

РЕФЕРАТ

Выпускная квалификационная работа _____ 157 _____ с., _____ 97 _____ рис., _____ 24 _____ табл., _____ 65 _____ источников, _____ 1 _____ прил.

Ключевые слова: Повышающий преобразователь напряжения (ППН), сетевой инвертор, бифуркация, мультистабильность, солнечная батарея, поиск точки максимальной мощности, метод возмущения и наблюдения, метод возрастающей проводимости.

Объектом исследования является повышающий преобразователь напряжения, входящий в состав сетевого инвертора солнечных батарей.

Цель работы – Построить математическую модель ППН и разработать алгоритм расчёта; разработать алгоритмы получения бифуркационных диаграмм; разработать имитационную модель в среде Matlab Simulink; провести экспериментальные исследования на физическом макете устройства; провести анализ полученных результатов.

В процессе исследования проводились эксперименты с математической моделью для различных областей параметров с целью выявления аномальных режимов функционирования. Средствами имитационного моделирования была произведена проверка адекватности полученной математической модели, исследованы различные методы отыскания точки максимальной мощности. Полученные результаты подтверждены экспериментами на макете.

В результате исследования было установлено, что применение трехуровневого инвертора позволяет существенно снизить величину высших гармоник, в сравнении с однофазным мостовым инвертором. Также стоит отметить, что применение отдельного зарядного устройства для АБ, позволяет увеличить срок их эксплуатации.

Область применения: используется для передачи энергии солнечных батарей в промышленную сеть на солнечных электростанциях. Есть возможность использования частными лицами в целях экономии электроэнергии.

Экономическая эффективность/значимость работы: повышение надёжности разрабатываемого устройства, увеличение срока эксплуатации инвертора, за счет увеличения качества предоставляемого напряжения, увеличение энергетических показателей, потенциальное снижение затрат на разработку.

В будущем планируется: построение математической модели сетевого инвертора с альтернативной топологией и анализ его динамики, в том числе построение совместной с повышающим преобразователем математической модели.

Оглавление

1. Введение.....	12
2. Обзор литературы	15
2.1. Исследование явлений бифуркации	15
2.2. Обзор типовых схем импульсных преобразователей постоянного напряжения	18
2.3. Обзор контроллеров точки максимальной мощности	20
2.4. Типовые алгоритмы поиска точки максимальной мощности	21
3. Объект и методы исследования	24
3.1. Бифуркационные и хаотические явления в нелинейных импульсных системах	24
3.2. Виды аномальных режимов	29
3.3. Нелинейность уравнений динамики импульсно-модуляционных систем.....	30
3.4. Объект экспериментальных исследований.....	33
4. Моделирование повышающего преобразователя напряжения.....	38
4.1. Построение математической модели ППН с обратной связью по току.....	38
4.2. Методика построения бифуркационных диаграмм	44
4.3. Бифуркационный анализ динамики повышающего преобразователя напряжения.....	45
4.4. Имитационное моделирование ППН.....	52
4.5. Математическая модель ППН с обратной связью по напряжению.....	55
4.6. Математическое и имитационное моделирование ППН с мягкой коммутацией.....	60
4.7. Имитационное моделирование отслеживания точки максимальной мощности.....	65
5. Сетевой инвертор	72
5.1. Математическая модель сетевого инвертора.....	72
5.2. Имитационная модель инвертора при работе на сеть	78
5.3. Имитационная модель инвертора при совместной работе с повышающим преобразователем на активную нагрузку.....	80
6. Экспериментальные исследования.....	83
6.1. Повышающий преобразователь напряжения в режиме стабилизатора напряжения.....	83
6.2. Реализация алгоритма отслеживания точки максимальной мощности	85
6.3. Испытания сетевого инвертора на активную нагрузку	93
6.4. Испытания при работе на сеть	94
7. ФИНАНСОВЫЙ МЕНЕДЖМЕНТ.....	102
7.1. Потенциальные потребители результатов исследования.....	102
Основные сегменты рынка:	102
7.2. Анализ конкурентных технических решений с позиции ресурсоэффективности и ресурсосбережения	103
7.3. FAST-анализ	104
7.4. Анализ стоимости функций выполняемых объектом исследования.....	105

7.5.	Диаграмма Исикава.....	107
7.6.	SWOT-анализ.....	108
7.7.	Оценка готовности проекта к коммерциализации	109
7.8.	Методы коммерциализации результатов научно-технического исследования.....	110
7.9.	Управления научно-техническим проектом	111
7.10.	Контрольные события проекта	112
7.11.	План проекта.....	112
7.12.	Заработная плата	114
7.13.	Матрица ответственности.....	115
8.	СОЦИАЛЬНАЯ ОТВЕТСТВЕННОСТЬ	117
8.1.	Введение.....	117
8.2.	Вредные и опасные производственные факторы	118
8.3.	Производственная санитария	120
8.4.	Микроклимат производственных помещений.....	127
8.5.	Экологическая безопасность.....	129
8.6.	Безопасность в чрезвычайных ситуациях	130
8.7.	Правовые и организационные вопросы обеспечения безопасности	134
	Заключение	136
	Список литературы	138
	Приложение А	146

1. Введение

В настоящее время всё больше внимания уделяется альтернативным источникам энергии, в том числе солнечной энергетике, в связи ростом цен на невозобновляемые источники энергии. Однако генерирование солнечной энергии имеет ряд проблем, связанных со стоимостью фотопанелей, их утилизацией и несовершенством устройств преобразования энергии этих систем. Всё это требует создания источников питания на современной элементной базе и систем их управления, позволяющих достигать высоких показателей энергоэффективности. К подобным источникам относятся сетевые (рис. 1.1) и автономные инверторы (рис. 1.2) солнечных батарей (СБ), имеющие в своей структуре звено постоянного тока на входе DC-AC преобразователя. В случае с автономным инвертором потребителю электроэнергии требуется резервный источник питания в связи с отсутствием солнечного света в ночное время. Этот факт предполагает наличие аккумуляторной батареи (АБ) на входе звена постоянного тока и контроллера заряда, который так же может быть выполнен в виде преобразователя постоянного напряжения с широтно-импульсной модуляцией (ШИМ). В составе сетевого инвертора СБ звено постоянного тока необходимо как для расширения диапазона работы устройства, так и для отслеживания точки максимальной мощности вольтамперной характеристики СБ.

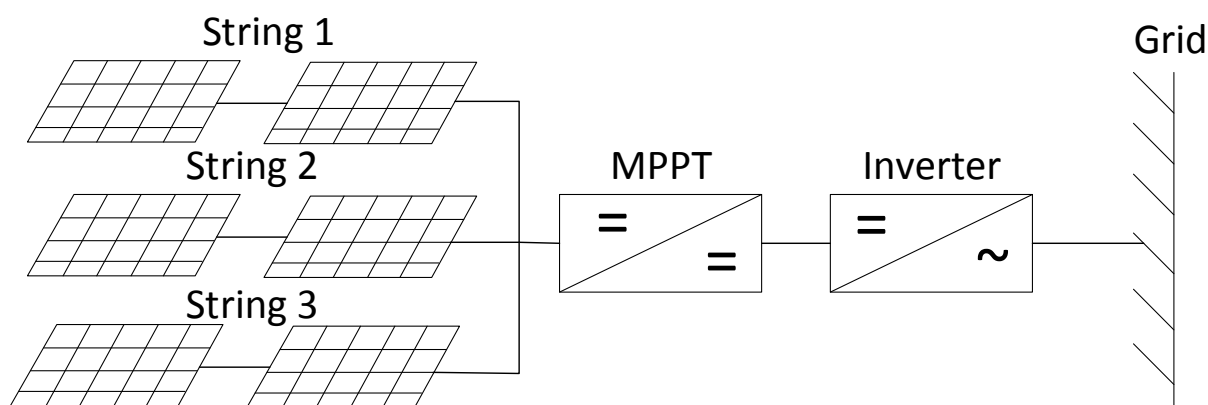


Рис. 1.1. Структурная схема сетевого инвертора

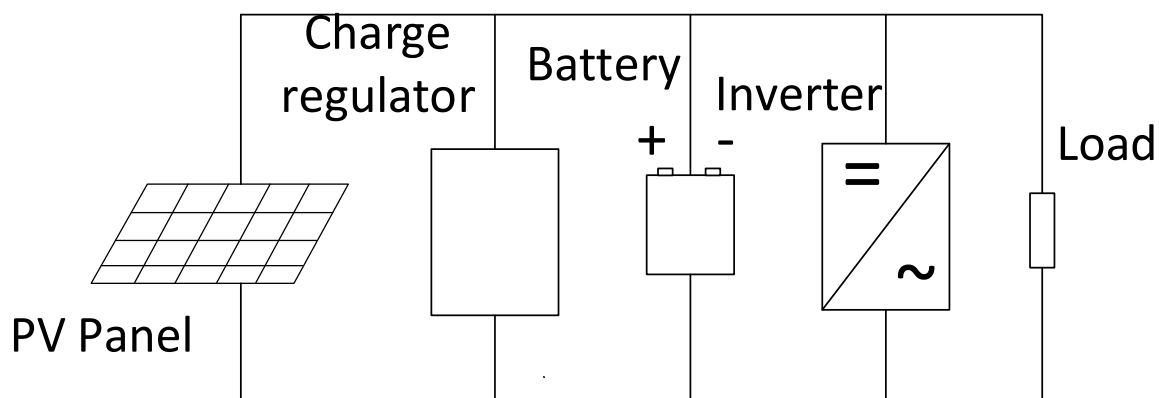


Рис. 1.2. Структурная схема автономного инвертора СБ

Как правило, в качестве звена постоянного тока на входе инверторов обоих типов используется повышающий преобразователь напряжения (ППН), поскольку напряжение солнечных панелей как правило невелико. В то же время ППН обладает наилучшим соотношением простоты и энергоэффективности по сравнению с другими типами DC-DC преобразователей (понижающий, инвертирующий и преобразователь, выполненный по схеме Кука) [1].

Математическое описание полупроводниковых преобразователей электрической энергии с импульсной модуляцией представляется системой нелинейных дифференциальных уравнений. Основным элементом, определяющим нелинейность контура регулирования силовым преобразователем, является импульсный модулятор. Наличие нелинейности приводит к неединственности решений, а значит, возможны случаи одновременного существования различных форм выходного сигнала, определяемых коммутационной функцией. Основным режимом работы замкнутых систем преобразования электрической энергии является режим работы с тактовой частотой колебаний ШИМ (одноцикловый). Однако, динамика таких систем гораздо многообразнее, т. к. имеют место субгармонические режимы с частотами колебаний, кратными частоте ШИМ, возможны так же режимы квазипериодические, и, наконец, явно хаотические.

В работах российских учёных А.И. Андриянова и А.А. Малаханова [7], [8] показано, что аномальные бифуркационные явления присущи динамике преобразователей и являются неотъемлемыми свойствами самой структуры ППН, его математической модели. Этот факт требует исследования динамики создаваемого устройства, выявления областей возможных аномальных режимов и доказательства того факта, что они с рабочей областью ППН не пересекаются. Вопрос выявления допустимой области параметров особенно актуален для солнечных инверторов, поскольку входное напряжение для этих устройств является функцией освещённости СБ, которая может изменяться в широком диапазоне [2].

Целью работы является разработка комплекса программ для автоматизированного анализа и синтеза параметров системы управления ППН с однополярной нереверсивной модуляцией первого рода (ОНМ-1), не подверженной бифуркационным явлениям [3, 17, 18, 41, 42].

Автором были проведены исследования на основе повышающего преобразователя напряжения. Составлена математическая модель [4–19] и написано программное обеспечение для отыскания допустимой области параметров. Исследованы различные способы отыскания точки максимальной мощности ВАХ СБ, предложена реализация метода возмущения и наблюдения [1, 20–22, 24–39, 43] в составе микропроцессорной системы управления ППН. Полученные результаты верифицированы на физическом макете двухфазного повышающего преобразователя напряжения, а так же средствами имитационного моделирования.

Разработанные методы исследований, алгоритмы и полученные в результате данные позволяют существенно повысить надежность проектирования САУ ТП, в том числе:

- на этапе проектирования устройств обнаруживать аномальные режимы функционирования, прогнозировать возможные катастрофические явления, в том числе и отказы;

- давать рекомендации по выбору структуры регулятора для систем с ОНМ-1;

- проводить параметрический анализ и синтез устройств с импульсной модуляцией;

Полученные результаты могут быть применены для анализа динамических свойств других импульсных преобразователей постоянного напряжения, а так же других видов модуляции.

2. Обзор литературы

2.1. Исследование явлений бифуркации

Концепции нелинейной динамики долгое время не находили своего применения в технических приложениях, так что исследования в данной области являлись прерогативой узкого круга специалистов в области физико-математических наук. Однако в настоящий момент ситуация достаточно сильно изменилась. Проявления нелинейных динамических свойств систем были обнаружены и изучены во многих реально существующих технических приложениях [45], что послужило началом сближения теории и практики.

Теоретические основы, заложенные в ранний период Пуанкаре, Лоренцем, Ван дер Полем, Неймарком, Андроновым, Айзерманом, Гантмахером и др., послужили точкой отсчета дальнейшего развития этой области знаний и, что более важно, способствовали внедрению концепций нелинейной динамики в инженерное проектирование.

В теорию анализа динамики полупроводниковых преобразователей большой вклад внес Баушев В.С. [44, 46, 47]. В его работах рассматривались математические модели преобразователя с широтно-импульсной модуляцией и методы решения дифференциальных уравнений с разрывной правой частью. Предложенная им концепция позволяет определить причины хаотизации движений в процессе численного эксперимента. Кроме того, им введены понятия нормальных и аномальных структур автоматического управления, понятие радиуса области конвергентности и внутреннего

радиуса области притяжения. Доведена до практического использования теория локальной устойчивости замкнутых импульсных систем и определены критерии выбора проектного режима функционирования.

Появившиеся в последние годы многочисленные публикации [11, 44], посвящённые анализу колебаний в нелинейных системах автоматического управления, показывают, что в импульсных системах так же широко распространены режимы субгармонических, квазипериодических и хаотических колебаний.

