идеальной схеме. Реальная схема имеет существенные отличия, и мы рассмотрим их, позже.

При определении параметров схемы рекомендуют выбирать величину индуктивности дросселя равной или большей L_{min}

$$L_{min} = \frac{U_n^{min} t_3^{max}}{i_L^{max}}, \quad i_L^{max} = 2i_n, \quad (33)$$

где U_n^{min} - минимальное значение входного напряжения питающей сети;
 t_3^{max} - максимальное время зарядной фазы преобразователя (в процессе регулирования это время может значительно изменяться);
 i_n - ток нагрузки.

При определении L_{min} рекомендуется принять время заряда t_3 (для большинства схем)

$$t_3 = \frac{0,9}{f}. \quad (34)$$

При этом индуктивность дросселя не должна быть больше величины

$$L_{max} = \frac{U_n \cdot U_H \cdot t_3^{max}}{2P_H}, \quad (35)$$

где P_H – мощность нагрузки.

При использовании величины относительной длительности импульсов γ , формулы для расчетов выглядят таким образом

$$L_{max} = \frac{U_n \cdot U_H \cdot \gamma_{max}}{2P_H \cdot f}, \quad L_{min} = \frac{U_n^{min} \cdot \gamma_{min}}{2i_H^{max} \cdot f}, \quad (36)$$

где f – частота коммутации;

γ_{max} и γ_{min} – максимальное и минимальное значения относительной длительности импульсов, соответственно.

Конденсатор выбирается исходя из требуемого коэффициента сглаживания пульсаций выходного напряжения q

$$C = \frac{U_n^{min}}{U_n^{max}} \cdot \frac{\gamma(1-\gamma)}{q \cdot f^2 \cdot L}, \quad (37)$$

где U_n^{max} – максимальное значение входного питающего напряжения.

В качестве блокирующего диода рекомендуется использовать диоды Шоттки, обладающие, по сравнению с обычными диодами, меньшим падением напряжения в прямом направлении, повышенным быстродействием. Все эти достоинства повышают КПД схемы.

В качестве ключевого элемента бустерной схемы в последнее время все чаще используют силовые полевые транзисторы **MOSFET**. Их основные параметры уже были рассмотрены в главе, посвященной элементной базе импульсной техники.

В идеализированной схеме бустерного преобразователя, мы полагали, что ключевой элемент, источник питания, дроссель и диод имеют нулевое активное сопротивление. В реальных схемах это не так. Реальная схема бустерного преобразователя показана на рисунке 123.

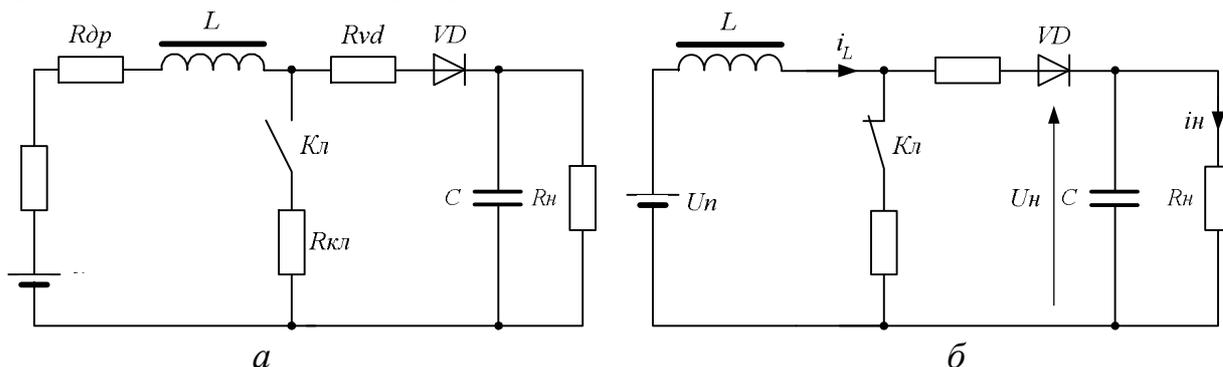


Рисунок 123 – Реальная схема бустерного преобразователя с учетом внутренних сопротивлений элементов (а), расчетная схема (б)

На схеме:

R_n – внутреннее сопротивление источника питания;

R_{dp} – активное сопротивление обмотки дросселя;

R_{kl} – активное сопротивление ключевого элемента в состоянии «замкнут»;

R_{vd} – активное сопротивление блокирующего диода.

Предположим, что $R_{кл} = Rvd$. Тогда сопротивления разрядной и зарядной цепей дросселя окажутся также одинаковыми, что и отражено на рисунке 81,б.

$$R = Rn + R\delta p + R_{кл} = Rn + R\delta p + Rvd$$

Выясним характер регулировочной характеристики в случае реальной схемы. В зарядной и разрядной фазах необходимо учесть падение напряжения на сопротивлении R . Составим уравнение баланса токов через индуктивность в фазе заряда и разряда

$$\frac{U_n - i_L \cdot R}{f \cdot L} \gamma = \frac{(U_H - U_n + i_L \cdot R)(1 - \gamma)}{f \cdot L} \quad (38)$$

После несложных преобразований получаем

$$U_H = \frac{U_n}{1 - \gamma} - 2R \frac{U_H}{R_H}. \text{ Считаем, что } i_H = \frac{i_L}{2}. \quad (39)$$

Окончательно выражение для реальной регулировочной характеристики

$$U_H = \frac{U_n}{\left(1 + 2 \frac{R}{R_H}\right)(1 - \gamma)}. \quad (40)$$

Графически семейство регулировочных характеристик с разным соотношением сопротивления нагрузки и паразитных сопротивлений показано на рисунке 124.

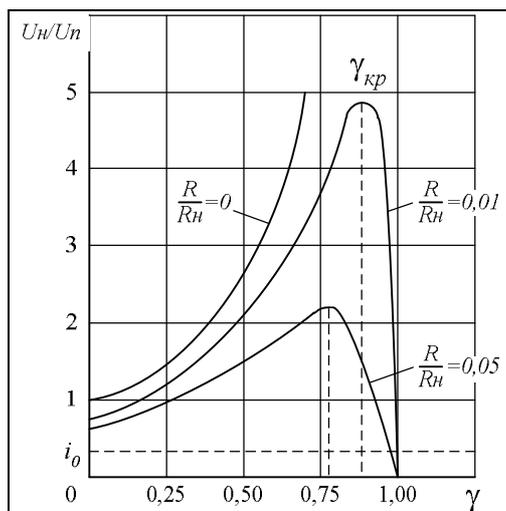


Рисунок 124 - Семейство регулировочных характеристик бустерных преобразователей

Данное выражение справедливо для $\gamma < \gamma_{кр}$, где $\gamma_{кр}$ - критический коэффициент заполнения, при превышении которого регулировочная характеристика стабилизатора приобретает падающий характер. Это происходит потому, что падение напряжения на паразитном сопротивлении R уже не может быть компенсировано нарастанием тока в индуктивности. Поэтому пользоваться приведенной формулой на «падающем» участке регулировочной характеристики уже нельзя! Да и проектировать стабилизатор для работы в таком режиме бессмысленно.

Критический коэффициент заполнения определяется из выражения

$$\gamma_{кр} = 1 - \sqrt{\frac{R}{R_H}}. \quad (41)$$

Чтобы получить достаточно протяженный начальный участок и, следовательно, расширить диапазон регулирования выходного напряжения, необходимо уменьшать сопротивление зарядной цепи R .

Из рисунка 124 видно, что невозможно получить бесконечно большие значения напряжений U_H при ограниченном напряжении U_n . Практически в стабилизаторах коэффициент заполнения выбирается не более 0,8...0,9, а коэффициент повышения напряжения для самых высоковольтных вариантов - не более 5.

5.1.3 Бустерная схема (схема с параллельным ключевым элементом) с инвертированием выходного напряжения

В ряде случаев, например, для питания схем на операционных усилителях требуется двуполярное питающее напряжение. Но бывают случаи, когда в наличии имеется только однополярное питание. В подобных ситуациях необходима импульсная инвертирующая схема преобразователя (рисунок 125). По устройству она напоминает бустерную, но работает иначе. Отметим, что ее регулировочная характеристика также отличается от регулировочной характеристики бустерного преобразователя. Цикл работы инвертирующего преобразователя состоит из двух этапов: фазы накачки энергии и фазы передачи ее в нагрузку.

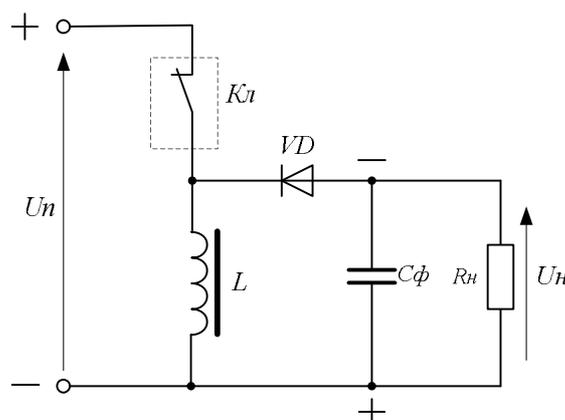


Рисунок 125 - Базовая схема инвертирующего преобразователя

Фаза накачки энергии

В этой фазе, которая изображена на рисунке 126,а, ключ $Кл$ замкнут, диод VD заперт напряжением U_n , ток заряда дросселя I_z нарастает по линейному закону

$$i_p(t) = \frac{U_n \cdot t_3}{L} = \frac{U_n \cdot \gamma}{L \cdot f}. \quad (42)$$

Фаза передачи энергии в нагрузку

При размыкании ключа $Кл$ зарядный ток через ключ обрывается. Однако, благодаря явлению самоиндукции, дроссель стремится поддержать значение

тока через свою обмотку, поэтому ток I_3 замыкается через нагрузку и через открывшийся диод VD . Ток разряда спадает линейно по закону

$$i_p(t) = -\frac{U_n \cdot (1 - \gamma)}{L \cdot f}. \quad (43)$$

Знак «минус» говорит о том, что полярность напряжения на нагрузке обратная полярности напряжения питания. Фаза разряда изображена на рисунке 126,б.

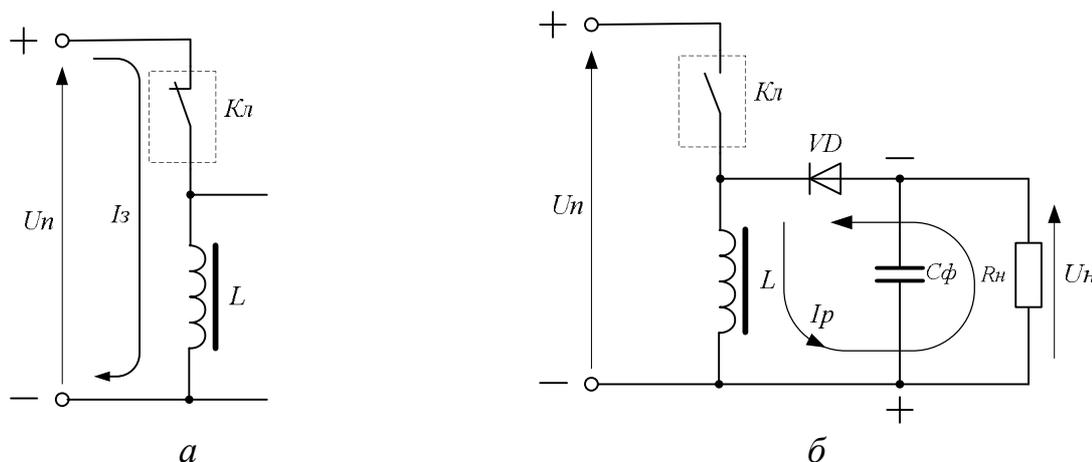


Рисунок 126 - Фаза накачки энергии (а), фаза разряда дросселя (б)

Приравняв значения зарядного и разрядного токов в точке перехода, можно получить регулировочную характеристику инвертирующего преобразователя

$$U_n = -U_n \frac{\gamma}{1 - \gamma}. \quad (44)$$

При $\gamma < 0,5$ инвертирующая схема работает с понижением напряжения, при $\gamma > 0,5$ — с повышением. В большинстве же случаев инвертирующая схема работает с $\gamma = 0,5$, то есть выходное напряжение по величине равно входному.

Исходя из условия равенства выходного напряжения входному

$$L = \frac{U_n}{4 \cdot i_n \cdot f}, \quad (45)$$

где i_n — постоянный ток нагрузки.