Исследования нелинейной динамики импульсных преобразователей на основе бифуркационного анализа ведутся в настоящее время широким фронтом. С начала двухтысячных годов в работу над данной тематикой взялись коллективы из Китая, Индии и стран Ближнего Востока. В настоящее время порядка 70% исследователей в данной области знаний составляют специалисты из Китая, по данным общества Power Electronics Society общества IEEE.

Ближе всех к пониманию динамики силовых импульсно-модуляционных систем подобралась такая исследователи как Chi K. Tse и Siu-Chung Wong (Гонконг), Yang-Shung Lee и Shian-Shing Shuy (Тайвань), Milan M. Jovanovic (Сербия), Hosein Farzanehfard (Иран), Frede Blaabjerg (Дания), Mario di Bernardo и Francesco Vacca (Италия), Chakrabarty K., Banerjee S. (Индия), Hamill D. C. (Великобритания), описывающих свои исследования на теории американских учёных Sudip K. Mazumder, Ali H. Nayfeh и Dushan Borojevich [13, 48, 49].

На территории России в настоящее время продолжают фундаментальные и прикладные разработки в направлении исследования динамической устойчивости импульсно-модуляционных систем энергообеспечения. В Томском университете систем управления и радиоэлектроники на кафедре промышленной электроники под руководством Михальченко С.Г. и в созданном в 2009 г. НИИ Промышленной электроники

под руководством Михальченко Г.Я. трудятся такие исследователи как Семенов В.Д., Миллер А.В., Бородин К.В. [44].

Однако большинство проблем практического и теоретического характера решены не полностью, что требует продолжения исследований в области развития математического аппарата нелинейной динамики и использования бифуркационного подхода в процессе проектирования систем промышленной электроники.

Центральным звеном любой исследовательской технической задачи или задачи проектирования является анализ математической модели рассматриваемого устройства. Большая модель сложной системы складывается из макромоделей, моделей узлов и блоков, и, конечно же, моделей элементов. В то же время, как показывает практика, при проектировании технологических процессов большой сложности системы управления энергетическим потоком зачастую моделируются линейными звеньями. Реальные же преобразователи, используемые в современной промышленности строятся с использованием импульсной модуляции и не только не являются линейными, но, более того, большинство из них обладают аномальной структурой [11, 44].

Под аномальностью структуры преобразователя понимается, в соответствии с терминологией, принятой в [50-52], собственное свойство классов импульсных преобразователей, представляющее собой возможность функционирования устройства в динамических режимах, не предусмотренных техническим заданием в диапазоне рабочих параметров устройства. Аномальность преобразователя не может быть устранена введением дополнительных классических регуляторов (ПИ, ПИД) без тщательного исследования динамики устройства [3].

2.2. Обзор типовых схем импульсных преобразователей постоянного напряжения

Для расширения диапазона работы солнечного инвертора в качестве промежуточного звена между солнечной батареей (СБ) и автономным инвертором напряжения (АИН) используется преобразователь постоянного напряжения (рис. 2.1), который так же может производить отслеживание точки максимальной мощности (maximum power point tracking – MPPT). В качестве такого преобразователя энергии солнечных батарей (ПЭСБ) может выступать понижающий, повышающий преобразователи, преобразователь, выполненный по схеме Кука, или инвертирующий преобразователь. Подобные схемы обеспечивают высокий КПД за счёт минимума силовых элементов, при этом массо-габаритные показатели фильтра минимизируются высокими частотами преобразования [4, 5].

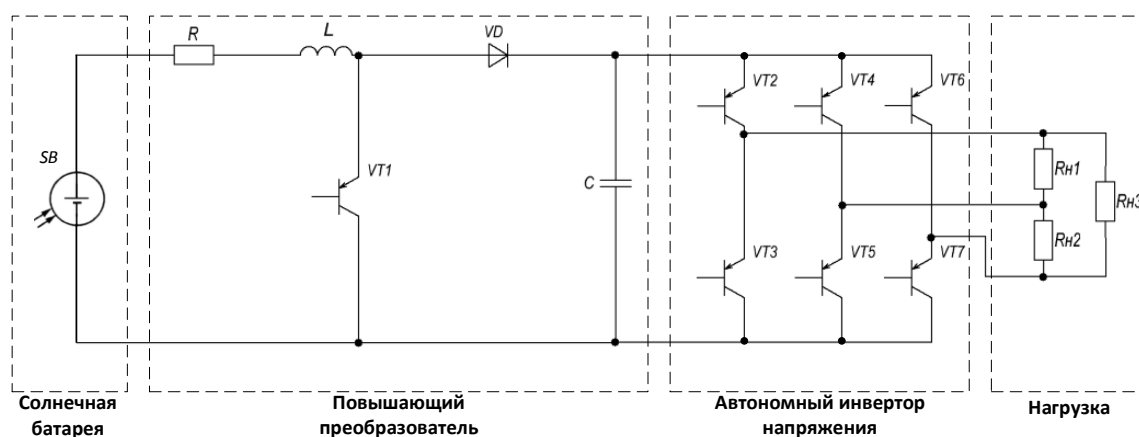


Рис. 2.1 Структура автономного инвертора солнечных батарей

Распространённым вариантом ПЭСБ является понижающий преобразователь (рис. 2.2). Преимуществом схемы является стабильный ток заряда аккумулятора, обеспечиваемый большой выходной индуктивностью, однако прерывистое импульсное потребление входного тока требует установки громоздкого С-фильтра [6].

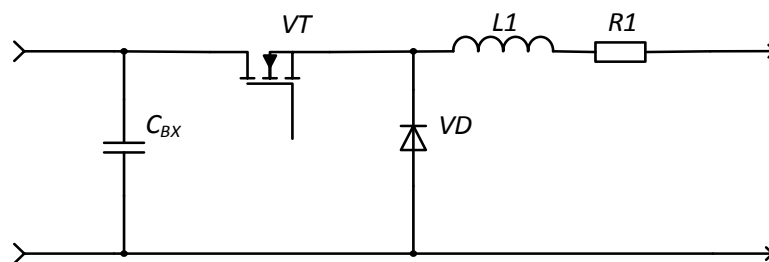


Рис. 2.2. Понижающий преобразователь

Повышающий преобразователь (рис. 2.3) имеет на выходе дроссель, обеспечивающий непрерывность входного тока и стабильность рабочей точки ВАХ по току. Однако его характеристика показывает увеличение напряжения на всех диапазоне регулирования. Это приводит к необходимости использования байпаса для предотвращения превышения напряжения на выходе.

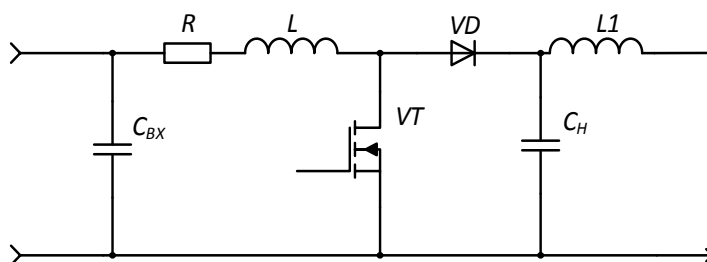


Рис. 2.3. Повышающий преобразователь

Для успешного регулирования точки ВАХ с максимальной мощностью при любом соотношении напряжений на СБ и выходе можно использовать преобразователь Кука, имеющего входной каскад на основе повышающего, а выходной на основе понижающего преобразователя (рис. 2.4) [1].

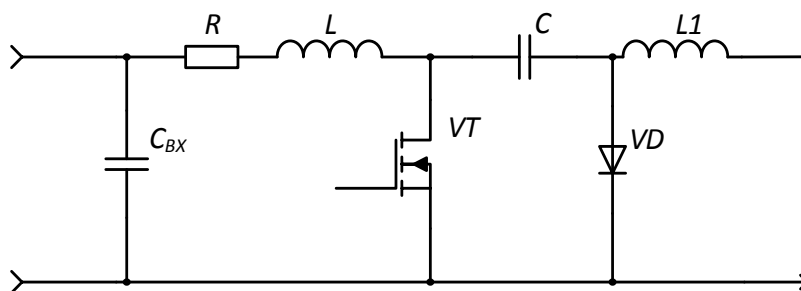


Рис. 2.4. Преобразователь Кука

2.3. Обзор контроллеров точки максимальной мощности

Контроллеры точки максимальной мощности используются как в сетевых, так и автономных станциях. В сетевых инверторах вся вырабатываемая СБ мощность передаётся в сеть. В автономной системе, когда аккумуляторы полностью заряжены и нет нагрузки для потребления выработки СБ, устройство отслеживания точки максимальной мощности переносит рабочую точку, уменьшая мощность, пока она не будет соответствовать потреблению. Так же может использоваться альтернативный подход, когда избыточная мощность СБ используется для питания резистивной нагрузки, благодаря чему фотоэлемент всегда работает на максимальной мощности [6, 20, 39, 43].

В качестве контроллера заряда (charge regulator unit) могут быть использованы последовательные (рис. 2.5) и параллельные (рис. 2.6) контроллеры заряда, а также контроллеры заряда на основе преобразователей постоянного напряжения, которые рассмотрены выше.

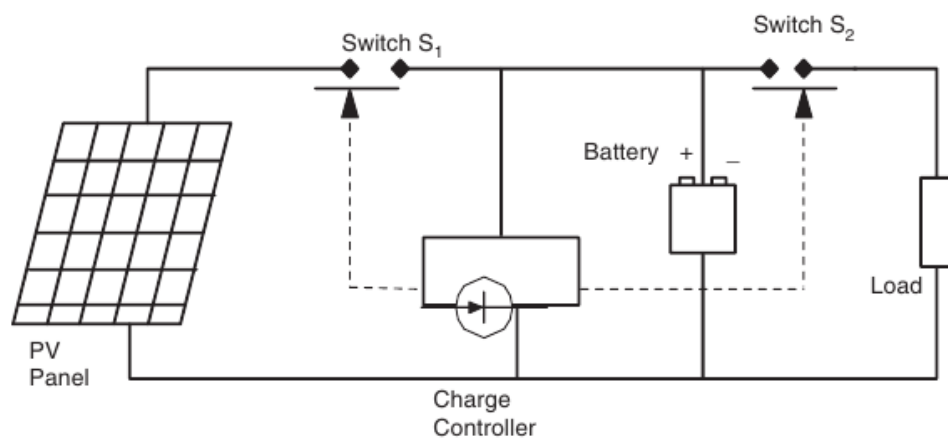


Рис. 2.5. Последовательный контроллер заряда

При использовании последовательного контроллера заряда ключ S1 отключает солнечную панель, когда напряжение аккумулятора достигает до определенного уровня. Когда напряжение на аккумуляторе снижается, нагрузка отключается от батареи ключом S2 для избежание глубокого разряда. Основная проблема, связанная с использованием этого типа

контроллеров – потеря мощности на ключах. В качестве таких ключей могут быть использованы биполярные или MOSFET транзисторы, реле.

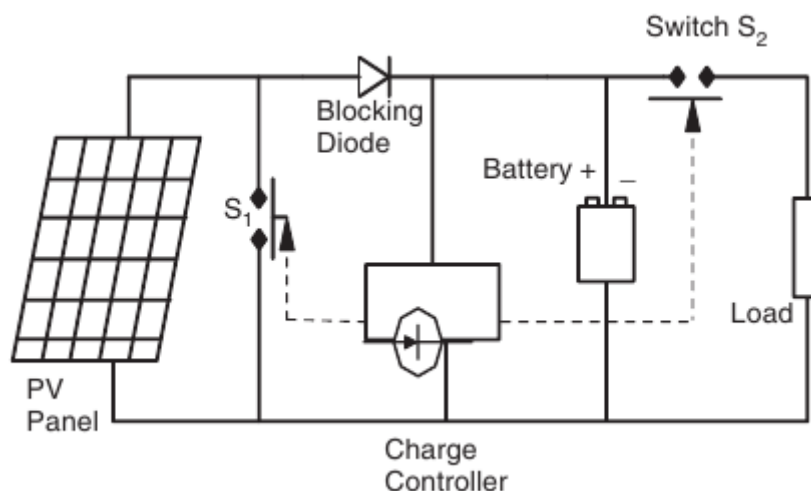


Рис. 2.6. Параллельный контроллер заряда

При использовании параллельного контроллера при полном заряде аккумулятора солнечная батарея замкнута накоротко ключом S_1 . По сравнению с последовательным контроллером, данный метод более эффективен, т.к. потери на ключе отсутствуют, пока накопитель энергии не будет разряжен. Диод препятствует короткому замыканию аккумулятора. Контроллеры заряда этого типа используются преимущественно для маломощных решений (ток до 20 А).

Использование контроллеров заряда на основе импульсных преобразователей постоянного напряжения позволяет управлять зарядным током аккумулятора и поддерживать напряжение на нём на требуемом уровне.

2.4. Типовые алгоритмы поиска точки максимальной мощности

Одним из основных способов повышения энергетической эффективности фотоэлектрических энергетических установок является реализация режима отбора максимума мощности в максимальной точке вольт-амперной характеристики солнечной батареи (рис. 2.7) [23].

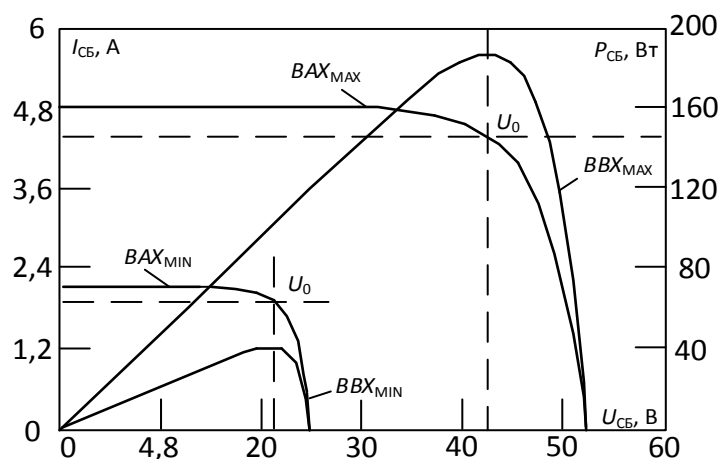


Рис. 2.7. ВАХ СБ на примере фотоэлектрической панели КСМ-160

Как правило используется один из трёх алгоритмов для оптимизации выходной мощности фотомодулей. В некоторых устройствах для отслеживания точки максимальной мощности реализовано несколько алгоритмов, и переключения между ними основываются на рабочих условиях. Основными методами являются: возмущение и наблюдение, метод возрастающей проводимости и метод постоянного напряжения [22, 43].

При использовании метода возмущения и наблюдения устройство на небольшую величину изменяет входное сопротивление (путём варьирования скважности силового ключа или изменения задания на входное напряжение, ток или мощность), вследствие чего изменяется напряжение на СБ и измеряет её выходные параметры. Если мощность увеличивается – контроллер продолжает изменять напряжение в этом же направлении, пока мощность не перестанет увеличиваться. Данный метод является наиболее распространённым, несмотря на то что он приводит к колебаниям мощности. Также этот метод упоминается как *hill-climbing*, потому что он зависит от кривой $P = f(U)$, которая возрастает до точки максимальной мощности и убывает после этой точки. Распространённость этого метода обусловлена простотой его реализации. Существует возможность повышения точности при использовании адаптивного алгоритма изменения шага.

В методе возрастающей проводимости преобразователь измеряет увеличение тока и напряжение СБ, чтобы предсказать эффект от изменения напряжения. Метод возрастающей проводимости требует больше вычислений в микроконтроллере, но он отслеживает изменение окружающих условий с большей скоростью, чем предыдущий метод. Однако, он так же приводит к колебаниям мощности. Метод возрастающей проводимости использует возрастающую проводимость dI/dU СБ для вычисления знака изменения мощности по отношению к напряжению dP/dU . Этот метод вычисляет точку максимальной мощности, сравнивая возрастающую проводимость $\Delta I/\Delta U$ с проводимостью СБ (I/U). Когда выполняется условие $\Delta I/\Delta U = I/U$, выходное напряжение является напряжением максимальной мощности. Уставка по напряжению поддерживается, пока не изменится уровень освещённости, после процесс повторяется.

При использовании метода постоянного напряжения, когда выходное напряжение СБ не изменяется, преобразователь не пытается отслеживать точку максимальной мощности. Работающее по этому методу устройство на мгновение отключает СБ от нагрузки и замеряет напряжение холостого хода. После этого продолжается работа с напряжением, управляемым постоянным коэффициентом ($U_{REF} = kU_{XX}$), который определяется эмпирически.

Возмущение и наблюдение и метод возрастающей проводимости являются примерами hill-climbing методов, которые могут найти локальный максимум мощности для рабочего состояния СБ и так обеспечить точку максимальной мощности. Метод возмущения и наблюдения может создавать колебания даже при постоянном уровне освещения. Метод возрастающей проводимости может определить точку максимальной мощности без колебаний мощности и в быстро меняющихся условиях, однако при быстро меняющихся погодных условиях он может работать хаотично. Так же он требует больших ресурсов микроконтроллера. В методе постоянного напряжения ток должен установиться в ноль для измерения напряжения холостого хода. На время, пока ток остаётся нулевым, теряется энергия.

Контроллеры точки максимальной мощности используются как в сетевых, так и автономных станциях. В сетевых инверторах вся вырабатываемая СБ мощность передаётся в сеть. В автономной системе, когда аккумуляторы полностью заряжены и нет нагрузки для потребления выработки СБ, устройство отслеживания точки максимальной мощности переносит рабочую точку, уменьшая мощность, пока она не будет соответствовать потреблению. Так же может использоваться альтернативный подход, когда избыточная мощность СБ используется для питания резистивной нагрузки, благодаря чему фотоэлемент всегда работает на максимальной мощности [30–39].

3. Объект и методы исследования

3.1. *Бифуркационные и хаотические явления в нелинейных импульсных системах*

Объектом управления полупроводникового преобразователя электрической энергии с импульсной модуляцией как системы автоматического управления является поток энергии, дискретно передаваемый в нагрузку. Реальные системы с импульсной модуляцией представляют собой сложные структуры с обратной связью, высокое качество функционирования которых обеспечить без изучения их динамических свойств невозможно. Эффективное изучение динамики таких систем можно провести на их математических моделях в пространстве состояний, отражающих существенные для планируемого исследования свойства реальной системы. Модель включает, как правило, логические и математические зависимости между тремя множествами переменных:

- входными переменными $\{U_1, U_2, \dots, U_R\}$, представляющими собой управляющие воздействия, генерируемые системами, внешними по отношению к исследуемой;
- выходными переменными $\{Y_1, Y_2, \dots, Y_P\}$, характеризующими реакцию системы;

- переменными состояниями $\{X_1, X_2, \dots, X_N\}$, то есть промежуточными (внутренними) переменными, характеризующими динамическое поведение исследуемой системы.

Поскольку вход, состояние и выход описываются конечным числом переменных, то удобно представить их в виде вектора входа $U = [U_1, U_2, \dots, U_R]^T$, вектора состояния (вектора переменных состояния) $X = [X_1, X_2, \dots, X_N]^T$ и вектора выхода $Y = [Y_1, Y_2, \dots, Y_P]^T$. При этом под пространством состояний системы будем понимать множество всех значений, которые принимает вектор состояния в фиксированный момент времени t .

Если векторы входа, состояния и выхода определены в каждый момент времени t из некоторого интервала, то говорят о непрерывной системе. Если векторы входа и состояния определены только в дискретные моменты времени t_k , где k - последовательности чисел, обычно целых из некоторого интервала, то говорят о дискретной системе (системе с дискретным временем).

В случае детерминированных внешних воздействий математическая модель системы может быть представлена в виде:

$$\frac{dX}{dt} = f(X, U, t); \quad (3.1)$$

$$Y = \psi(X, U). \quad (3.2)$$

причем вектор-функция f должна допускать существование решения (3.1) (при заданных $X(t_0)$ и $U(t)$) во всех областях пространства состояний. Отметим, что во многих случаях в преобразовании (3.2) необходимости не возникает, так как для электротехнических систем вектор X частично или полностью совпадает с вектором Y . Если выражение (3.1) можно представить в виде:

$$\frac{dX}{dt} = A \cdot X + B \cdot U, \quad (3.3)$$

где матрицы A и B - матрицы коэффициентов размерностью, соответственно, $(n \times n)$ и $(n \times r)$, то исследуемая система - линейна. В терминах теории автоматического управления представление (3.3) эквивалентно требованию линейности всех объединенных в систему звеньев.

Важным свойством линейных систем и процессов в них является подчинение принципу суперпозиции, вследствие чего вид и поведение выходной переменной X не зависит от величины входной переменной U в процессе установления реакции, также как и выходная переменная X в установившемся режиме не зависит от начальных условий X_0 .

Нелинейные системы, описываемые в общем случае выражением (3.1), принципу суперпозиции не удовлетворяют, следствием чего является наличие у них ряда специфических свойств. Перечислим некоторые из них:

- зависимость параметров переходного процесса от величины входного воздействия;
- неединственность состояния устойчивого равновесия (наличие некоторого множества устойчивых точек в пространстве состояний);
- возможность существования в системе незатухающих колебаний с различными параметрами (амплитудой, частотой) при неизменном входном воздействии (наличие в пространстве состояний так называемых предельных циклов);
- обязательное наличие колебаний и в линейных импульсных системах, но только одного вида, однозначно определяемого параметрами системы и с частотой квантования импульсного элемента (т.е. с частотой вынуждающего воздействия);
- возникновение субгармонических, полигармонических и почти периодических колебаний на выходе системы при гармоническом одночастотном входном сигнале;
- возможность возникновения явлений синхронизации и скачкообразного резонанса по амплитуде и (или) фазе.

Существование таких и подобных им свойств порождает неоднозначность поведения нелинейных систем и требует разделения тождественных с точки зрения, линейных систем понятий системы и процесса (режима). Если система описывается уравнением (3.1), то процесс в ней можно описать решением этого уравнения при определенном начальном условии $X(t_0) = X_0$ и определенном сигнале управления $U = U(t, t_0)$. Таким образом, некоторому объединенному множеству начальных условий и управлений $\{\{X_0\}, \{U\}\}$ можно противопоставить ненулевое множество процессов в системе.

Состояния равновесия, вынужденные процессы и более сложные регулярные виды колебаний могут существовать реально лишь в том случае, когда они устойчивы. Устойчивость этих процессов определяется характером изменения отклонений от устойчивого состояния, вызванных приложением к системе возмущающих воздействий, причем, в общем случае, если с течением времени отклонения стремятся к нулю, то соответствующие процессы устойчивы. Для линейных систем отклонения представляют собой переходную составляющую процесса, в нелинейных же системах переходная составляющая существенно зависит от стационарного режима и возможны ситуации, в которых один из режимов устойчив, тогда как другие неустойчивы и могут реализоваться при изменении величины возмущающих воздействий, начальных условий и т.д.

Будем говорить, что рассматриваемый процесс асимптотически устойчив, если удовлетворяют условию

$$\lim_{t \rightarrow 0} \varepsilon(t) = 0, \quad (3.4)$$

причем отклонения ε , вызванные возмущающими воздействиями или вариациями величины начальных условий δ такими, что

$$\delta = \delta_0, \quad (3.5)$$

где δ_0 - наперед заданная величина возмущающих, воздействий или начальных условий вектора состояния.

Если в (3.5) величина δ принимается достаточно малой, то соответствующая устойчивость является устойчивостью в малом или локальной устойчивостью. Если δ - фиксированная, но ограниченная величина, то рассматривают устойчивость в большом. Устойчивость в целом соответствует неограниченным изменениям δ . И, наконец, если условия устойчивости в целом распространяются не на одну фиксированную характеристику нелинейного элемента, а на некоторый класс характеристик (например, на системы с широтно-импульсной модуляцией второго рода), то имеет место абсолютная устойчивость.

Необходимость введения семейства определений устойчивости для нелинейных систем связана с неоднозначностью процессов в них. Для линейных же систем, независимо от вида невозмущенного движения (процесса), имеет место либо устойчивость в целом, либо неустойчивость, что определяется собственными числами матрицы A из (3.3), поэтому для линейной системы свойство устойчивости приписывается не движению или процессу, а самой системе. Заметим, что все перечисленные выше виды устойчивости невозмущенного движения распространяются на системы с дискретным временем

$$X[k+1] = f[X[k], k], \quad (3.6)$$

причем определения остаются практически без изменений.

Итак, по сравнению с непрерывными линейными системами, для которых ставится и решается задача устойчивости положения равновесия и качества переходных процессов, наличие периодических пульсаций в ключевых преобразователях выдвигает задачу определения типов и закономерностей смены периодических режимов (бифуркаций), определения областей их устойчивости и качества преобразования параметров электрической энергии.

3.2. Виды аномальных режимов

Бифуркации удвоения периода. При выходе мультипликатора матрицы монодромии $F(a)$ из единичного круга, в точке бифуркации наибольший по модулю мультипликатор принимает значение -1 , что символизирует мягкое удвоение периода колебаний. Физически это означает, что при однократном обходе цикла малое возмущение меняет знак, и для того, чтобы траектория замкнулась, необходимо совершить еще один обход, так что период вновь возникшего движения становится в два раза больше, чем у потерявшего устойчивость. Сценарий последовательности мягких удвоений с последующим переходом к хаосу получил название сценария Фейгенбаума [53].

Бифуркация слияния и исчезновения. При выходе из единичного круга, мультипликатор в бифуркационной точке обращается в $+1$, т.е. возмущенная траектория замыкается. Для понимания механизма необходимо учитывать вид нелинейности, присутствующей в критической точке. В данном случае к устойчивому циклу приближается неустойчивый цикл и в точке бифуркации происходит их слияние и исчезновение.

Седло-узловые бифуркации. В случае, если при выходе из единичного круга мультипликаторы на момент бифуркации являются комплексными, в фазовом пространстве создается особое состояние седло-фокус и вновь возникшая траектория начинает извиваться вокруг траектории режима, ставшего неустойчивым. Данный тип бифуркации носит название бифуркации Неймарка или бифуркации Андронова-Хопфа. Число вращения, определяемое по выражению: $N = \arg(\rho)/2\pi$, показывает, сколько оборотов совершает возмущенное движение за период траектории режима, потерявшего устойчивость.

Рассмотренные типы бифуркационных переходов, происходят на границе устойчивости, что позволяет оценивать их на основании мультипликаторов матрицы монодромии. В литературе они также называются локальными бифуркациями.

С-бифуркации. В нелинейных импульсных системах кроме указанных типов, как упоминалось ранее, встречаются еще и бифуркационные переходы, связанные с пересечением фазовой траектории поверхности сшивания, называемые в [49-52] С-бифуркации. В зарубежной литературе чаще всего используют название *Border Collision Bifurcation*.

Разнообразие типов бифуркационных переходов, которые происходят в системах с широтно-импульсной модуляцией и возможности возникновения катастрофических отказов требует проведения тщательных исследований динамики системы и определения опасных бифуркационных границ. Естественно, что не все из рассмотренных типов бифуркаций являются опасными. Согласно Андронову А.А. под опасной границей понимается такая граница существования периодического режима, малейшее нарушение которой приводит к резкому отклонению режима движения от рассматриваемого [3].

На основании данного определения к опасным бифуркациям следует отнести следующие типы:

- 1) локальная седло-узловая бифуркация;
- 2) локальная субкритическая бифуркация;
- 3) субкритическая бифуркация Андронова-Хопфа;
- 4) субкритическая С-бифуркация.

3.3. *Нелинейность уравнений динамики импульсно-модуляционных систем*

Обобщенная структура одноконтурной системы автоматического регулирования напряжения импульсно-модуляционным преобразователем представлена на рис. 3.1. Здесь приняты следующие обозначения:

- *ИН* – источник напряжения E_0 ;
- *ИМ* – импульсный модулятор с коэффициентом передачи K_F ;
- *ГРН* – генератор развертывающего сигнала U_p ;
- *СП* – силовой преобразователь с коэффициентом передачи $E_0 \cdot K_F$;

- $НЧ$ – непрерывная часть с параметрами R, L, C ;
- $Н$ – нагрузка с величиной сопротивления R_H ;
- $ССК$ – схема сравнения задающего воздействия с сигналом обратной связи U_{oc} и функциями корректирующего устройства;
- $ИУ$ – источник управляющего воздействия U_y .