Для управления инвертирующими преобразователями и стабилизаторами мировая промышленность выпускает широкую номенклатуру микросхем.

5.1.4 Импульсные одноконтурные обратноходовые преобразователи

Рассмотренные выше схемы импульсных преобразователей энергии не имели гальванической развязки от питающей сети. Это допустимо, если напряжение, которым питаются преобразователи, поступает с автономных источников энергии (батареи, аккумуляторы), либо с вторичных обмоток сетевых трансформаторов, естественно, имеющих значительные габариты.

Для повышения электробезопасности в ряде случаев, цепи прибора и питающей сети должны быть гальванически развязаны, то есть не иметь общих проводников. Единственно возможный выход в этом случае - использование

трансформатора с независимыми первичной и вторичными обмотками.

Известно, что с повышением рабочей частоты габаритная мощность трансформатора увеличивается, а это значит, что при сохранении мощности можно, повысив частоту преобразования, существенно снизить габаритные размеры трансформатора. Типовая схема преобразователя с гальванической развязкой цепей показана на рисунке 127.

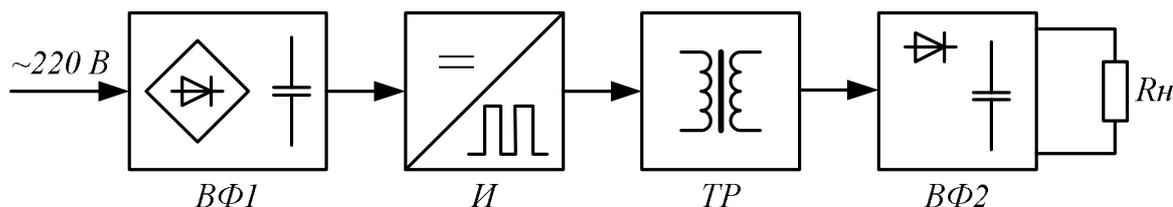


Рисунок 127 – Блок схема импульсного преобразователя напряжения с гальванической развязкой

Переменное сетевое напряжение частотой 50 Гц выпрямляется и сглаживается выпрямителем-фильтром (*ВФ1*). Затем постоянное напряжение с помощью инвертора (*И*) преобразуется в импульсное переменное напряжение повышенной частоты. Импульсный трансформатор (*Тр*) преобразует это напряжение в необходимое для питания радиоаппаратуры значение. Выпрямитель-фильтр (*ВФ2*) сглаживает пульсации и питает нагрузку *R_н*.

Схемы выпрямителей и сглаживающих фильтров рассмотрены нами ранее. Рассмотрим здесь инвертор, поскольку именно он определяет режим и надежность работы схемы.

В схемах мощностью до нескольких сот ватт, широко применяют так называемые одноктактные схемы. Одноктактными они называются потому, что электрическая энергия передается на выход преобразователя в течение одной части периода преобразования. Если энергия передается в тот момент, когда силовой ключ замкнут, такой преобразователь называют прямоходовым (**forward**). Если же энергия передается, когда ключ разомкнут - преобразователь называют обратноходовым (**flyback**).

Прямоходовые схемы имеют ряд недостатков:

- во-первых, работа с однополярными токами в обмотках трансформатора требует мер по снижению одностороннего намагничивания сердечника;
- во-вторых, при размыкании ключа энергия, накопленная в индуктивности намагничивания трансформатора, не может «разрядиться» самостоятельно, поскольку все выводы трансформатора «повисают в воздухе». В этом случае возникает индуктивный выброс - повышение напряжения на силовых электродах ключевого транзистора, что может привести к его пробое;
- в-третьих, короткое замыкание выходных клемм преобразователя обязательно выведет силовую часть из строя, следовательно, требуются тщательные меры по защите от КЗ.

В виду указанного выше, мы не рассматриваем прямоходовые преобразователи в данном разделе.

Обратноходовая схема приведена на рисунке 128. В данной схеме фаза

накопления энергии и фаза передачи ее в нагрузку разделены во времени, поэтому, по большому счету, электротехническое изделие Tr нельзя называть трансформатором. Это скорее двухобмоточный накопительный дроссель. Но, по устоявшейся терминологии, мы будем все же называть элемент Tr трансформатором. Как будет показано далее, этот дроссель все же имеет коэффициент трансформации, что роднит его с названным электротехническим изделием.

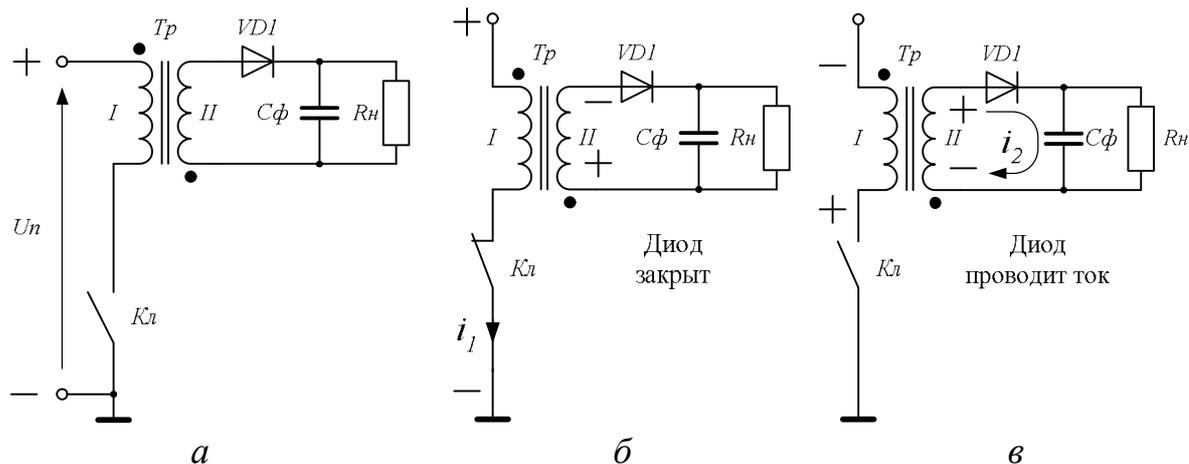


Рисунок 128 - Обратноходовая (fly-back) схема преобразователя (а), фаза 1 (б), фаза 2 (в)

Во время накопления энергии трансформатором (фаза 1) ключ $Kл$ замкнут, в первичной обмотке течет ток i_1 . Закон накопления энергии мы можем математически записать исходя из уже известного нам соотношения

$$i_1(t) = \frac{Un \cdot t}{L_1}, \quad (46)$$

где L_1 — индуктивность первичной обмотки.

Мы видим, что на этом участке ток первичной обмотки линейно нарастает.

Фаза передачи энергии (фаза 2) наступает при размыкании ключа $Kл$. В этот момент полярность на выводах трансформатора благодаря явлению самоиндукции меняется на противоположную. Открывается диод VD , ток i_2 заряжает конденсатор фильтра $Cф$. Закон спада тока вторичной обмотки математически очень похож на закон нарастания тока первичной обмотки

$$i_2(t) = i_1^* - \frac{Un \cdot t}{L_2}, \quad (47)$$

где i_1^* — ток первичной обмотки, пересчитанный во вторичную обмотку. Его величина фиксируется в тот момент, когда происходит размыкание ключа; L_2 — индуктивность вторичной обмотки.

Мы видим, что в процессе работы конвертора токи трансформатора нарастают и спадают линейно. Чтобы обеспечить требуемые значения тока и напряжения на нагрузке, необходимо связать процессы, происходящие в первичной цепи, с реакцией на них вторичной цепи. Для удобства изобразим токи первичной и вторичной цепей на соседних графиках (рисунок 129).

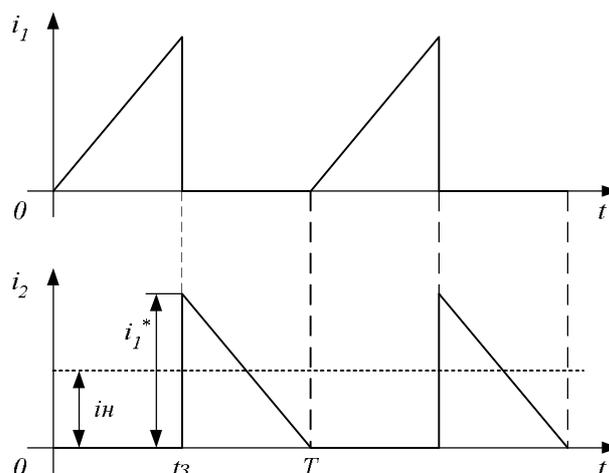


Рисунок 129 - Графики токов в первичной и вторичной обмотках

Можно показать, что ток нагрузки связан с параметрами схемы следующим соотношением [15]

$$i_N = \frac{U_N}{R_N} = \frac{\gamma(1-\gamma) \cdot U_n}{2 \cdot L \cdot f \cdot k}, \quad (48)$$

где U_n – напряжение источника питания;

L – индуктивность первичной обмотки трансформатора;

f – частота преобразования;

γ – относительная длительность замыкания ключа $Kл$;

k – коэффициент трансформации трансформатора.

Анализируя полученное соотношение, (48), видим, что максимум напряжения на нагрузке получается при $\gamma = 0,5$. Практически это означает, что, задав время заряда t_3 либо близким к нулю, либо близким к периоду коммутации T , мы так или иначе получим близкое к нулю напряжение на нагрузке. На первый взгляд, нет никакой разницы, если регулирование напряжения будет осуществляться изменением коэффициента заполнения γ на интервале $[0..0,5]$ или $[0,5... 1,0]$. Однако практически для силовой части преобразователя более предпочтителен первый режим.

5.1.5 Импульсные двухтактные преобразователи энергии

При создании мощных импульсных преобразователей постоянного тока применяют двухтактные схемы.

Наибольшее распространение среди двухтактных преобразователей получили три схемы: двухфазная пуш-пульная (**push-pull**), полумостовая (**half-bridge**) и мостовая (**full-bridge**). Достоинство этих схем состоит в том, что при необходимости разработчик может легко ввести в конструкцию узел стабилизации выходного напряжения, либо отказаться от него.

Эта схема (рисунок 130) состоит из двух ключевых элементов $Kл1$ и $Kл2$, в качестве которых используются мощные биполярные или полевые транзисторы. Трансформатор Tr имеет первичную и вторичную обмотки, разделенные на полуобмотки. К средней точке первичной обмотки подключен вывод источника питания. Вторичная цепь представляет собой двухфазный двухполупериодный

выпрямитель $VD1$, $VD2$, а также фильтр пульсаций (в этой схеме элементом фильтра является конденсатор $C\phi$).

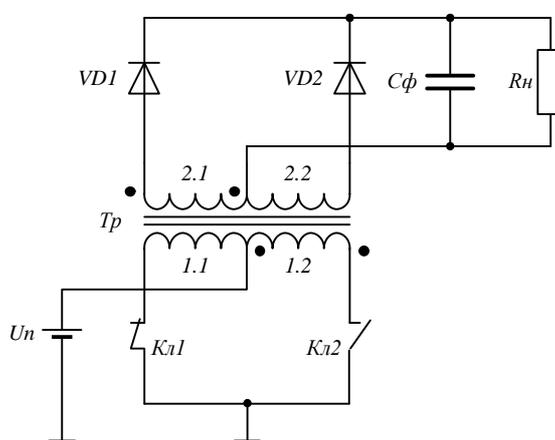


Рисунок 130 - Базовая двухтактная *push-pull* схема преобразователя

В первом такте, как показано на рисунке 131,а $Kл1$ замкнут, $Kл2$ разомкнут, ток течет по полуобмотке 1.1 и трансформируется в полуобмотку 2.1. Диод $VD1$ открыт и проводит ток i_2 , подзаряжая конденсатор $C\phi$. Во втором такте, изображенном на рисунке 130,б, ключ $Kл1$ закрывается и открывается ключ $Kл2$. Соответственно ток i_2 течет по полуобмотке 1.2 и трансформируется в полуобмотку 2.2. Диод $VD1$ заперт, диод $VD2$ проводит ток i_2 , подзаряжая конденсатор $C\phi$. Таким образом, передача энергии в нагрузку осуществляется во время обоих тактов.