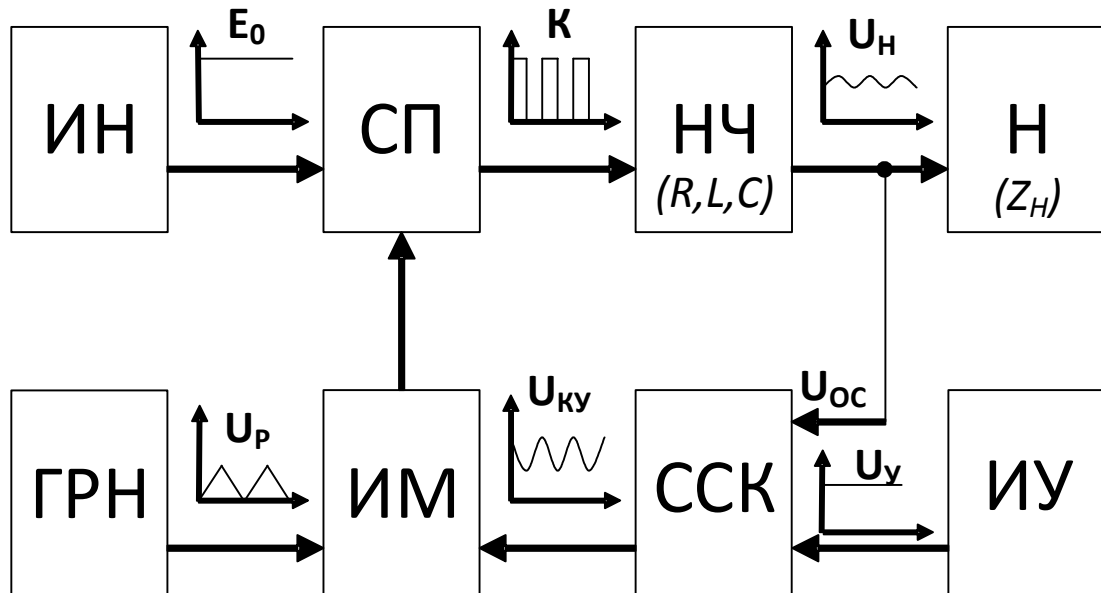


Рис. 3.1. Структура системы автоматического управления

Подчеркнем, что наличие в выходном сигнале переменной составляющей, изменение ее величины и формы даже в стационарном режиме при различных значениях сигнала управления является основным фактором, определяющим статические и динамические свойства системы. Коэффициенты передачи таких элементов структуры как импульсный модулятор $ИМ$, силовой преобразователь $СП$ и генератор развертывающего напряжения $ГРН$, отражающие основные физические свойства динамической системы, аналитически могут быть представлены обобщенными функциями с разрывными компонентами. Под разрывными функциями понимают функции, для которых в определенных точках x_0 пределы справа и слева от точки x_0 не равны друг другу, то есть имеют в виду функции с устранимыми разрывами и разрывами первого рода.

Модели автоматических систем на базе полупроводниковых преобразователей с широтно-импульсной модуляцией относятся к классу систем вида:

$$\frac{dX}{dt} = G(X, t), \quad (3.7)$$

где решение системы (3.7) ищется в виде периодического движения:

$$X(t) = X(t+T)$$

Если непрерывная часть матричного уравнения (3.7) не содержит нелинейностей, то его можно представить в виде:

$$\frac{dX}{dt} = A \cdot X + B(X, t), \quad X(t_0) = X_0. \quad (3.8)$$

где A – матрица линейной части размерности $n \times n$; B – нелинейный вектор вынуждающих воздействий, нелинейность которого носит разрывный характер, определяемый видом коммутационной функции $K_F(\xi)$, зависящим от конкретного вида импульсной модуляции; X_0 – вектор начальных условий; $\xi(X, t)$ – разностная функция.

$$\xi(X, t) = K \cdot [U_y(t) - F(X) - U_p(t)] \quad (3.9)$$

где $U_y(t)$, $U_p(t)$ – функции управляющего и развертывающего напряжения соответственно, $F(X)$ – функция сигнала обратной связи.

Законы формирования импульсов напряжения на входе фильтра блоком импульсного модулятора КФ описываются уравнениями в базисе коммутационно-разрывных функций. В данной работе рассмотрен повышающий преобразователь напряжения с однополярной нереверсивной модуляцией первого рода (рис. 3.2), коммутационная функция которого описывается уравнениями:

$$\left. \begin{aligned} K_F(\xi) &= \frac{1}{2} \cdot [1 + \text{Sign}(\xi)] ; \\ U_p(t) &= U_{on} \cdot \left(\frac{t}{a} - E_1\left(\frac{t}{a}\right) \right) \end{aligned} \right\}$$

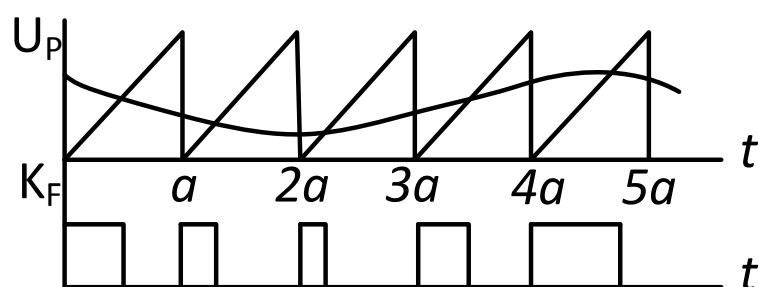


Рис. 3.2. Вид коммутационной функции при ОНМ-1.

3.4. Объект экспериментальных исследований

В период научно-исследовательской практики в ООО «Компания Промышленная Электроника» был проведён ряд экспериментов на макете солнечного инвертора (рис. 3.3), назначением которого является рекуперация энергии солнечной батареи в питающую промышленную сеть переменного тока. Представляет из себя однофазный преобразователь с синусоидальной формой выходного тока мощностью 5 кВА.

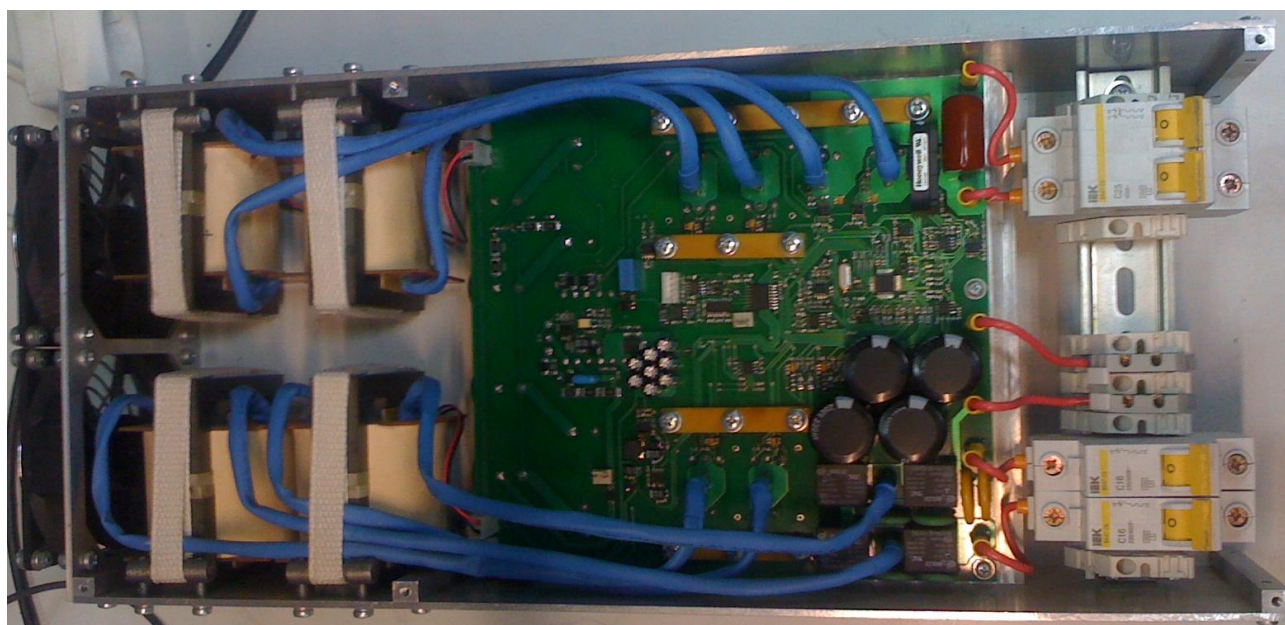


Рис. 3.3. Фото сетевого инвертора солнечных батарей

Фото верхней и нижней сторон печатной платы приведены на рис. 3.4.

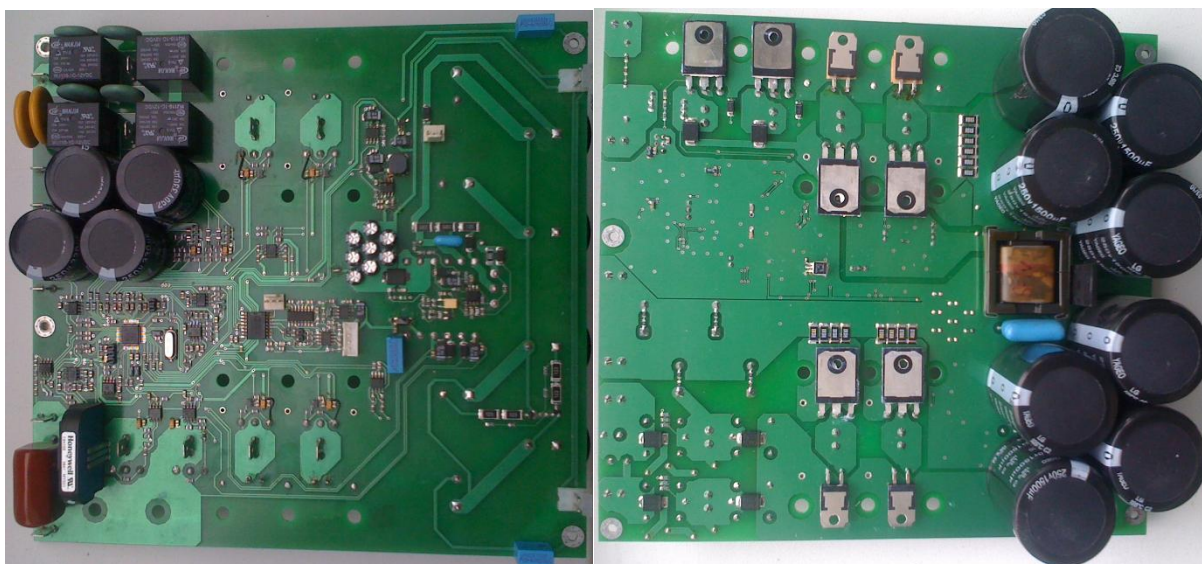


Рис. 3.4. Фото печатной платы

Звено постоянного тока инвертора солнечных батарей представляет собой два параллельно включенных повышающих преобразователя напряжения (ППН). Принципиальная электрическая схема одного канала приведена на рис. 3.5.

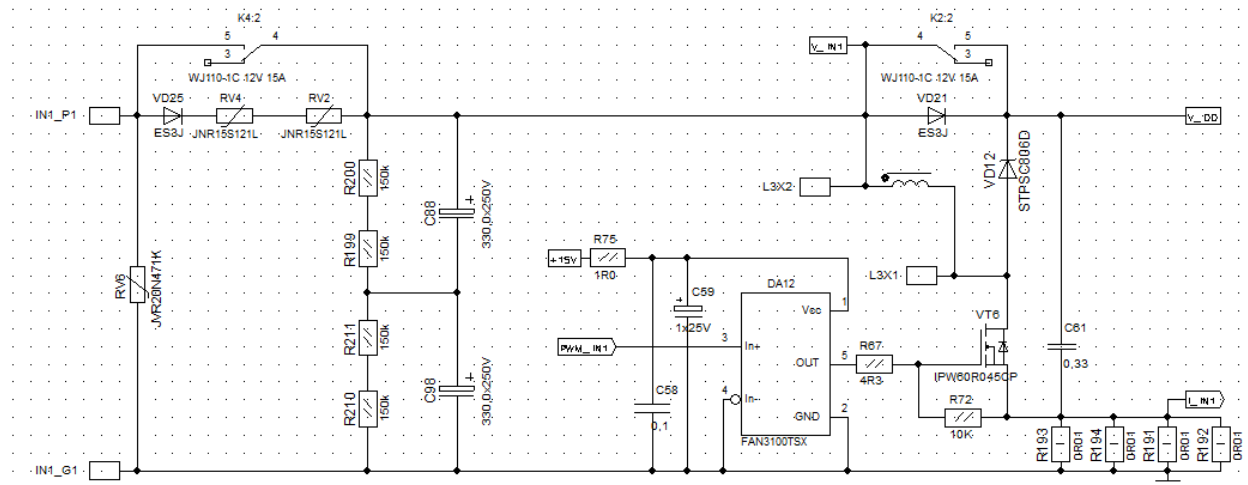


Рис. 3.5. Принципиальная электрическая схема ППН

Схема питания драйверов (+15 В) и микроконтроллера (+3.3 В) приведена на рис. 3.6. Схема подключения микроконтроллера приведена на рис. 3.7.