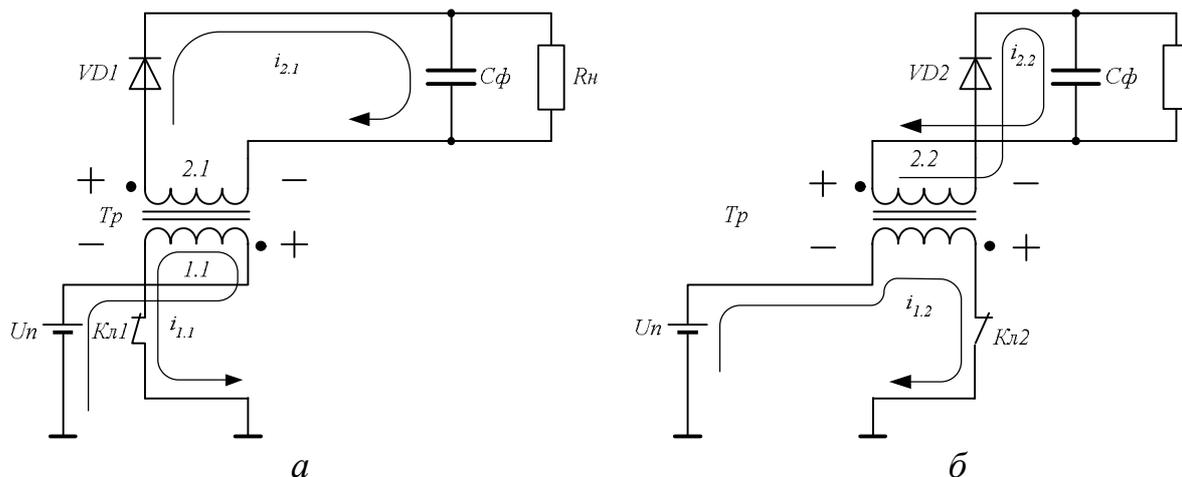


Рисунок 131 - Рабочие такты пуш-пульной схемы: такт 1 (а), такт 2 (б)

Регулируя относительную длительность импульсов в промежутке от 0 до 0,5, можно линейно регулировать напряжение на нагрузке.

Несколько упростить конструкцию трансформатора может применение полумостовой схемы преобразователя, которая показана на рисунке 132,а.

Средняя точка емкостного делителя $Cg1$, $Cg2$ совершает колебания относительно потенциала $Un/2$, поскольку при коммутации первичной обмотки происходит их разряд. В результате пульсация на конденсаторах может превышать допустимые в технических условиях значения.

Поэтому необходимо выбрать емкость этих конденсаторов, исходя из соотношения

$$C_{g1} = C_{g2} = 0,2 \frac{i_D^{max}}{U_{\sim} \cdot f}, \quad (49)$$

где U_{\sim} - допустимый уровень пульсаций на конденсаторах, а ток i_D^{max} определяется таким образом

$$i_D^{max} = \frac{P_H}{2U_n \cdot \gamma^2 \cdot \eta} + i_{\mu}, \quad (50)$$

где P_H – мощность нагрузки преобразователя;

η - КПД преобразователя;

i_{μ} - ток намагничивания индуктивности первичной обмотки.

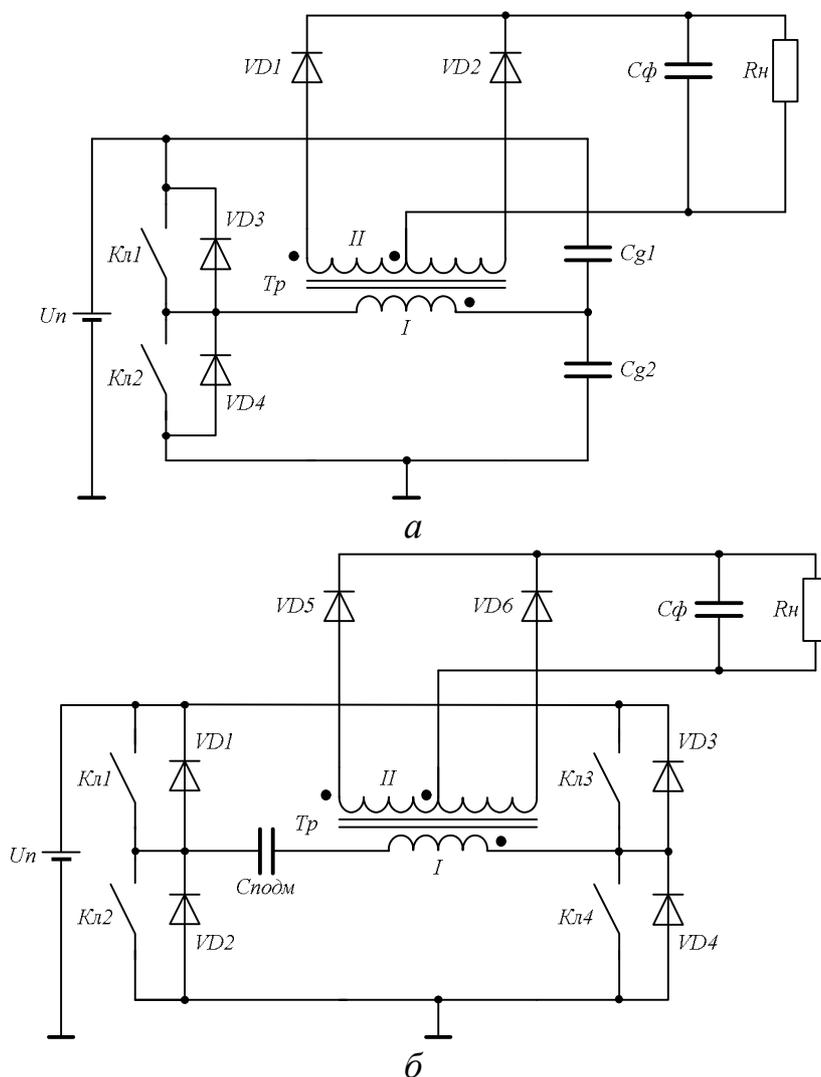


Рисунок 132 – Схемы: а - **half-bridge** (полумостового) преобразователя;
б - **full-bridge** (мостового) преобразователя

Полумостовые преобразователи рекомендуется использовать для сетевых источников мощностью 100 - 700 Вт.

Для мощностей превышающих указанную величину используются мостовая схема, показанная на рисунке 132,б.

Работа мостового преобразователя строится на тех же принципах с той лишь разницей, что «раскачка» напряжения первичной обмотки равна напряжению питания

$$U_n = 2 \cdot k \cdot \gamma \cdot U_n. \quad (51)$$

Регулировочная характеристика мостового преобразователя выглядит точно так же, как и характеристика пуш-пульной схемы. Однако максимальное напряжение между силовыми электродами транзисторов достигает одиночного уровня напряжения питания, да и первичную обмотку не нужно составлять из полуобмоток.

Сигнал схемы управления полумостовыми и мостовыми преобразователями так же, как и в пуш-пульном источнике питания, должен иметь защитную паузу. Поэтому относительная скважность импульсов в таких преобразователях выбирается всегда несколько меньше 0,5.

Подробный анализ этих схем выходит за рамки настоящей работы. Желающие могут найти данный материал в работах [15, 16].

5.2 Моделирование импульсных преобразователей постоянного тока

5.2.1 Модели понижающих преобразователей постоянного напряжения (чоппера)

5.2.1.1 Модель электропривода электромобиля с широтно-импульсным преобразователем напряжения

В качестве примера схемы импульсного преобразователя с широтно-импульсной модуляцией (ШИМ) рассмотрим схему электропривода электромобиля (см. рисунок 133). Его источником питания являются 20 аккумуляторных батарей напряжением 12 В, включенных последовательно. Тяговый двигатель – машина постоянного тока последовательного возбуждения, мощностью 9,5 кВт.

Напряжение на двигатель подается через импульсный регулятор с ШИМ, выполненный на основе мощного IGBT транзистора.

Для обеспечения протекания тока через нагрузку с индуктивной составляющей, параллельно ей включен обратный диод.

Схема управления формирует управляющие импульсы для работы коммутирующего транзистора, меняя их относительную длительность от 0 до 1.

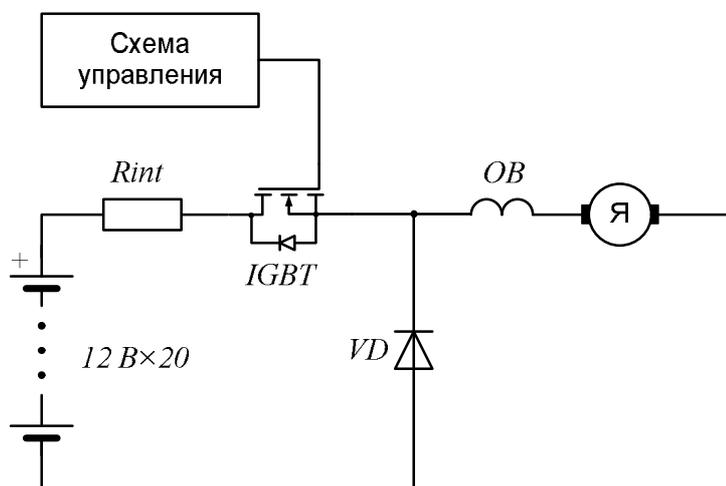


Рисунок 133 – Электропривод электромобиля

Имитационная модель, составленная для рассматриваемой схемы электропривода, показана на рисунке 134.

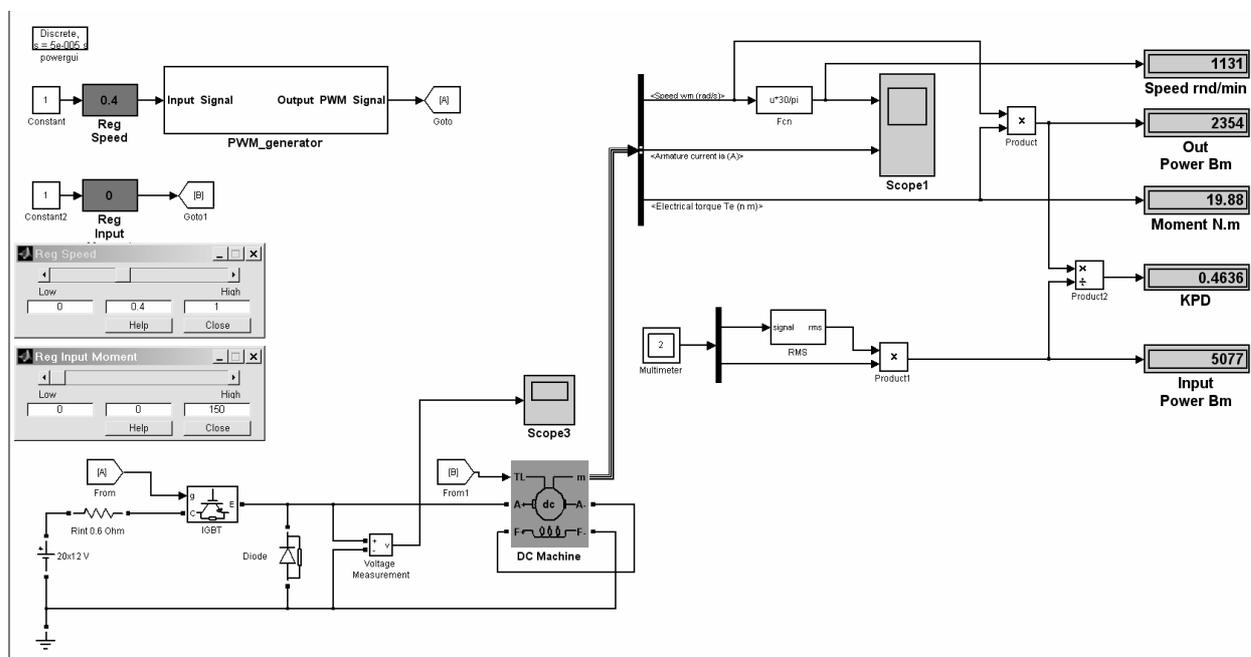


Рисунок 134 – Модель ШИМ-преобразователя напряжения для электромобиля

В модели последовательно с источником напряжения 20x12 В включен резистор величиной 0,6 Ом, имитирующий наличие внутреннего сопротивления аккумуляторной батареи.

Схема управления коммутирующим транзистором выполнена в виде подсистемы **PWM_generator**, внутренняя структура которой изображена на рисунке 135.

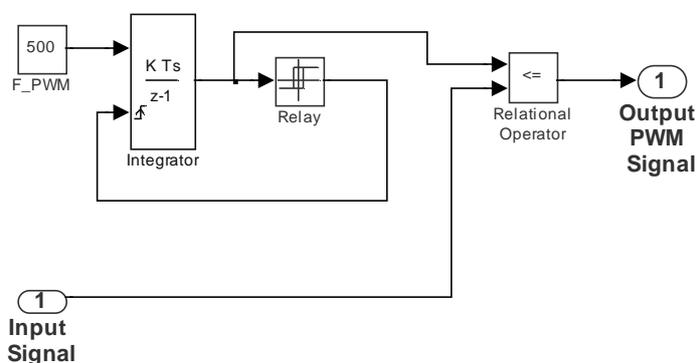


Рисунок 135 – Внутренняя структуры подсистемы **PWM_generator**

На источнике постоянного сигнала **F_PWM**, интеграторе со сбросом и релейном элементе собран генератор пилообразного напряжения. Величина постоянного сигнала на выходе блока **F_PWM** численно равна частоте коммутации, т. е. частоте пилообразного выходного сигнала генератора.

Пилообразное напряжение генератора сравнивается с входным управляющим напряжением блоком соотношения **Relational Operator**. Если сигнал на его верхнем входе больше или равен сигналу на нижнем входе, то на выходе блока формируется единица, в ином случае – на выходе формируется нуль. Та-

ким образом, чем меньше управляющий сигнал на входе **Input Signal**, тем меньше длительность импульса на выходе **Output PWM Signal**.

Единичный сигнал открывает коммутирующий транзистор, а нулевой его закрывает, поэтому на нагрузке формируется последовательность импульсов напряжения модулированных по ширине входным управляющим сигналом, поступающим на вход **Input Signal** подсистемы **PWM_generator**.

Пример осциллограммы напряжения на нагрузке при $\gamma=0,7$, приведен на рисунке 136.

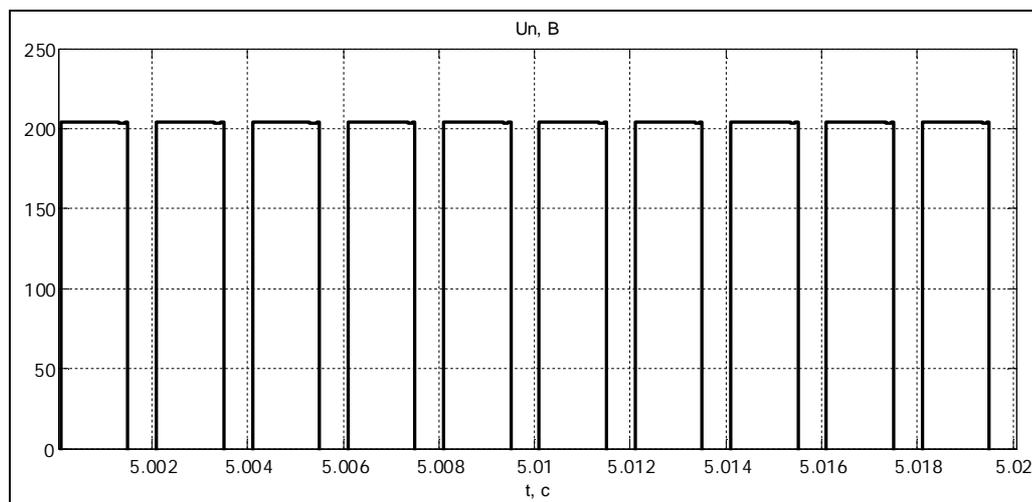


Рисунок 136 – Напряжение на нагрузке при $\gamma=1$

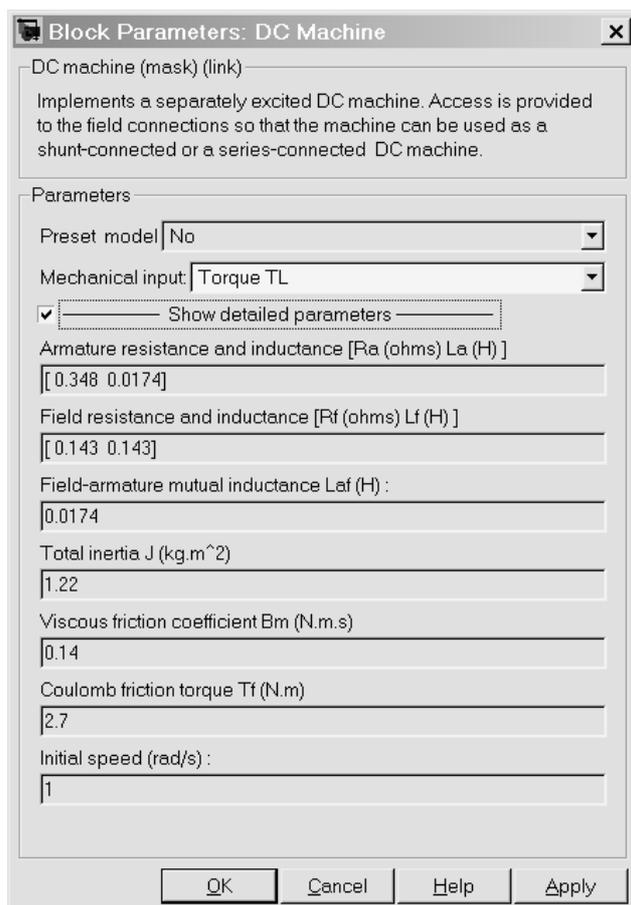


Рисунок 137 – Окно блока **DC Machine**

Управляющий сигнал вырабатывается блоком **Slider Gain**, который на модели обозначен как **Reg Speed**.

Машина постоянного тока моделируется блоком **DC Machine**. Окно параметров блока дано на рисунке 137.

Настройки блока рассчитываются по методике подробно изложенной в нашей работе [11].

Нагрузка на валу двигателя формируется блоком **Slider Gain**, который на модели обозначен как **Reg Input**.

Измерительный порт модели двигателя подключен к блоку **Bus Selector**, который очень удобен, так в своем окне (рисунок 138) позволяет выбрать нужный сигнал из нескольких входных и в требуемом порядке направить его на выход.

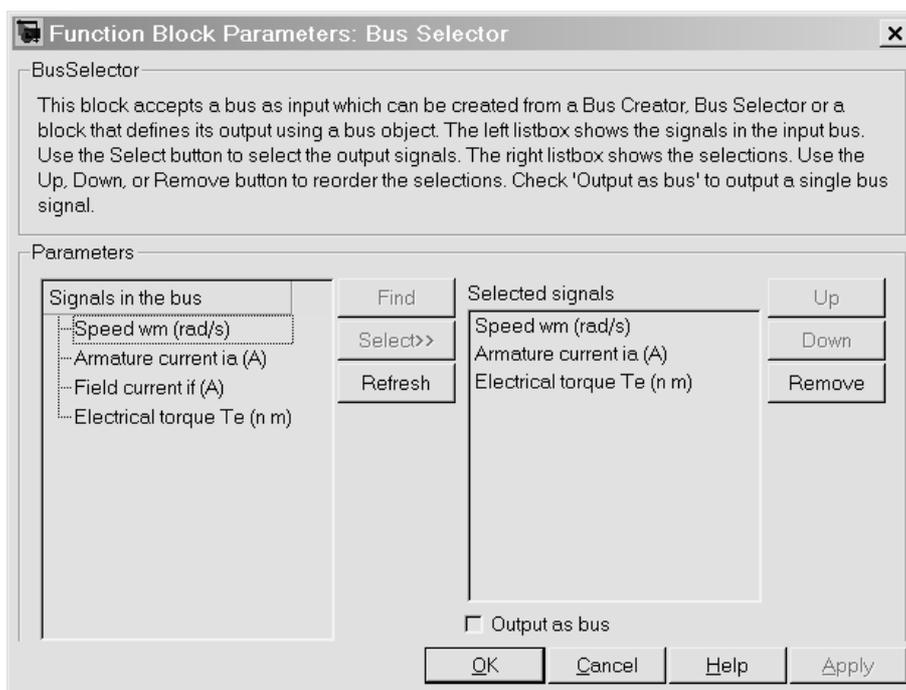


Рисунок 138 – Окно блока **Bus Selector**

Частота вращения вала двигателя пересчитывается в обороты в минуту и поступает на вход осциллографа **Scope1**. На другой его вход подается информация о токе якоря. Осциллограммы этих величин показаны на рисунке 139.

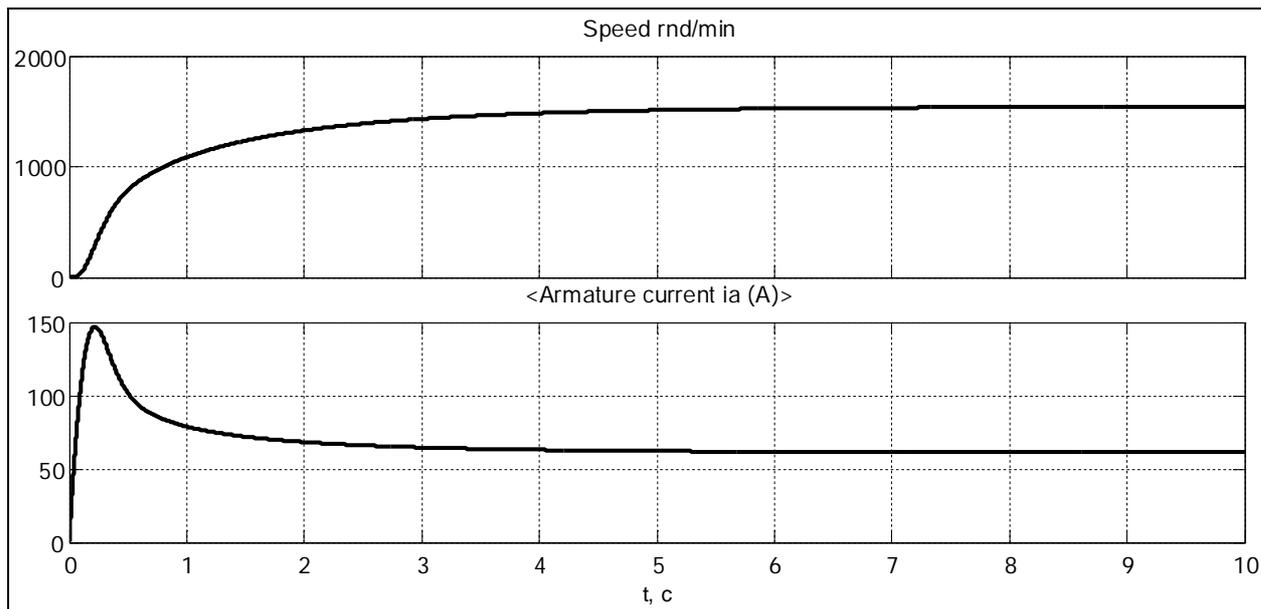


Рисунок 139 – Осциллограммы скорости вращения и тока якоря двигателя при пуске с нагрузкой 40 Н.м и относительной длительностью импульсов $\gamma=1$

В правой части модели помещены цифровые индикаторы, на которых отображаются:

- скорость вращения (**Speed rnd/min**);
- мощность на валу (**Out Power, Bm**), определяемая как произведение угловой частоты вращения вала двигателя на вращающий момент;

- вращающий момент (**Moment, N.m**);
- коэффициент полезного действия, определяемый как отношение мощности на валу к мощности источника (**КПД**);
- мощность источника энергии (**Input Power, Wm**).

Модель позволяет производить различные исследования, например, снимать механические характеристики привода при разных значениях относительной длительности импульсов, в том числе и в режиме прерывистых токов. Механические характеристики для $\gamma=0,4$? 1, приведены на рисунке 140.