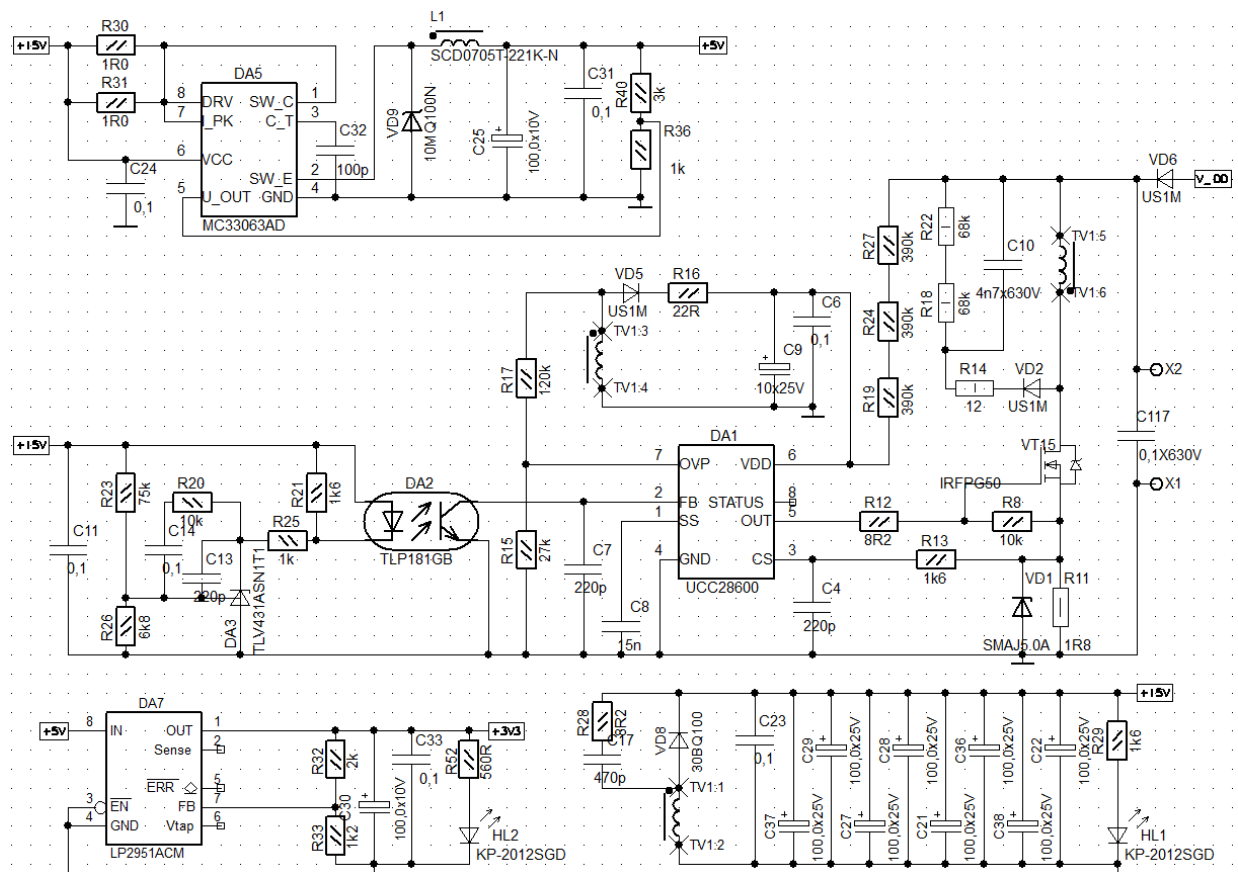


Рис. 3.6. Схема питания драйверов и микроконтроллера

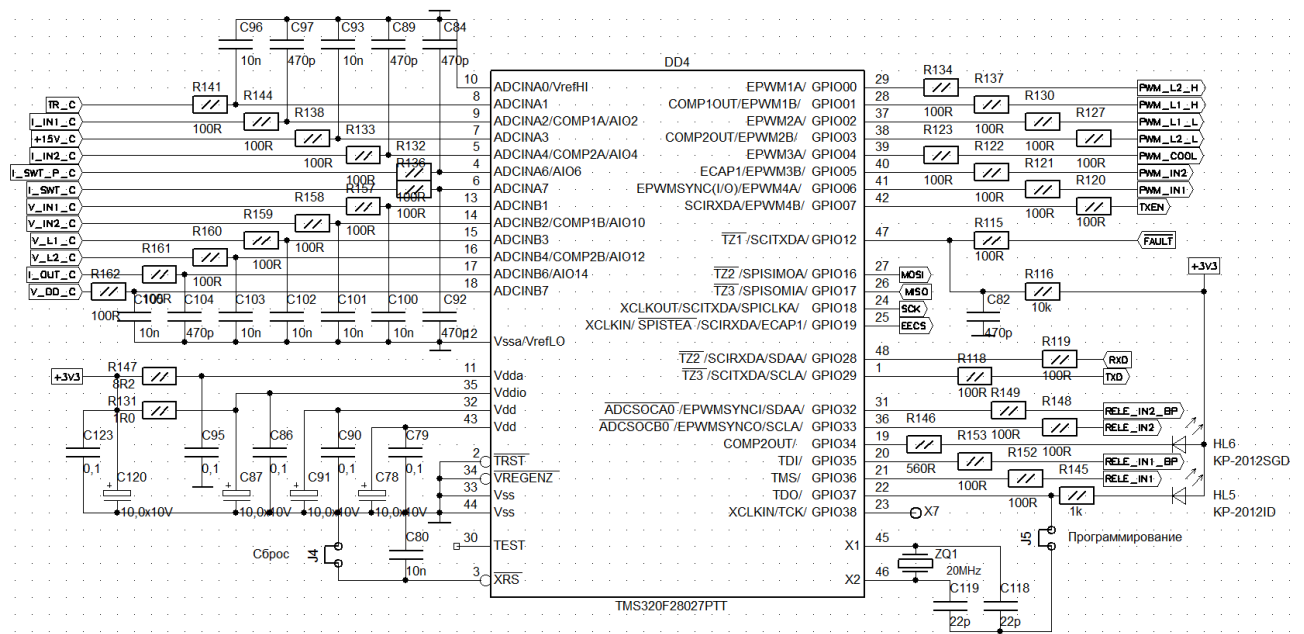


Рис. 3.7. Схема подключения микроконтроллера

Схема инвертора приведена на рис. 3.8 и 3.9. На рис. 3.8 изображены MOSFET ключи, работающие на высокой частоте, их драйверы и диоды медленных ключей. На рис. 3.9 – IGBT-транзисторы, коммутируемые с частотой сети, их драйверы и обратные диоды быстрых ключей.

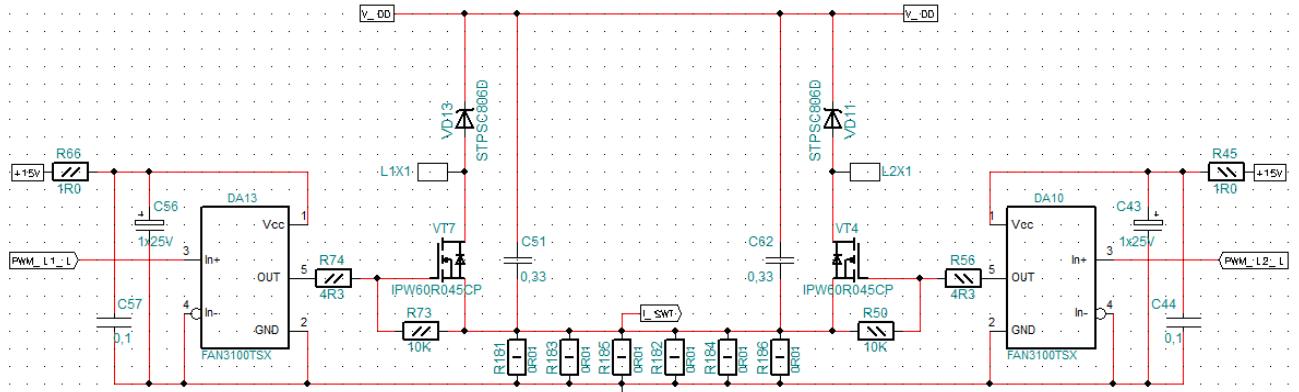


Рис. 3.8. Часть схемы инвертора с быстрыми ключами

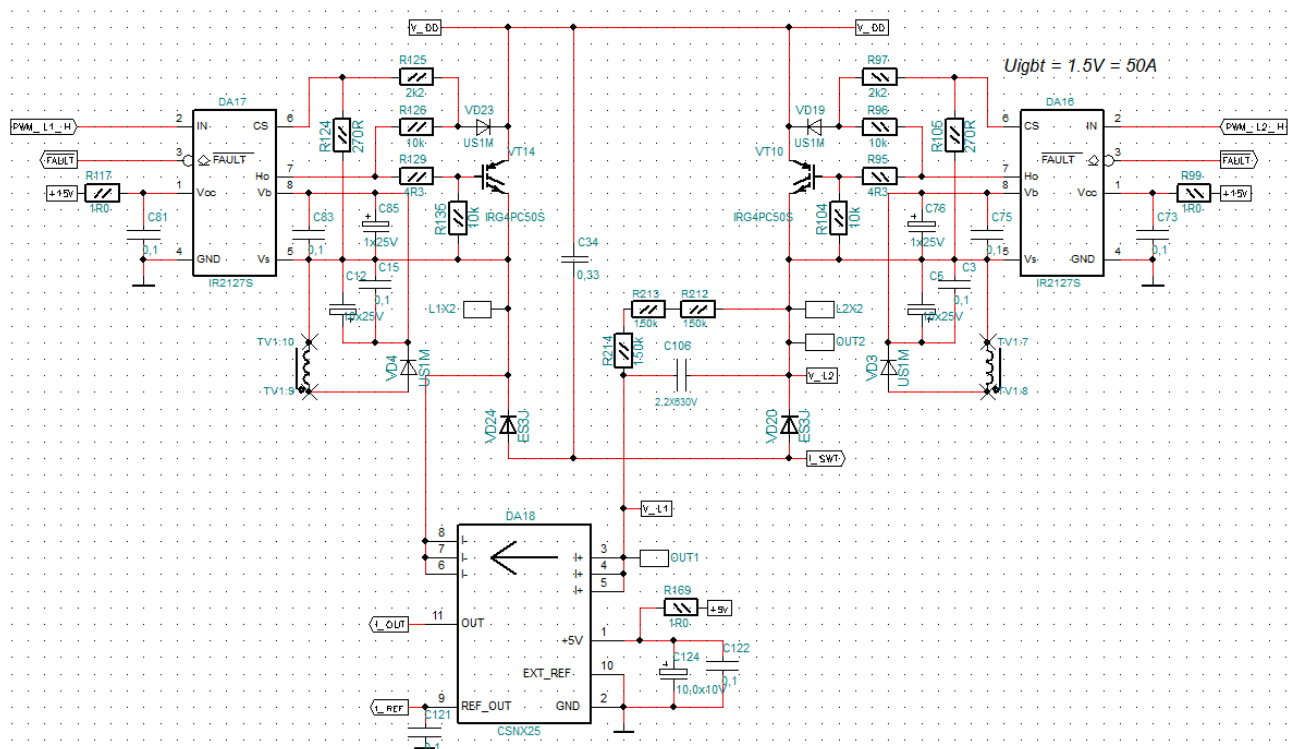


Рис. 3.9. Часть схемы инвертора с медленными ключами

Измерение входного (выходного) тока повышающего преобразователя осуществляется через шунт R191–R194 (рис. 3.5). Запуск измерений АЦП осуществляется по достижению половины интервала импульса ШИМ. На

рис. 3.10 представлена схема простейшего ППН, работающего в режиме непрерывного тока и графики изменения тока в характерных точках схемы.

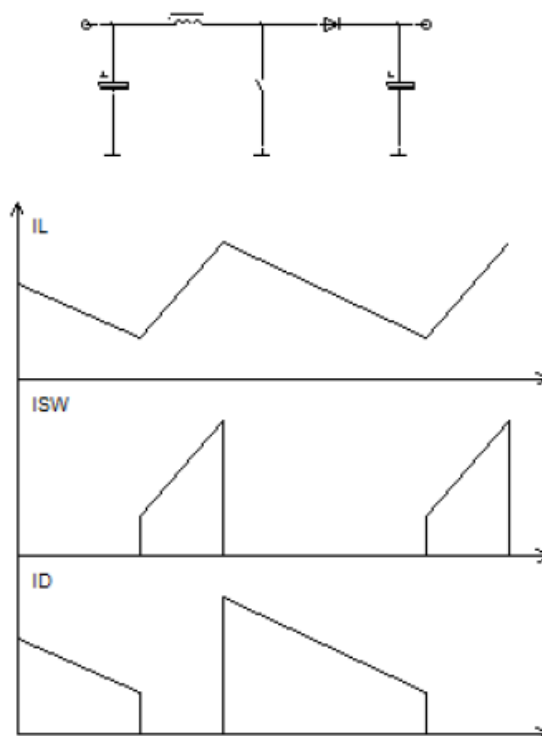


Рис. 3.10. Схема и временные диаграммы ППН

Наиболее универсальным способом измерения с точки зрения схемотехники и наименее затратным с точки зрения ресурсов является способ, когда единственное измерение производится точно в нужный момент времени. В данном случае микроконтроллеру доступен для измерения ток в силовом ключе. Если за несколько десятков наносекунд до его момента отключения произвести выборку аналоговой величины, то в результате с высокой точностью можно получить максимальный ток в дросселе. Аналогично можно получить среднее значение [54, 55].

Система управления преобразователем выполнена на базе микроконтроллера TMS320F28027.

4. Моделирование повышающего преобразователя напряжения

4.1. Построение математической модели ППН с обратной связью по току

Схема замещения импульсно-модуляционного преобразователя напряжения повышающего типа с ШИМ представлена на рис. 4.1.

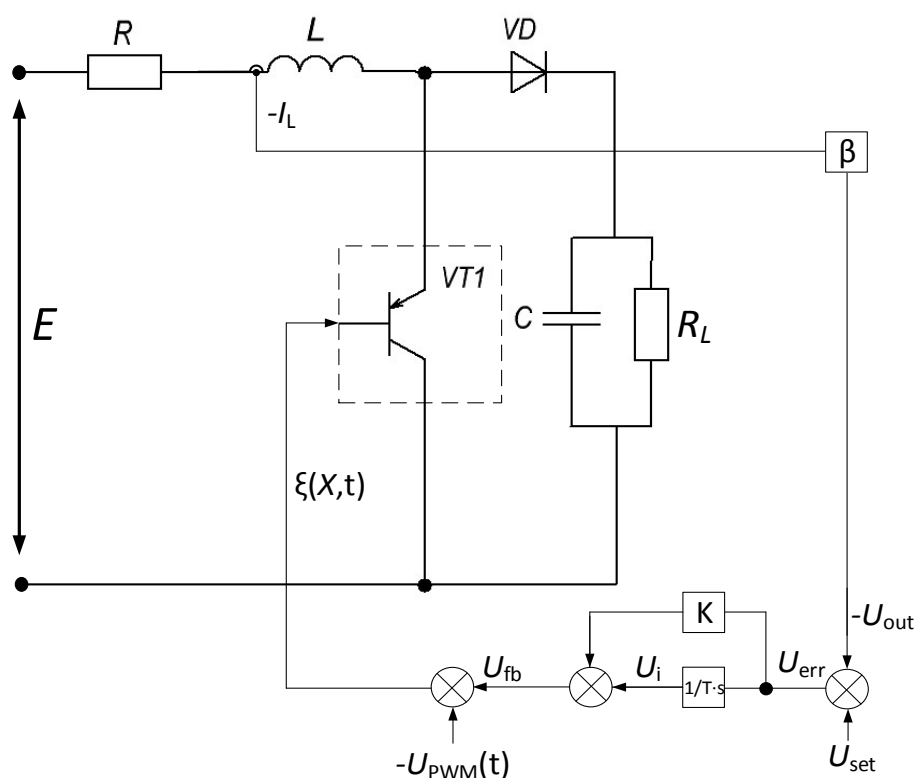


Рис. 4.1. Принципиальная электрическая схема

Здесь E – напряжение источника питания; L – дроссель; R – сопротивление, характеризующее потери в индуктивности и сопротивление ключа преобразователя в открытом состоянии; C – емкость; R_L – сопротивление нагрузки; диод VD и транзистор VT – коммутирующие элементы схемы; β – коэффициент передачи датчика обратной связи входного тока; K – пропорциональный коэффициент ПИ регулятора; T – постоянная времени интегрального звена ПИ регулятора; U_{set} – задание на ток;

$U_{PWM}(t)$ - пилообразное напряжение развёртки ШИМ, работающего на частоте равной 100 кГц.

Динамическая модель непрерывной части схемы замещения ППН для каждого из различных состояний коммутационных элементов (диодов и транзисторов) описывается системой нелинейных дифференциальных уравнений (задачей Коши) как [11]:

$$\begin{cases} \frac{d\mathbf{X}}{dt} = \mathbf{A} K_F(\xi) \cdot \mathbf{X} + \mathbf{B}(i_L), \\ \mathbf{X}|_{t_0} = \mathbf{X}_0. \end{cases} \quad \mathbf{X} = \begin{pmatrix} i_L \\ u_C \end{pmatrix}. \quad (4.1)$$

Здесь: $\mathbf{X}$ – вектор переменных состояния (ток i_L в индуктивности и напряжение u_C на конденсаторе фильтра); $\mathbf{A}$ – матрица системы, которая имеет три состояния ($\mathbf{A}_1, \mathbf{A}_2, \mathbf{A}_3$ в зависимости от значения коммутационной функции $K_F \xi$ ШИМ и наличия режима прерывистого тока); $\mathbf{B}$ – вектор вынуждающих воздействий, в режиме непрерывного тока дросселя $\mathbf{B}_1 = \mathbf{B}_2$:

$$\mathbf{A}_1 = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C \cdot R_L} \end{bmatrix}, \mathbf{A}_2 = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{C \cdot R_L} \end{bmatrix}, \mathbf{A}_3 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C \cdot R_L} \end{bmatrix};$$

$$\mathbf{B}_1 = \mathbf{B}_2 = \begin{bmatrix} E/L \\ 0 \end{bmatrix}, \mathbf{B}_3 = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix}.$$

Состояние коммутационной функции ШИМ $K_F(\xi)$ определяется посредством разностной функции $\xi(\mathbf{X}, t)$:

$$K_F(\xi) = 0,5 \cdot (1 + \text{sign } \xi(\mathbf{X}, t)), \quad (4.2)$$

которая описывает обратные связи системы управления ППН и имеет вид:

$$\xi(\mathbf{X}, t) = \alpha \cdot U_{SET} - \beta \cdot X_1 + U_I(X_1) - U_{PWM}(t). \quad (4.3)$$

здесь: α , – пропорциональный коэффициент усиления ПИ–регулятора;
 $U_{PWM}(t)$ - пилообразное развертывающее напряжение, задаваемое математической функцией

$$U_{PWM}(t) = U_{OP} \cdot t/\tau - E_1(t/\tau) \quad (4.4)$$

в которой опорное напряжение $U_{OP} = 10 \text{ В}$, $E_1(t)$ – функция Антье – целая часть числа, а $\tau = 1 \cdot 10^{-5} \text{ с}$ – коммутационный период ШИМ. Интегральная составляющая ПИ–регулятора U_I определяется из дифференциального уравнения

$$\frac{dU_I}{dt} = U_{SET}/T - \beta X_1/T \quad (4.5)$$

которое может быть представлено как

$$U_I = U_{I-1} + \Delta t \cdot U_{SET}/T - \beta X_1/T \quad (4.6)$$

где U_{I-1} – сигнал на выходе интегральной части регулятора на предыдущем расчётном шаге; Δt – расчётный шаг.

Повышающий преобразователь напряжения с широтно-импульсной модуляцией имеет следующие параметры: $R = 0,12 \text{ Ом}$; $L = 0,3 \text{ мГн}$; $E = 200 \text{ В}$; $C = 10 \text{ мкФ}$; $R_H = 80 \text{ Ом}$. Система управления ППН функционирует с коэффициентами: $\beta = 0,1$; $\alpha = 20$; $U_{SET} = 2 \text{ В}$; $T = 0,00001 \text{ с}$.

Рабочий цикл преобразователя иллюстрирует рис. 4.2, при этом тактовый интервал τ разбивается в общем случае на четыре участка непрерывности, на каждом из которых матрицы системы (1) принимают вид, описанный в таблице 4.1.

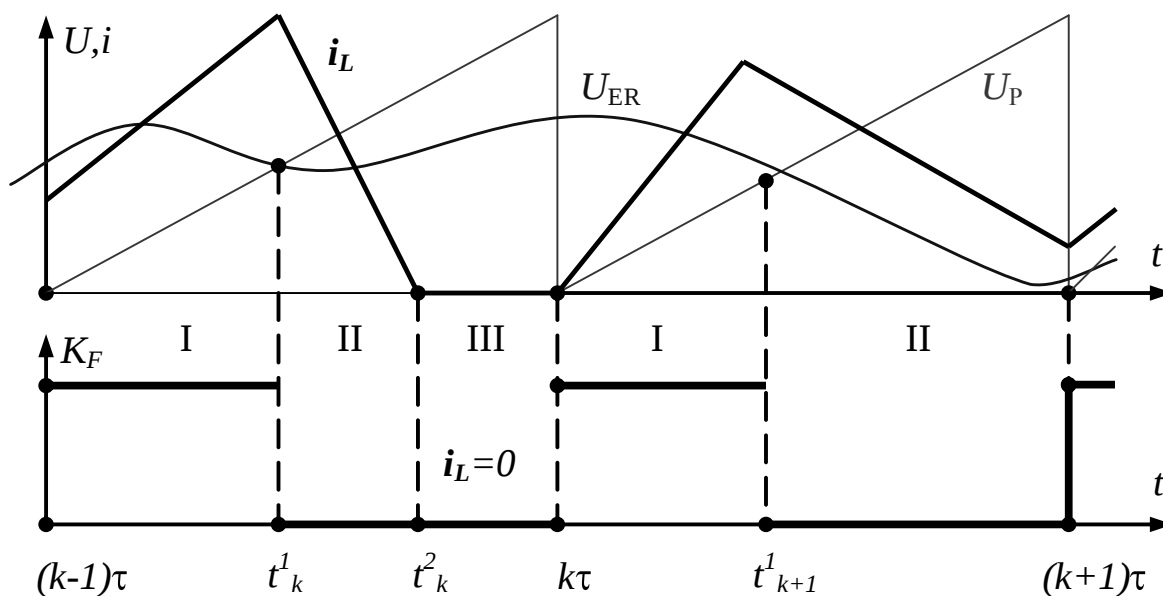


Рис. 4.2. Временные диаграммы работы системы управления

На диаграммах приведены: напряжение развёртки (U_{PWM}), ток индуктивности (i_L), сигнал ошибки (U_{ER}), состояние коммутационной функции (K_F).

Таблица 4.1

Участок непрерывности	Коммутационная функция	Режим разрывных токов	Нахождение момента коммутации
$(k-1) \cdot \tau \leq t \leq t_{k1}$	$K_F=1$	$i_L>0$	$\xi(X,t)=0$
$t_{k1} \leq t \leq t_{k2}$	$K_F=0$		$X_1=0$
$t_{k2} \leq t \leq t_{k3}$		$i_L=0$	$X_2=E_0$
$t_{k3} \leq t \leq k \cdot \tau$		$u_C<E_0$	$U_P(t)=0$

Границы участков непрерывности определяются вычислением для каждого k -того тактового интервала ШИМ $t \in (k-1)\tau, k \cdot \tau$ моментов коммутации: t_{k1} (момент коммутации ключа преобразователя), t_{k2} (момент снижения тока дросселя до нуля) и t_{k3} (момент снижения напряжения на

конденсаторе до уровня источника питания). Данные моменты времени определяются из уравнений, записанных в последнем столбце таблицы 4.1.

На каждом участке непрерывности вектор переменных состояния, являющийся решением задачи Коши (4.1) при условиях (4.2-4.4), может быть аналитически выписан в виде:

$$X(t) = e^{A(t-t_0)} X_0 + A^{-1} \cdot B - A^{-1} \cdot B, \quad (4.7)$$

где вектор начальных условий X_0 для последующего интервала принимается равным вектору $X(t)$ на конце предыдущего интервала, а начальный момент времени t_0 вычисляется из соответствующих зависимостей (таблица 4.1).

Построенная математическая модель повышающего преобразователя напряжения с широтно-импульсной модуляцией, с жестким типом коммутации и ПИ-регулятором в цепи обратной связи позволяет строить точное численно-аналитическое *m-периодическое решение* $X(t)$, называемое в литературе *m-циклом*. Это, в свою очередь, позволит проводить бифуркационный анализ такого вида преобразователей, обнаруживать аномальные движения ППН и анализировать устойчивость найденных решений.

Упрощенная блок-схема алгоритма решения задачи Коши (4.1) показана на рис. 4.4. Алгоритм представляет собой цикл по количеству тактовых интервалов с вложенным в него циклом расчета времени с переменным шагом. От начала тактового интервала расчет производится с большим шагом. При пересечении точки коммутации ключа в алгоритме предусмотрено возвращение точке с параметрами, рассчитанными за один расчётный шаг до коммутации. От этой точки до коммутации расчёт ведётся со значительно меньшим шагом (рис. 4.3).

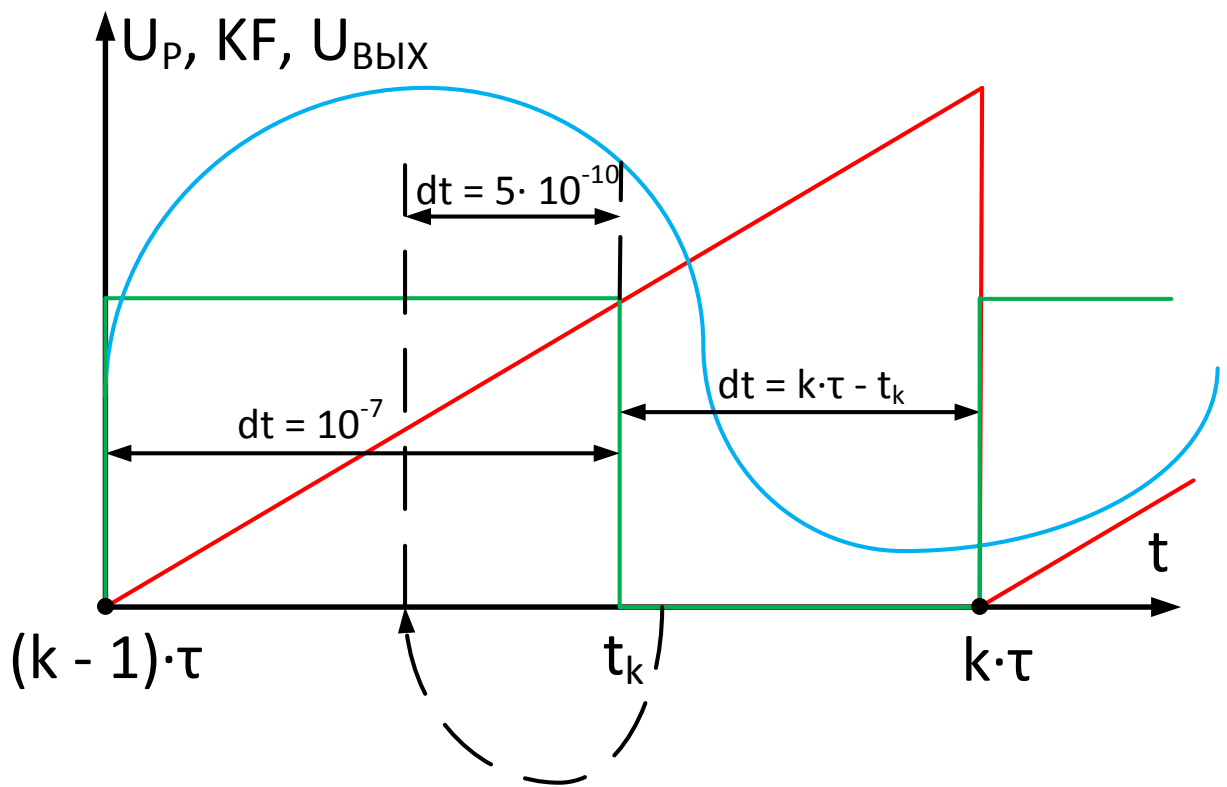


Рис. 4.3. Алгоритм расчёта с переменным шагом

Данная процедура позволяет значительно сократить время расчётов, поскольку для бифуркационного анализа нужны в первую очередь точки, при которых производится переключение транзистора.