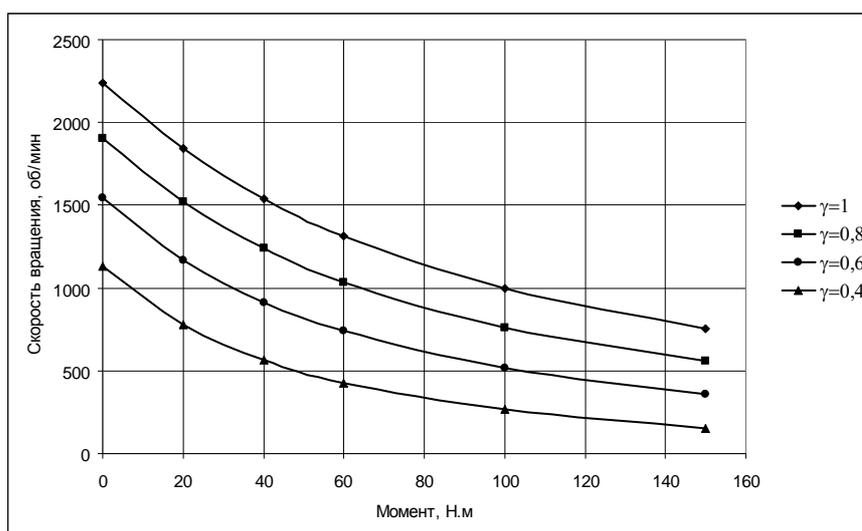


Рисунок 140 – Механические характеристики электропривода электромобиля с ШИМ-преобразователем напряжения

Представляет интерес зависимость КПД электропривода от нагрузки, поскольку в системах с источниками питания ограниченной мощности это определяющая величина, самым существенным образом влияет на эксплуатационные характеристики схемы. На рисунке 141 приведены зависимости КПД от нагрузки на валу двигателя определенные на модели электропривода.

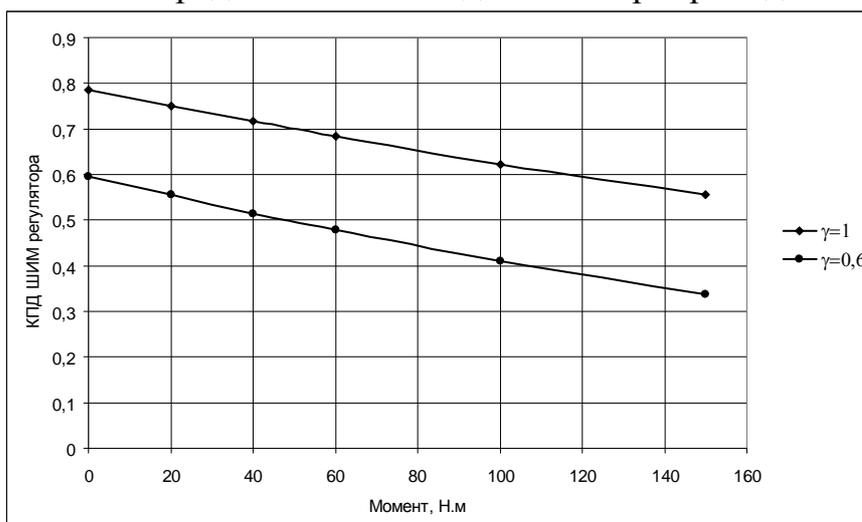


Рисунок 141 – Зависимость КПД от нагрузки для разных значений относительной длительности импульсов

Модель позволяет исследовать и другие характеристики электропривода.

5.2.1.2 Модель стабилизатора постоянного тока для питания магнитных систем

Для целей физического эксперимента, зачастую необходимо создавать магнитные системы, играющие роль магнитных линз. Они применяются в электронных микроскопах для фокусировки пучков электронов, пучкопроводах для транспортировки заряженных частиц в синхрофазотронах и т.д.

Основным требованиям к ним являются возможность плавного регулирования величины тока и точность его поддержания на заданном уровне. При этом колебания сетевого напряжения и другие дестабилизирующие факторы не должны сколько-нибудь заметно влиять на величину тока. Обычно точность поддержания тока в таких системах составляет $0,01 \div 0,001\%$, при токах от 1 до 1000 А.

Схемы стабилизированных источников постоянного тока для таких систем строятся обычно на базе широтно-импульсных преобразователей напряжения. Схема одного из таких устройств, приведена на рисунке 142.

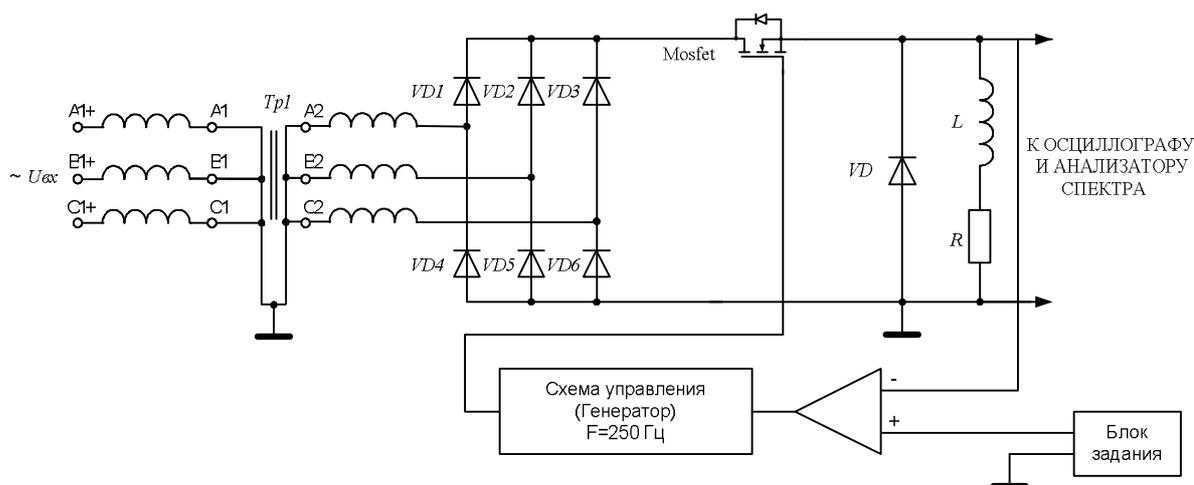


Рисунок 142 – Схема стабилизатора постоянного тока для питания магнитных систем

В нее входят:

- источник трехфазного напряжения 380/220 В;
- трехфазный понижающий трансформатор 104/60 В;
- трехфазная мостовая схема выпрямления;
- коммутирующий транзистор;
- нагрузка (мощный электромагнит) шунтированный диодом, для обеспечения протекания тока в моменты, когда ключевой транзистор заперт;
- схема формирования импульсов, аналогичная той, которая применена в предыдущем примере, для формирования сигнала управления с широтно-импульсной модуляцией;
- датчик выходного тока;
- устройство сравнения;
- задатчик тока;
- регулятор.

Сигнал с датчика тока сравнивается с задающим сигналом, и разность их

подается на регулятор, который усиливает сигнал ошибки и через схему формирования импульсов управляет коммутирующим транзистором.

Таким образом, стабилизатор тока – есть система автоматического регулирования, охваченная отрицательной обратной связью по току.

При постоянстве задающего сигнала она является стабилизатором, при изменяемом задающем сигнале – регулятором тока в нагрузке.

Модель данной схемы изображена на рисунке 143.

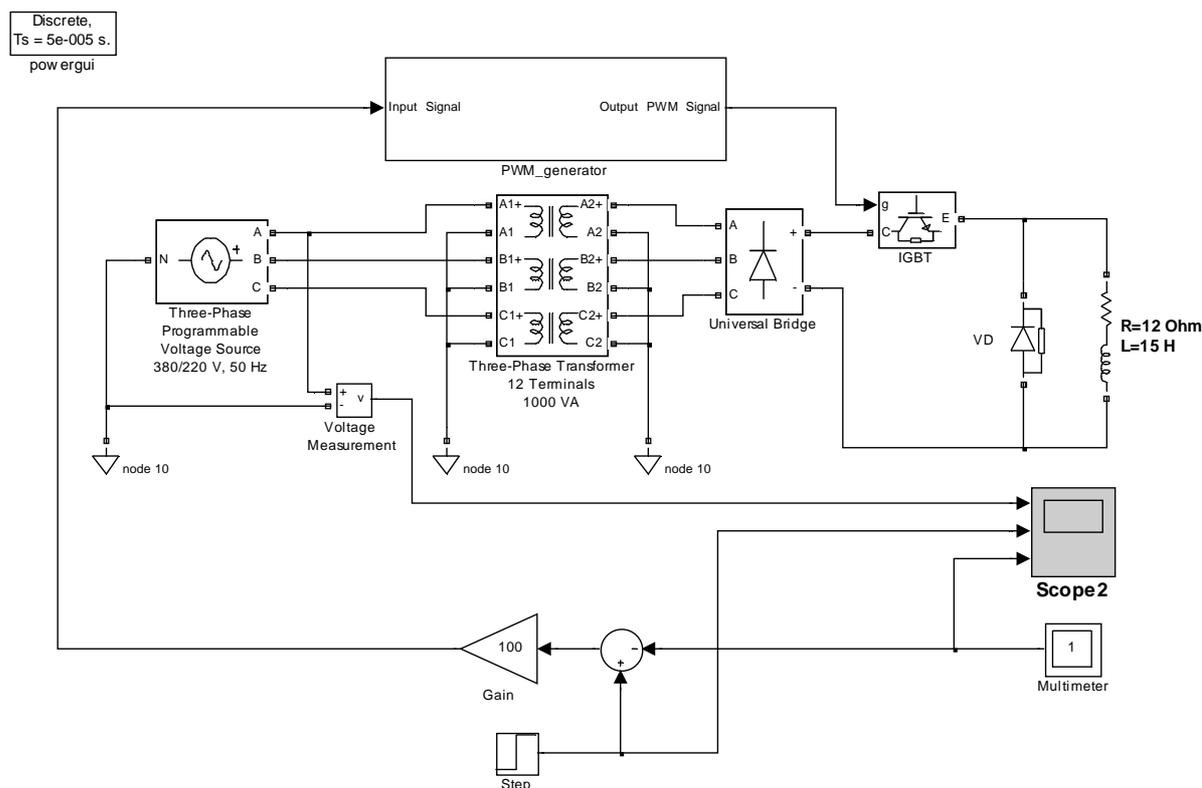


Рисунок 143 – Модель стабилизатора тока для питания магнитных систем

Для исследования влияния колебаний сетевого напряжения в качестве источника трехфазного тока в модели использован блок **Three-Phase Programmable Voltage Source** – программируемый источник трехфазного напряжения. Окно параметров его показано на рисунке 144,а.

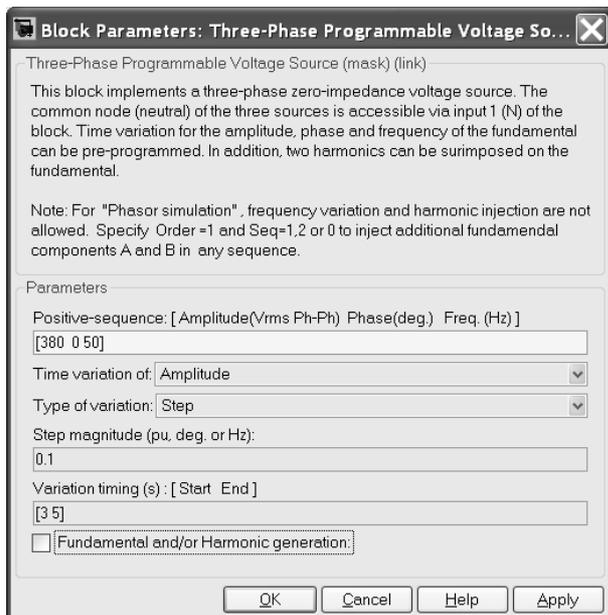
Источник соединенный в звезду запрограммирован на линейное напряжение 380 В, 50 Гц.

Через 3 секунды после включения, амплитуда напряжения скачком (**Type variation: Step**) увеличится на 10% (**Step magnitude: 0.1**), таким напряжением источника будет оставаться 2 секунды, после чего, оно опять скачком упадет до заданной величины 380 В (**Variation timing (s): [Start End] – [3 5]**).

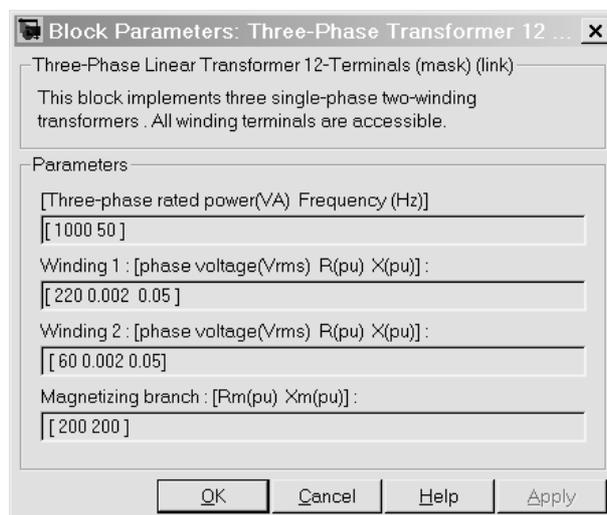
Понижающий трансформатор, соединенный по схеме «звезда - звезда» с окном параметров, изображенным на рисунке 144,б, подключен к трехфазному мостовому выпрямителю. Выходное фазное напряжение трансформатора – 60 В.