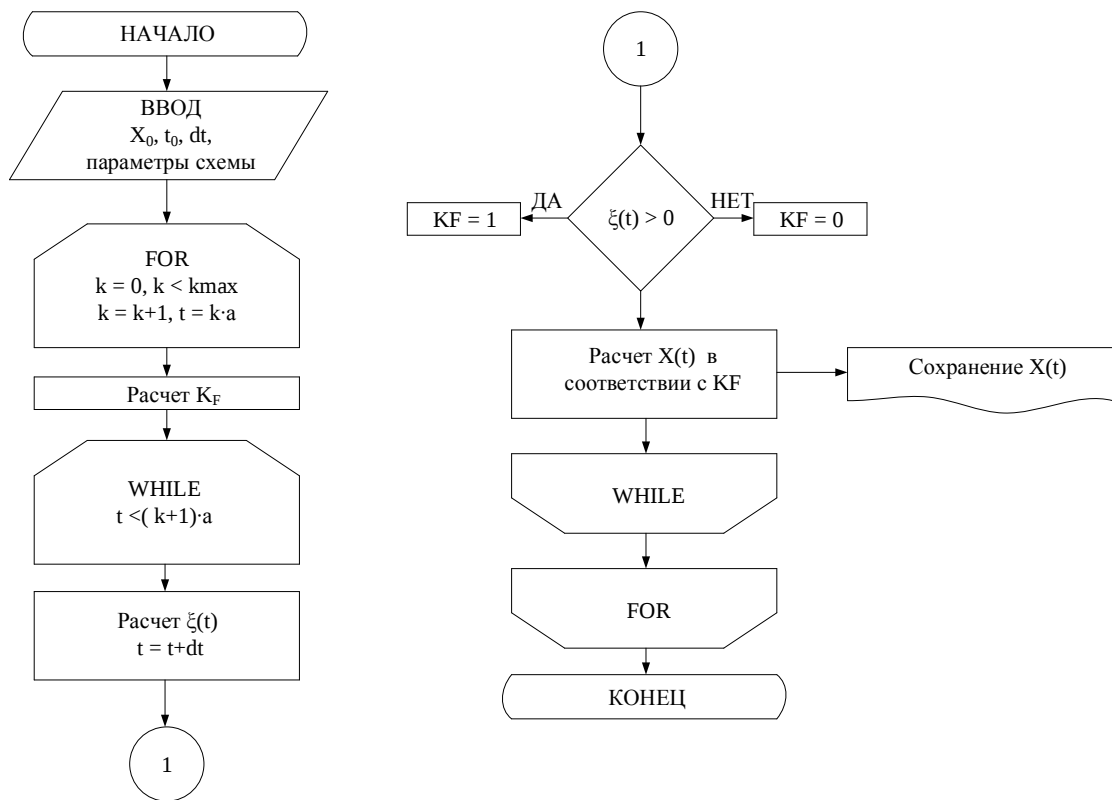


Рис. 4.4. Упрощенная блок-схема алгоритма получения решения системы нелинейных дифференциальных уравнений

4.2. Методика построения бифуркационных диаграмм

Бифуркационная диаграмма (БД) строится следующим образом: для изменяющегося в известных пределах параметра, например коэффициента усиления пропорциональной составляющей ПИ-регулятора, рассчитывается значение вектора переменных состояния по методике, изложенной выше. Отбрасывается процесс установления, а на графике самой БД прорисовываются только значения вектора $\mathbf{X}$ в узловых точках, т.е. только те, которые соответствуют моментам начала каждого тактового интервала ШИМ.

При изменении варьируемого параметра изменяются и значения вектора $\mathbf{X}$ в узловых точках. Возможно также изменение периодичности установившегося сигнала и даже чередование периодических режимов с

хаотическими. Таким образом однопараметрическая бифуркационная диаграмма представляется на графике как функция одного из значений вектора X от варьируемого параметра.

Методика построения двухпараметрических БД по своей сути аналогична изложенной выше. В этом случае варьируется два параметра. В данной работе это коэффициент усиления пропорционального звена ПИ-регулятора и входное напряжение. Для каждой пары параметров из выбранной области вычисляется решение дифференциальных уравнений, отбрасывается процесс установления и выделяются узловые точки. Затем, для каждой пары параметров запускается алгоритм перебора, который сравнивает соответствующие проверяемой периодичности значения узловых точек вектора X . Так, для $m=1$ производится сравнения каждого значения с каждым. Для $m=2$ сравниваются узловые точки через одну, и так далее, до максимального m , которое будет проверяться (это значение устанавливает пользователь вручную).

4.3. Бифуркационный анализ динамики повышающего преобразователя напряжения

При синтезе системы управления ППН с ШИМ возникла задача оптимального с точки зрения быстродействия системы коэффициента пропорционального звена ПИ регулятора K для различных уровней входного напряжения E . В процессе анализа обнаружены явления бифуркации, анализ которых приведен ниже. Ссылаясь на работы российских и зарубежных исследователей [10-19], можно утверждать, что аномальные бифуркационные явления *всегда* встречаются в динамике преобразователей.

Этот факт требует исследования динамики создаваемого устройства, выявления областей возможных аномальных режимов и доказательства того факта, что они с рабочей областью ППН не пересекаются.

На рис. 4.5, 4.6 приведены бифуркационные диаграммы (БД), построенные при вариации коэффициента пропорционального звена ПИ

регулятора α (отражаемые на графике по оси абсцисс). По оси ординат откладывались установившиеся значения выходного напряжения U_C , измеренные в моменты начала каждого тактового интервала ШИМ. Переходный процесс в каждом цикле расчетов отбрасывался. Поскольку период ШИМ постоянный, замеры осуществлялись в топологически одинаковые моменты времени и равномерно по всей временной оси (за исключением переходного процесса).

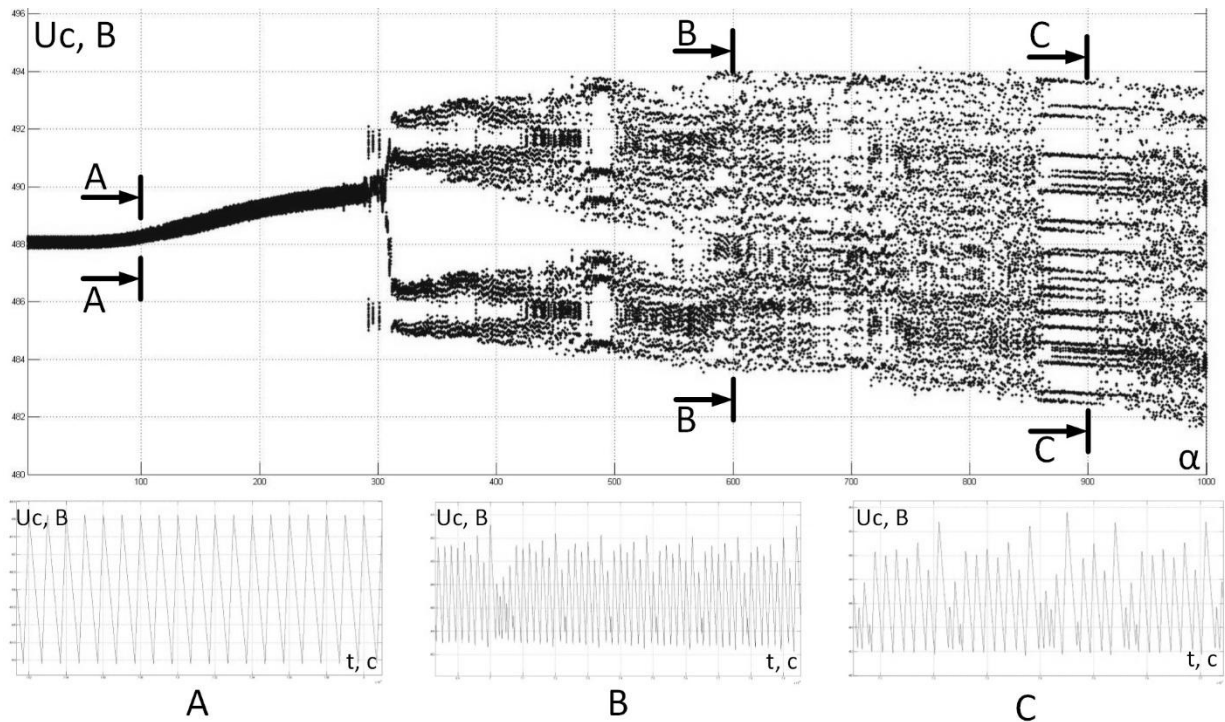


Рис. 4.5. Бифуркационная диаграмма режимов ППН для $E = 150$ В

Некоторая «размытость» графиков на рис. 4.3, 4.4 объясняется тем, что для каждого значения коэффициента пропорционального звена ПИ регулятора α производился расчет 70 замеров выходного напряжения U_C и вывод их на график. Таким образом, если процесс установления завершился, то значения U_C во всех измеряемых (узловых) точках должны совпадать – как это видно на бифуркационных диаграммах при малых значениях коэффициента усиления α .

Однако, при приближении к значению $\alpha \approx 450$ для $E = 250$ В (рис. 4.6), $\alpha \approx 380$ для $E = 200$ В и $\alpha \approx 300$ для $E = 150$ В (рис. 4.5), наблюдается

расхождение значений U_C в узловые моменты времени – значения выходного напряжения в четных измеряемых точках увеличиваются, а в нечетных – уменьшаются с ростом α .

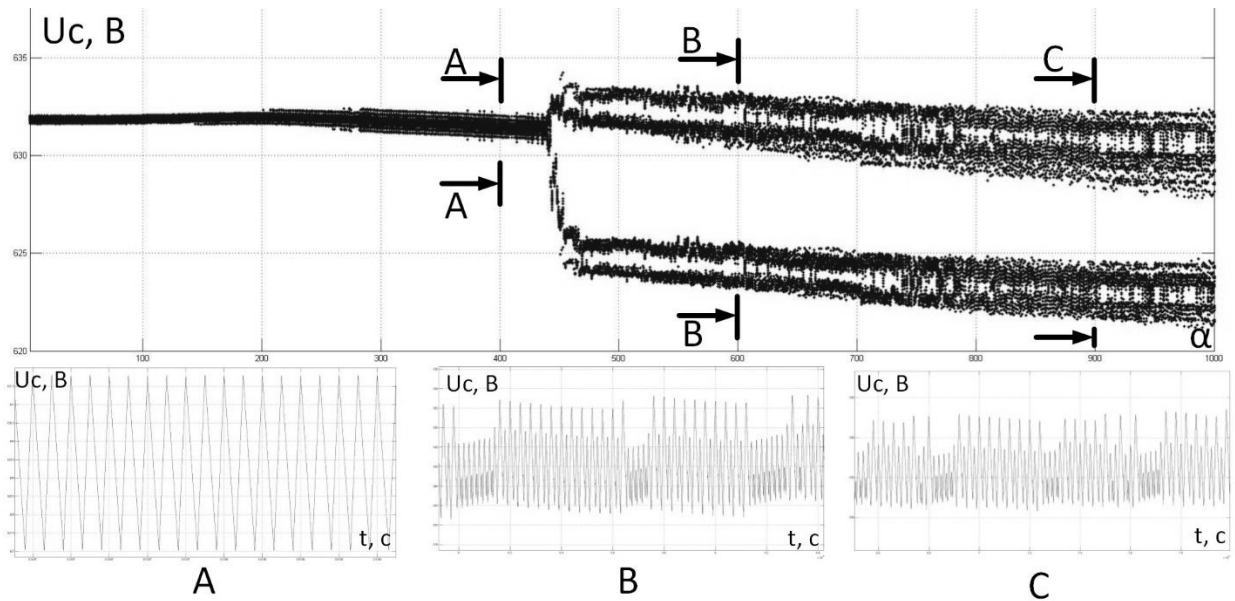


Рис. 4.6. Бифуркационная диаграмма режимов ППН для $E = 250$ В

Такой сценарий изменения топологии выходного сигнала характерен для классических *бифуркационных* процессов, описанных еще Фейгенбаумом – в литературе [8–12] такое явление названо термином «мягкая бифуркация». В соответствии с этим сценарием, при дальнейшем увеличении варьируемого параметра (в нашем случае - коэффициента усиления α), происходит каскад бифуркационных удвоений: одноцикловый (нормальный) режим работы сменяется двухцикловым, затем четырехцикловым, восьмицикловым и т.д. с последующим запределением и переходом к узкополосной хаотической динамике.

Мгновенные значения выходного напряжения при различных значениях α обозначены сечениями А, В и С в нижней части рис. 4.5, 4.6. Можно видеть, что качество выходных сигналов различное.

Для выявления аномальных режимов и определения рабочей области был построен фрагмент двухпараметрической бифуркационной диаграммы в

осях входного напряжения и коэффициента пропорционального регулятора (рис. 4.7).