Выпрямитель реализован на основе блока **Universal Bridge**.

На выходе выпрямителя формируется постоянное напряжение с малым уровнем пульсаций.



а



б

Рисунок 144 – Окна параметров; а - блока **Three-Phase Programmable Voltage Source**, б – блока трансформатора **Three-Phase Transformer 12 Terminals 1000 VA**

Для регулирования и стабилизации тока нагрузки использован широтно-импульсный регулятор на **IGBT** транзисторе.

Нагрузка величиной 12 Ом и с индуктивностью 15 Гн подключена к выходу импульсного регулятора и зашунтирована обратным диодом **VD**.

Блок для формирования широтно-импульсных сигналов управления транзистором **PWM_generator** выполнен как подсистема и имеет такую же структуру, что и блок, использованный в предыдущей модели (см. рисунок 135).

Выходной ток нагрузки фиксируется блоком **Multimeter**, часть окна которого приведена на рисунке 145,а.

Ток нагрузки сравнивается с сигналом, поступающим с датчика, роль которого выполняет блок **Step**. Окно его параметров дано на рисунке 145,б.

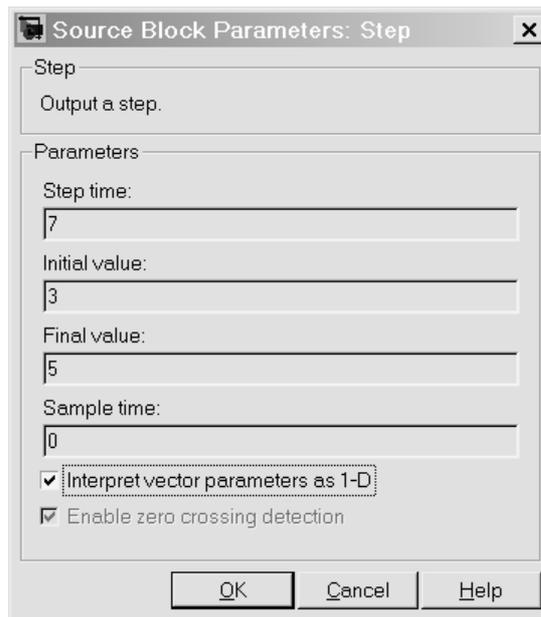
Видим, что начальное значение тока заданное системе стабилизации равно 3 А (**Initial value**), конечное значение 5 А (**Final value**). Переключение с 3 на 5 А происходит через 7 секунд после включения системы (**Step time**).

Результат моделирования представлен на рисунке 146. Здесь на верхнем графике изображена величина задающего сигнала, а внизу – ток нагрузки.

Увеличенная в масштабе кривая тока нагрузки (после завершения всех переходных процессов) показана на рисунке 147.



а



б

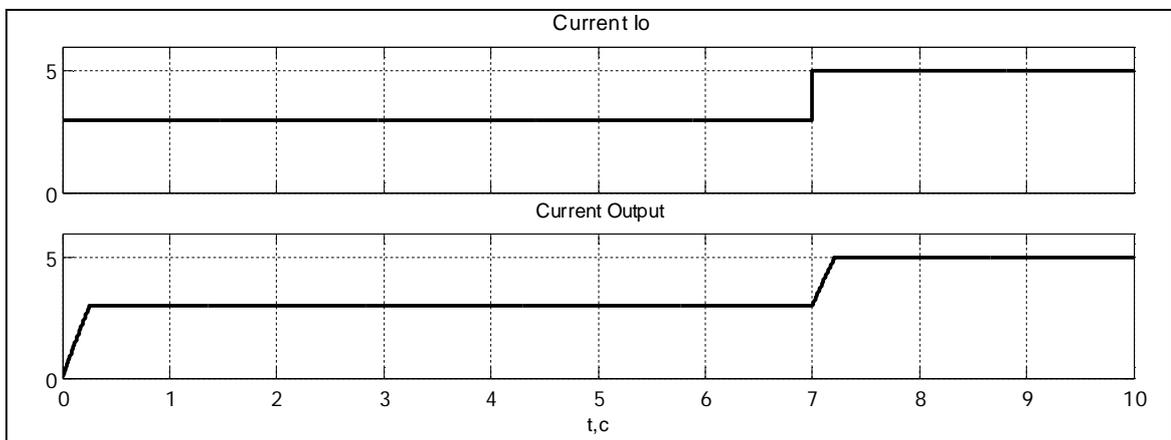
Рисунок 145 – Часть окна блока *Multimeter*

Рисунок 146 – Результаты моделирования

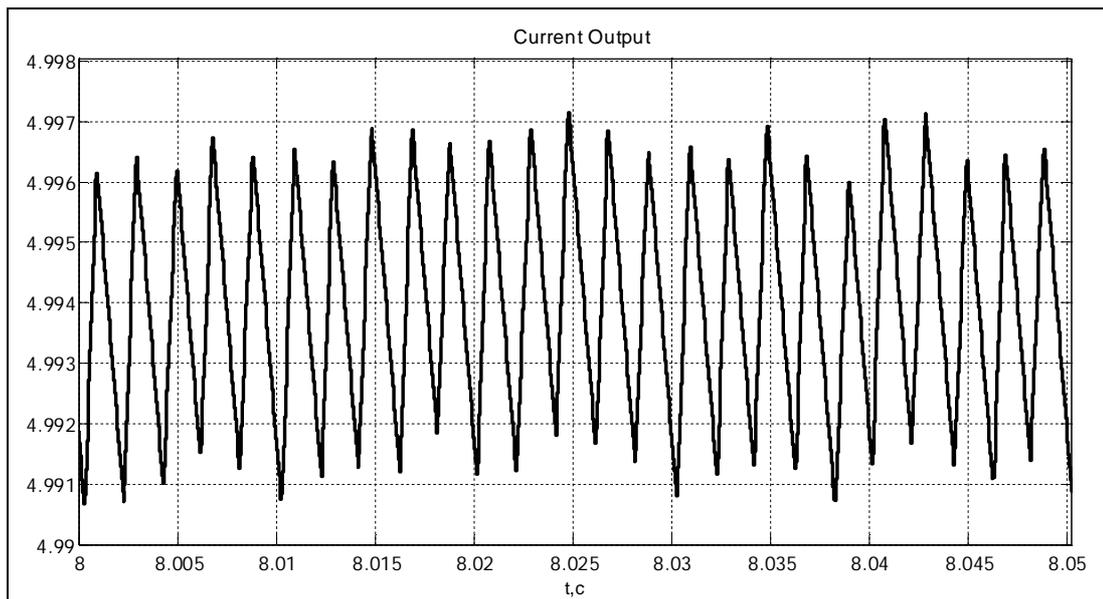


Рисунок 147 – Пульсации тока нагрузки

Как видим, 10%-й скачок сетевого напряжения, который произошел на интервале времени 3-5 с, совершенно незаметен на кривой тока. Ток нагрузки при этом возмущающем воздействии изменился не более, чем на 0,1%.

Из графика на рисунке 147, следует, что амплитуда относительной величина пульсаций тока нагрузки не превышает 0,07%. Она может быть значительно снижена, как за счет введения в выпрямитель фильтра, так и за счет увеличения коэффициента усиления пропорционального регулятора тока.

Методы снижения пульсаций тока в нагрузке мы здесь рассматривать не будем, отметим только, что данная модель позволяет исследовать все возможные их варианты.

5.2.2 Модель повышающего преобразователя постоянного напряжения (бустера)

Повышающие преобразователи постоянного напряжения широко используются для получения высоких напряжений от низковольтных источников напряжения, например аккумуляторов.

Пусть в схему входят: источник питания - аккумуляторная батарея напряжением 12 В и внутренним сопротивлением 0,2 Ом; дроссель индуктивностью $L=1$ мГн, ключевой **IGBT** транзистор, накопительный конденсатор C и диод VD в соответствии с рисунком 119.

Нагрузка активного характера может изменяться в пределах 30 – 300 Ом.

Модель данного преобразователя легко составить из уже хорошо известных нам блоков. Она показана на рисунке 148.

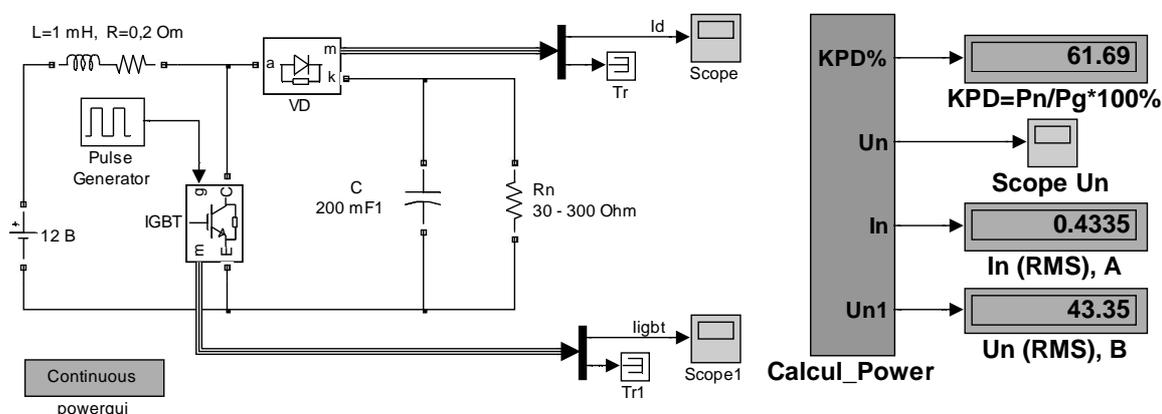


Рисунок 148 – Модель бустерного преобразователя постоянного напряжения

Подсистема **Calcul_Power**, схема которой дана на рисунке 149, предназначена для вычисления нескольких параметров преобразователя.

Во-первых, она позволяет вычислить мощность источника питания P_i , т.е. мощность, потребляемую преобразователем от аккумуляторной батареи.

Во-вторых, она вычисляет мощность, выделяемую в нагрузке P_n . При вычислении мощности используются блоки **RMS**.

По значениям полученных мощностей определяется коэффициент полез-

ного действия преобразователя, как $KПД\% = 100\% \cdot P_n / P_i$.

Модель позволяет наблюдать осциллограммы: выходного напряжения преобразователя, тока через ключевой транзистор и ток через диод.

При желании можно исследовать и другие параметры преобразователя.

Для управления ключевым **IGBT** транзистором в модели используется генератор импульсов **Pulse Generator**, окно параметров которого приведено на рисунке 150. Частота выходных импульсов генератора равна 1000 Гц (период 0,001 с). Относительная длительность импульсов 50%.

На том же рисунке показаны части окон параметров блоков **Multimeter**, которые используются в подсистеме **Calcul_Power** и там носят названия **Generator** и **Nagryzka**.

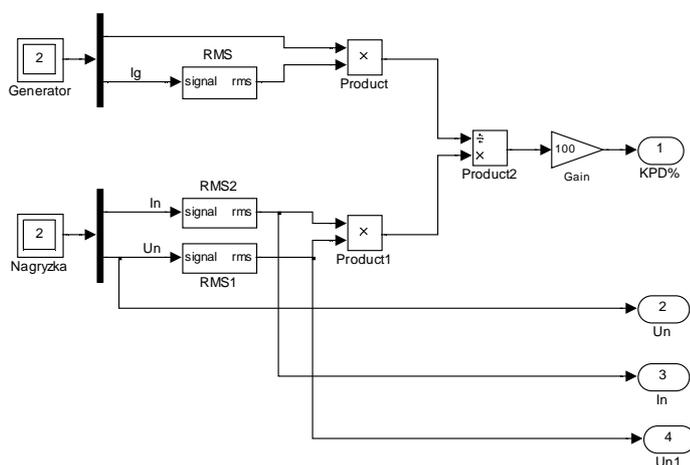
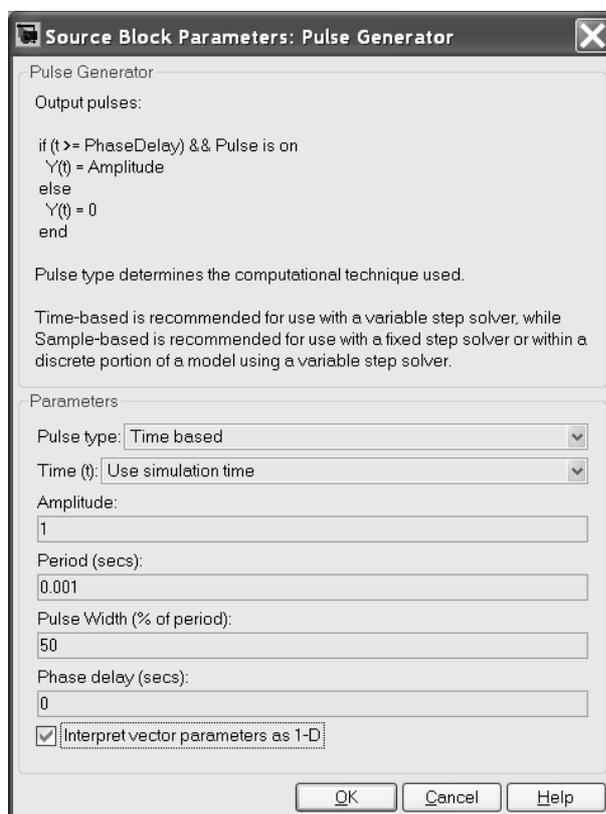
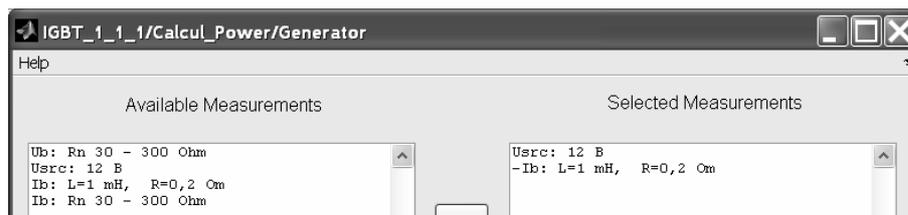


Рисунок 149 – Структура подсистемы **Calcul_Power**





б



в

Рисунок 150 – Окно параметров: а – блока *Pulse Generator*; б – блока *Generator*, в – *Nagryzka*

При периодическом замыкании ключа, через индуктивность протекает ток, пилообразной формы, как показано на рисунке 151.

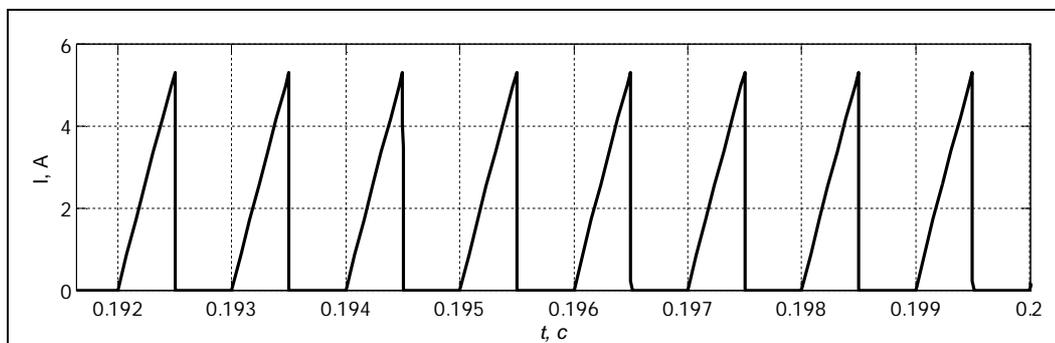


Рисунок 151 – Ток ключевого транзистора

После размыкания ключа, ток через дроссель продолжает протекать, плавно снижаясь и заряжая через диод накопительный конденсатор. Диод нужен для того, чтобы при очередном замыкании транзистора конденсатор не разряжался через него. В результате, на выходе преобразователя, то есть на сопротивлении нагрузки формируется напряжение, осциллограмма которого показана на рисунке 152.

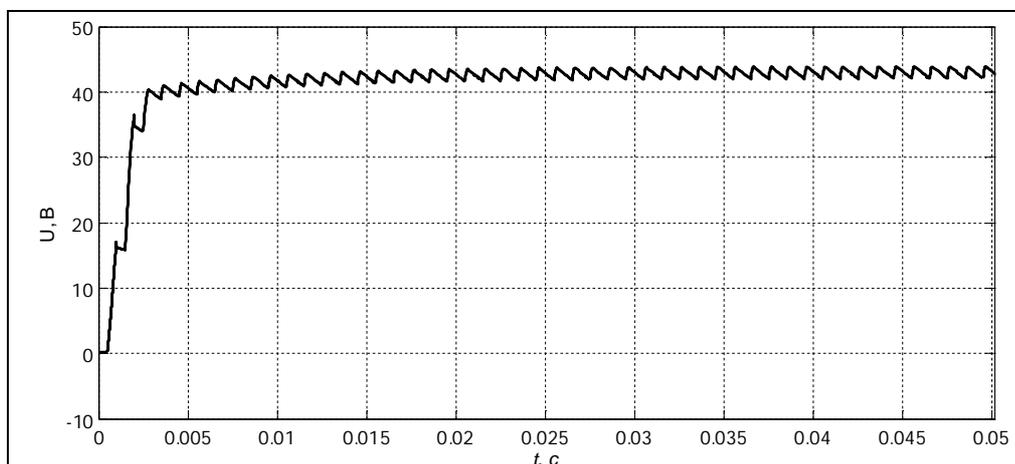
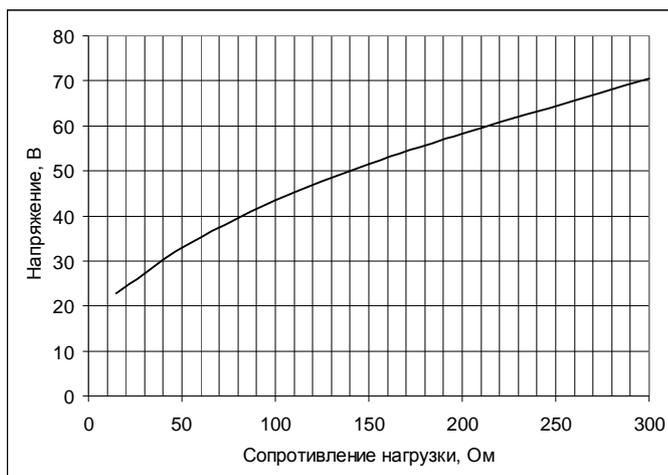


Рисунок 152 – Выходное напряжение преобразователя

Проведя ряд опытов на модели, изменяя сопротивление нагрузки, можно получить любые, интересующие исследователя, характеристики преобразователя. Например, на рисунке 153, 154 показаны зависимости выходного напряжения и КПД преобразователя от величины сопротивления нагрузки, выходная характеристика преобразователя.



a



б

Рисунок 153 – Зависимости: а – выходное напряжение от сопротивления нагрузки; б – КПД от сопротивления нагрузки

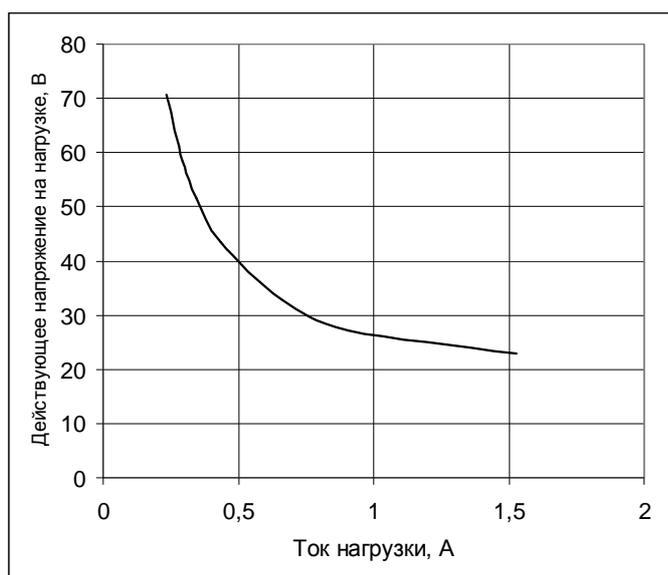


Рисунок 154 – Выходная характеристика преобразователя

5.3 Контрольные вопросы

- 1 В чем преимущества импульсного регулирования и преобразования постоянного напряжения?
- 2 Объяснить принцип работы широтно-импульсного преобразователя постоянного напряжения.
- 3 Что такое бустерная схема преобразователя, где она применяется?
- 4 Опишите принцип работы и преимущества одноактного обратного преобразователя. В чем ее преимущества над прямоходовым преобразователем?
- 5 Привести схему тиристорного регулятора постоянного тока. Как запереть тиристор?
- 6 Что такое чопперная схема преобразователя, где она применяется?

6 Задания для самостоятельного моделирования

6.1 Разработка модели однофазного выпрямителя

Таблица 1 – Исходные данные к моделированию однофазного выпрямителя

№ вар.	№ схемы	Входное напряжение: U_1 , В,	Сопротивление нагрузки, R_H , Ом	Коэффициент пульсаций, K_ϕ , %
1	2	3	4	5
1	1	5	10	0,5
2	2	9	15	1
3	3	12	20	1,5
4	4	15	25	0,2
5	5	24	50	0,7
6	1	30	100	0,3
7	2	24	150	0,05
8	3	12	200	2
9	4	15	50	1
10	5	9	25	0,5
11	1	6	10	1
12	2	10	45	1,5
13	3	12	25	0,2
14	4	9	60	0,7
15	5	5	15	0,3
16	1	12	10	0,05
17	2	15	15	2
18	3	24	20	1
19	4	12	25	0,5
20	5	6	50	1
21	1	8	100	1,5
22	2	9	150	0,2
23	3	10	200	0,7
24	4	12	50	0,3
25	5	15	25	0,05
26	1	24	10	2
27	2	30	45	1
28	3	32	25	0,5
29	4	16	60	1
30	5	12	15	1,5
31	1	9	10	0,2
32	2	7	15	0,7
33	3	3	20	0,3
34	4	12	25	0,05
35	5	15	50	2
36	1	18	100	1
37	2	27	150	0,5
38	3	30	200	1
39	4	12	50	1,5
40	5	15	25	0,2
41	5	16	10	0,7
42	1	12	45	0,3

Продолжение таблицы 3

1	2	3	4	5
43	2	8	25	0,05
44	3	6	60	2
45	4	9	15	1
46	5	12	60	60
47	1	15	15	15
48	2	18	10	10
49	3	24	15	15
50	4	27	20	20

Таблица 4 - Схемы для моделирования

№ схе- мы	Схема
1	
2	
3	
4	
5	

Целями моделирования являются:

- подбор величины конденсатора фильтра до получения заданного коэффициента пульсаций;
- снятие выходной характеристики выпрямителя при изменении $0,1 < R < R_H$.

6.2 Разработка модели трехфазного выпрямителя

Таблица 5 – Исходные данные к расчету трехфазного выпрямителя

№ вар.	Входное напряжение U_1 , В,	Схема выпрямления	Мощность нагрузки, P_H , кВт	Косинус φ нагрузки
1	2	3	4	5
1	127	Однополупериодная	10	0,5
2	220	Двухполупериодная	15	0,7
3	380	Однополупериодная	20	1
4	127	Двухполупериодная	25	0,65
5	220	Однополупериодная	50	0,85
6	380	Двухполупериодная	100	0,9
7	127	Однополупериодная	150	0,5
8	220	Двухполупериодная	200	0,7
9	380	Однополупериодная	50	1
10	127	Двухполупериодная	25	0,65
11	220	Однополупериодная	10	0,85
12	380	Двухполупериодная	45	0,9
13	127	Однополупериодная	25	0,5
14	220	Двухполупериодная	60	0,7
15	380	Однополупериодная	15	1
16	127	Двухполупериодная	10	0,65
17	220	Однополупериодная	15	0,85
18	380	Двухполупериодная	20	0,9
19	127	Однополупериодная	25	0,5
20	220	Двухполупериодная	50	0,7
21	380	Однополупериодная	100	1
22	127	Двухполупериодная	150	0,65
23	220	Однополупериодная	200	0,85
24	380	Двухполупериодная	50	0,9
25	127	Однополупериодная	25	0,5
26	220	Двухполупериодная	10	0,7
27	380	Однополупериодная	45	1
28	127	Двухполупериодная	25	0,65
29	220	Однополупериодная	60	0,85
30	380	Двухполупериодная	15	0,9
31	127	Однополупериодная	10	0,5
32	220	Двухполупериодная	15	0,7
33	380	Однополупериодная	20	1
34	127	Двухполупериодная	25	0,65
35	220	Однополупериодная	50	0,85
36	380	Двухполупериодная	100	0,9
37	127	Однополупериодная	150	0,5
38	220	Двухполупериодная	200	0,7
39	380	Однополупериодная	50	1
40	127	Двухполупериодная	25	0,65
41	220	Однополупериодная	10	0,85
42	380	Двухполупериодная	45	0,9
43	127	Однополупериодная	25	0,5
44	220	Двухполупериодная	60	0,7

Продолжение таблицы 5

1	2	3	4	5
45	380	Однополупериодная	15	1
46	127	Двухполупериодная	60	0,65
47	220	Однополупериодная	15	0,85
48	380	Двухполупериодная	10	0,9
49	127	Однополупериодная	15	0,5
50	220	Двухполупериодная	20	20

Целями моделирования являются:

- подбор величины параметров LC фильтра до снижения пульсаций в 10 раз;
- снятие выходной характеристики выпрямителя при изменении мощности нагрузки в пределах $0,1P_n < P < P_n$.

6.3 Разработка модели бустерного повышающего преобразователя напряжения

Таблица 6 – Исходные данные для моделирования импульсного преобразователя напряжения

№ вар.	Входное напряжение, U_1 , В,	Внутреннее сопротивление источника, Ом	Сопротивление нагрузки, R_n , Ом
1	2	3	4
1	1,5	0,1	1000
2	3,0	0,1	500
3	4,5	0,1	300
4	6	0,1	200
5	9	0,1	100
6	1,5	0,15	250
7	3,0	0,15	1000
8	4,5	0,15	500
9	6	0,15	300
10	9	0,15	200
11	1,5	0,2	100
12	3,0	0,2	250
13	4,5	0,2	1000
14	6	0,2	500
15	9	0,2	300
16	1,5	0,1	200
17	3,0	0,17	100
18	4,5	0,17	250
19	6	0,25	1000
20	9	0,25	500
21	1,5	0,1	300
22	3,0	0,12	200
23	4,5	0,13	100
24	6	0,14	250
25	9	0,15	1000

Продолжение таблицы 6

1	2	3	4
26	1,5	0,06	500
27	3,0	0,08	300
28	4,5	0,1	200
29	6	0,12	100
30	9	0,14	250
31	1,5	0,16	1000
32	3,0	0,18	500
33	4,5	0,2	300
34	6	0,22	200
35	9	0,24	100
36	1,5	0,11	250
37	3,0	0,13	1000
38	4,5	0,15	500
39	6	0,17	300
40	9	0,19	200
41	1,5	0,21	100
42	3,0	0,23	250
43	4,5	0,25	1000
44	6	0,27	500
45	9	0,29	300
46	1,5	0,33	200
47	3,0	0,35	100
48	4,5	0,5	250
49	6	0,5	1000
50	9	0,5	500

Схему преобразователя принять по рисунку 119. Частоту коммутации принять равной 1000 Гц при $\gamma=0,5$.

Целями моделирования являются:

- подбор величины L дросселя до получения максимального выходного напряжения;
- подбор величины конденсатора C до получения размаха пульсаций не более 10% от постоянной составляющей выходного напряжения;
- снятие выходной характеристики выпрямителя при изменении сопротивления нагрузки в пределах $0,1R_n < R < R_n$;
- получения осциллограмм выходного напряжения и тока через коммутирующий элемент.

6.4 Разработка модели широтно-импульсного преобразователя напряжения

Схему преобразователя принять аналогичной рисунку 133, но вместо электродвигателя постоянного тока включить источник постоянного напряжения (источник противоэдс) с величиной напряжения указанной в таблице 7.

Таблица 7 – Исходные данные к моделированию однополярного ШИП

№ вар.	Входное напряжение, U_1 , В,	Противоэдс, Е, В	Сопротивление нагрузки, R_H , Ом	Индуктивность нагрузки, L_H , мГн
1	2	3	4	5
1	50	25	1	5
2	100	50	2	10
3	150	100	3	15
4	200	150	4	20
5	300	220	5	25
6	400	300	6	30
7	50	30	3	15
8	100	70	4	10
9	150	100	5	5
10	200	125	6	8
11	300	250	7	3
12	400	200	8	6
13	50	40	10	12
14	100	80	20	120
15	150	140	30	150
16	200	170	40	125
17	300	200	50	150
18	400	150	60	250
19	50	20	5	24
20	100	30	6	30
21	150	50	3	18
22	200	120	4	15
23	300	220	5	10
24	400	150	6	50
25	50	15	7	25
26	100	90	8	70
27	150	110	5	80
28	200	125	6	30
29	300	180	3	10
30	400	150	4	10
31	50	20	5	22
32	100	65	6	15
33	150	100	7	50
34	200	80	8	30
35	300	170	10	75
36	400	100	20	100
37	50	35	30	180
38	100	45	4	5
39	150	115	5	10
40	200	135	6	60
41	300	100	7	30
42	400	140	8	60
43	50	20	10	55
44	100	30	20	110
45	150	65	30	175
46	200	75	4	45

Продолжение таблицы 7

1	2	3	4	5
47	300	100	5	33
48	400	100	6	35
49	50	10	7	40
50	100	25	8	55

Частоту коммутации принять равной 1000 Гц.

Целями моделирования являются:

- определение величины пульсаций тока в нагрузке при $\gamma=0,5$;
- снятие выходной характеристики выпрямителя при изменении активного сопротивления нагрузки в пределах $0,1R_n < R < R_n$ для трех значений относительной длительности импульсов $\gamma=0,2$, $\gamma=0,5$ и $\gamma=0,8$;
- получения осциллограмм выходного напряжения и тока нагрузки при одном из значений γ (например, при $\gamma=0,5$).

Заключение

В настоящей работе, авторы ставили задачу показать большие возможности программы **MATLAB** с пакетом **Simulink** по моделированию схем преобразовательной техники, поэтому данное пособие не претендует на законченность.

Одна из главных привлекательных особенностей процесса моделирования – это не связанность рамками «железа». Можно создавать виртуальные модели как самых простых, так и самых сложных преобразовательных устройств. Это позволяет исследовать на моделях самые современные электротехнические устройства.

Для учебного процесса важно то, что виртуальное моделирование электротехнических схем развивает самые главные черты в характере будущих инженеров: творческое мышление и самостоятельность.

Мы надеемся, что данное пособие послужит учащимся первой ступенькой в освоении современных методов инженерных вычислений и позволит им стать настоящими специалистами в выбранной ими области инженерной деятельности.

Библиографический список

- 1 Гультияев А.В. Имитационное моделирование в среде Windows / А.В. Гультияев. - СПб.: КОРОНА принт, 1999. - 287 с.
- 2 Гультияев А. Визуальное моделирование в среде MATLAB / А.В.Гультияев. - СПб.: Питер, 2000. - 429 с.
- 3 Дьяконов В.П.. MATLAB 6/6.1/6.5 + Simulink 4/5. Основы применения. Полное руководство пользователя / В.П. Дьяконов. - М.: СОЛОН-Пресс, 2004. - 756 с.
- 4 Черных И.В. Simulink среда создания инженерных приложений / И.В.Черных. - М.: ДИАЛОГ - МИФИ, 2004. - 496 с.
- 5 Лурье М.С. Применение программы MATLAB при изучении курса электротехники: учебное пособие / М.С.Лурье, О.М.Лурье. - Красноярск: СибГТУ, 2006. - 208 с.
6. Кардашев Г.А. Виртуальная электроника. Компьютерное моделирование аналоговых устройств / Г.А.Кардашев. - М.: Горячая линия, 2002. - 332 с.
- 7 Карлащук В.И. Электронная лаборатория на IBM PC. Программа Electronics Workbench и ее применение / В.И.Карлащук. - М.: Солон-Р, 2001. - 462 с.
- 8 Разевиг В.Д. Система моделирования Micro-Cap 6 / В.Д.Разевиг. - М.: Горячая линия, 2001. - 344 с.
- 9 Электротехника и электроника в экспериментах и упражнениях: Практикум по Electronics Workbench / Под ред. Д. И. Панфилова: В 2-х томах. - М.: Доджа, 1999, 2000.
- 10 Герман-Галкин С.Г. Компьютерное моделирование полупроводниковых систем в MATLAB 6.0: учебное пособие / С.Г.Герман-Галкин. - СПб: КОРОНА принт, 2001. - 320 с.
- 11 Лурье М.С. Электротехника. Имитационное моделирование в лабораторном практикуме, курсовом и дипломном проектировании: учебное пособие. 1 часть. / М.С. Лурье, О.М. Лурье. - Красноярск: СибГТУ, 2007. – 208 с.
- 12 Лурье М.С. Электротехника. Имитационное моделирование в лабораторном практикуме, курсовом и дипломном проектировании: учебное пособие. 2 часть. / М.С. Лурье, О.М. Лурье. - Красноярск: СибГТУ, 2007. – 203 с.
- 13 Разевиг В.Д. Система сквозного проектирования электронных устройств DesignLab 8.0 / В.Д.Разевиг. - М.: Солон - Р, 2000. – 644 с.
- 14 Разевиг В.Д. Схемотехническое моделирование с помощью Micro-CAP 7/ В.Д. Разевиг. - М.: Горячая линия, 2003. - 368 с.
- 15 Семенов Б.Ю. Силовая электроника для любителей и профессионалов / Б.Ю. Семенов. – М.: Солон-Р, 2001. – 321 с.
- 16 Источники электропитания радиоэлектронной аппаратуры / Под.ред. Г.С. Нацвельта. – М.: Радио и связь, 1985. – 445 с.

Приложение А (обязательное). Перечень ключевых слов

- | | | | |
|----|-------------------------------|----|--------------------------|
| 1 | Ампер | 42 | Резистор |
| 2 | Амплитуда | 43 | Резонанс напряжений |
| 3 | Амплитудное управление | 44 | Резонанс токов |
| 4 | Анод | 45 | Сглаживающий фильтр |
| 5 | База | 46 | Силовые приборы |
| 6 | Биполярный транзистор | 47 | Синхронизация |
| 7 | Внешняя характеристика | 48 | Сопротивление |
| 8 | Вольт | 49 | Составной транзистор |
| 9 | Выпрямитель | 50 | Стабилизатор |
| 10 | Генератор импульсов | 51 | Стабилитрон |
| 11 | Генри | 52 | Тиристор |
| 12 | Герц | 53 | Ток |
| 13 | Двухполупериодный | 54 | Транзистор |
| 14 | Динистор | 55 | Треугольник |
| 15 | Диод | 56 | Трехфазный |
| 16 | Дроссель | 57 | Тринистор |
| 17 | Затвор | 58 | Угол управления |
| 18 | Защита от короткого замыкания | 59 | Узел |
| 19 | Защита от перенапряжения | 60 | Управляющий электрод |
| 20 | Защита по току | 61 | Усилитель формирователь |
| 21 | Измерение | 62 | Фазовое управление |
| 22 | Импульс | 63 | Фильтр |
| 23 | Индуктивность | 64 | Фронт импульса |
| 24 | Исток | 65 | Холостой ход |
| 25 | Катод | 66 | Частота |
| 26 | Коллектор | 67 | Частотная характеристика |
| 27 | Комплементарные транзисторы | 68 | Четырехполюсник |
| 28 | Конденсатор | 69 | Широтно-импульсный |
| 29 | Короткое замыкание | 70 | Электронный ключ |
| 30 | Коэффициент мощности | 71 | Элемент сравнения |
| 31 | Метод | 72 | Эмиттер |
| 32 | Несинусоидальный ток | | |
| 33 | Однополупериодный | | |
| 34 | Ом | | |
| 35 | Опорное напряжение | | |
| 36 | Полевой транзистор | | |
| 37 | Потенциал | | |
| 38 | Проводимость | | |
| 39 | Проводник | | |
| 40 | Регулятор | | |
| 41 | Режим | | |

Михаил Семенович Лурье
Ольга Михайловна Лурье

Отв. редактор профессор А.А.Вайс

Редактор РИО Л.М. Буторина

Техн. редактор Т.П. Попова

Подписано в печать

Формат 60x84 1/16

Печать офсетная

Сдано в производство

Бумага типографская

Усл. печ. л. 5,25

Уч.-изд. л. 5.25

Заказ №

Тираж 1500 экз.

Лицензия ЛРН№020346 20.01.1997.

Изд. № 128

Редакционно-издательский центр СибГТУ. 660049, Красноярск, пр. Мира, 82,
тип. СибГТУ.