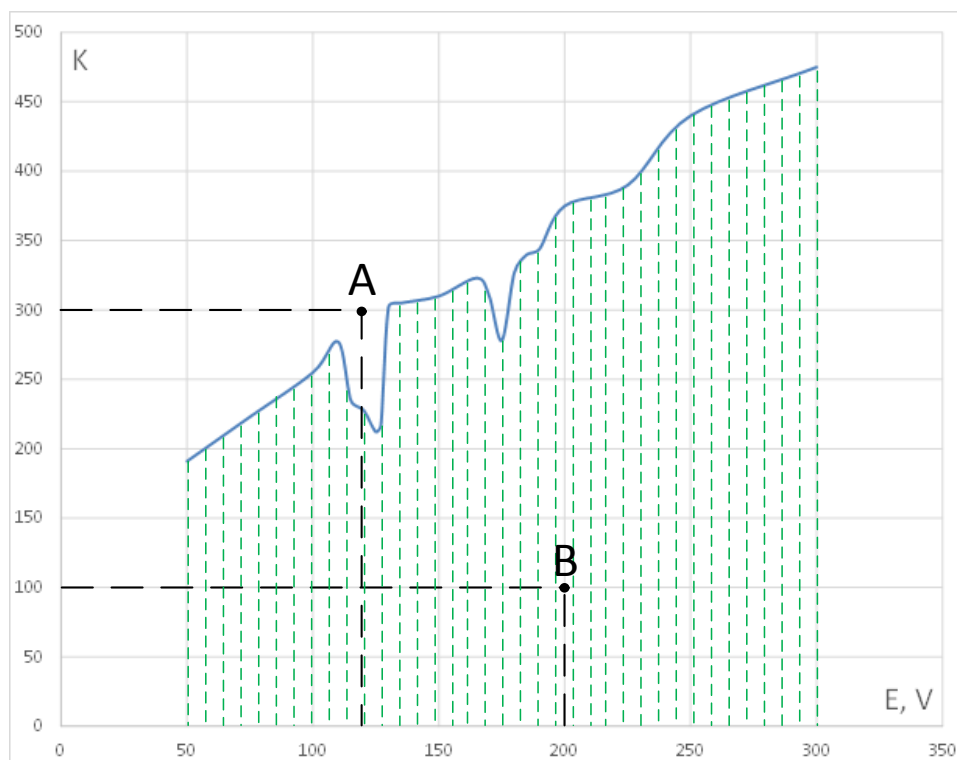


Рис. 4.7. Рабочая зона преобразователя

Штриховкой показана область существования одноциклового (проектного) режима. Кривой показано, при каких параметрах (E , K) происходит переход от рабочего режима к аномальному. Мгновенные значения выходного напряжения в точках А и В показаны на рис. 4.8.

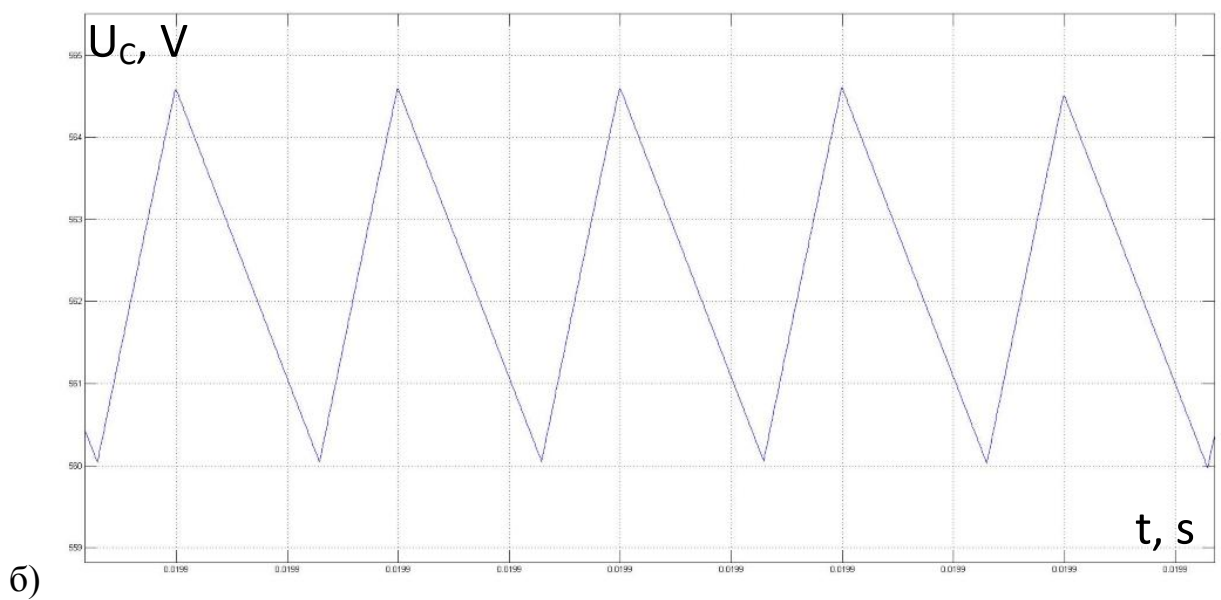
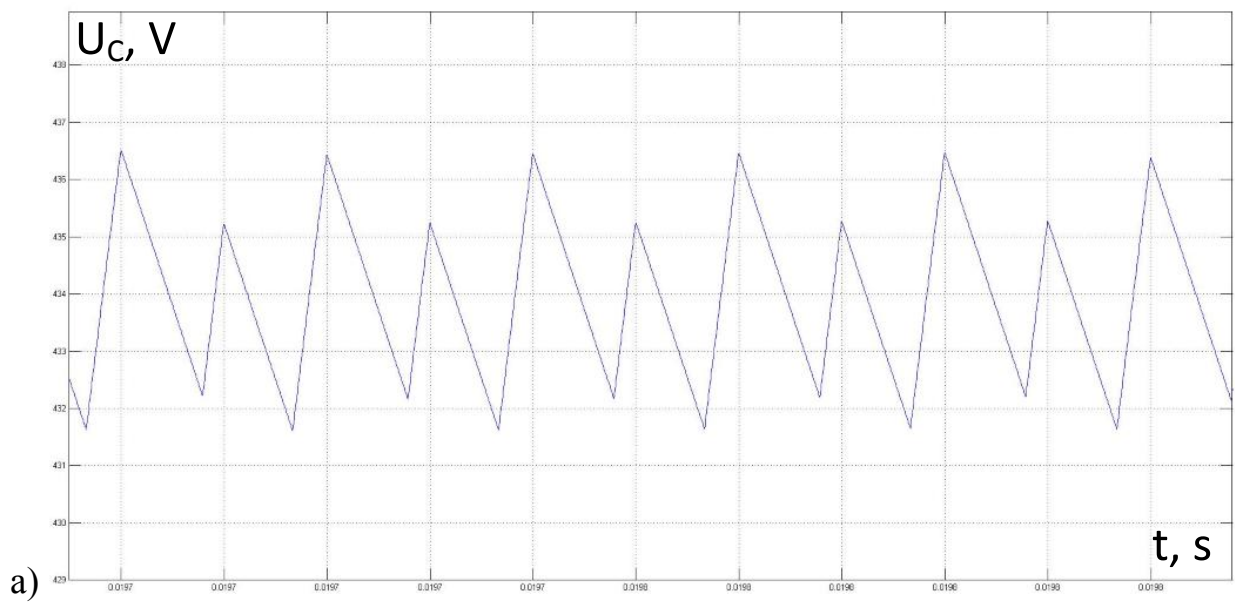


Рис. 4.8. Мгновенные значения: а) в точке А; б) в точке В.

Полная картина проектного и аномальных режимов для входного напряжения $E = 150 \text{ V}$ и диапазона $K = 5 - 800$ представлена на рис. 4.9.

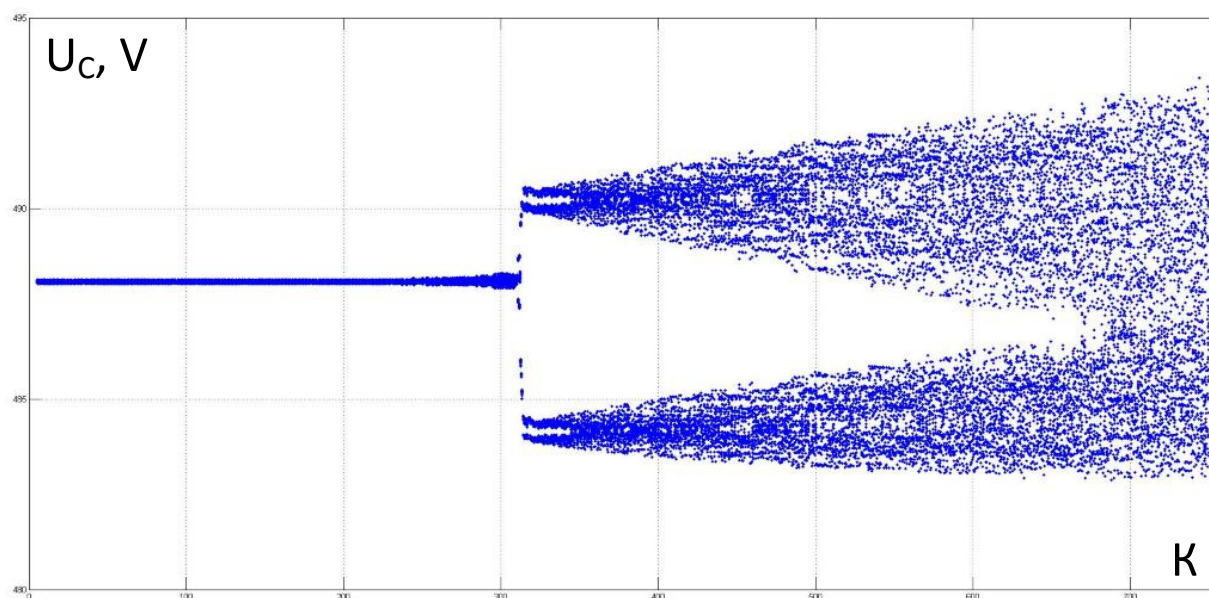


Рис. 4.9. Бифуркационная диаграмма для входного напряжения $E = 150 \text{ В}$

Автором рассчитаны значения пульсаций выходного напряжения для различных точек бифуркационной диаграммы, они приведены в таблице 4.2. Можно видеть, что качество выходного напряжения увеличивается с ростом входного напряжения и при малых коэффициентов усиления.

Таким образом, синтез системы управления для повышающего преобразователя напряжения с широтно-импульсной модуляцией проводится с таким расчетом, чтобы динамика рабочей точки ППН не пересекалась с зонами бифуркационных явлений – установка работала только в штатном режиме.

Таблица 4.2. Пульсации выходного напряжения

$K \setminus E, \text{ В}$	150	200	250
100	0,859%	0,806%	0,759%
600	1,803%	1,8%	1,807%
1000	2,44%	1,958%	1,888%

Исследования динамической устойчивости ППН [7]-[10], показывают, что высокие показатели пульсации (таблица 4.2) – это не единственная проблема, встречающаяся в преобразователях такого типа. В работах

русских учёных А.И. Андриянова и А.А. Малаханова [7, 12] показано, что аномальные бифуркационные явления присущи динамике преобразователей являются неотъемлемыми свойствами самой структуры ППН, его математической модели. Этот факт требует исследования динамики создаваемого устройства, выявления областей возможных аномальных режимов и доказательства того факта, что они с рабочей областью ППН не пересекаются.

Как можно видеть из двухпараметрической бифуркационной диаграммы (рис. 4.10, соответствует рабочей зоне, приведённой на рис. 4.7), динамике ППН свойственно не только наличие областей бифуркационных режимов различной формы и периодичности, но, что еще важнее, взаимное пересечение таких областей. Это явление, называемое *мультистабильностью* [11, 44], что особенно важно для исследования, так как в местах пересечения областей с разными *m-циклами* существуют устойчивые топологически различные решения исходной задачи (1). А это практически означает, что невозможно заранее предсказать какой вид будут иметь выходные сигналы преобразователя напряжения для данной области параметров.

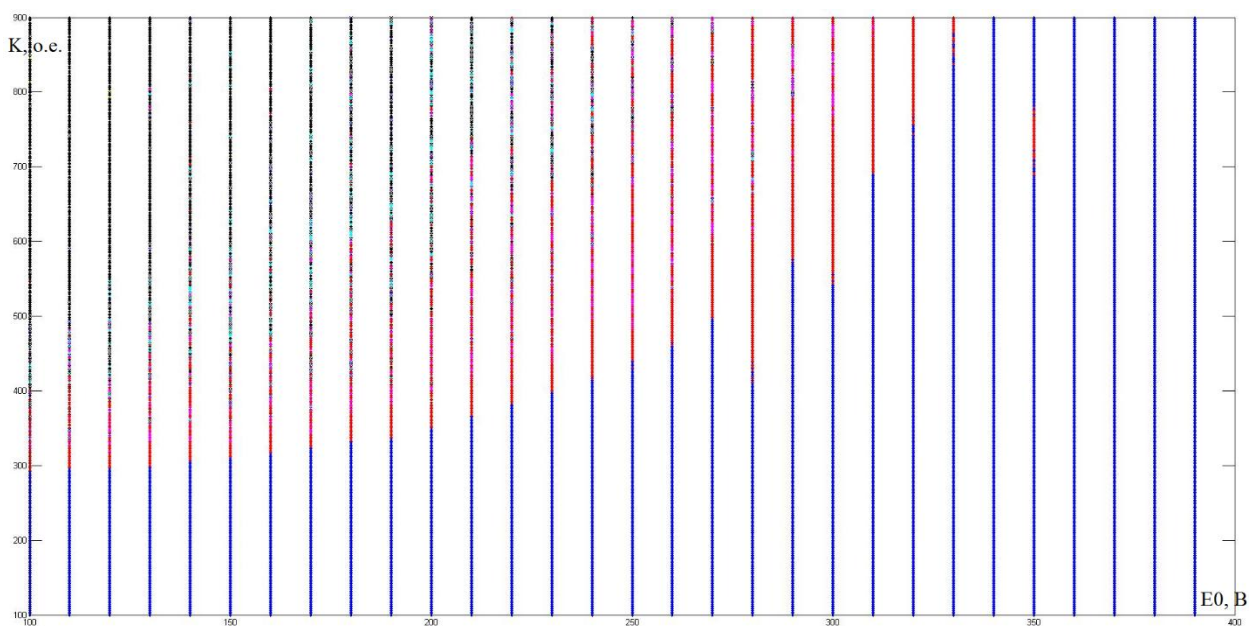


Рис. 4.10. Двухпараметрическая бифуркационная диаграмма режимов
повышающего преобразователя

На приведенной диаграмме в пространстве параметров (K , E_0) различными видами маркеров обозначены области топологически различных устойчивых динамических режимов с различной кратностью периода выходного сигнала $T = m \cdot \tau$ (такие режимы называются m -циклами). В связи с нелинейностью коммутационной функции $K_F(\xi)$, помимо проектного ($m=1$) режима имеет место множество различных динамических режимов. На диаграмме цифрами обозначены кратности m найденных m -циклов.

4.4. Имитационное моделирование ППН

С целью верификации полученных математических моделей при работе в одноцикловом режиме была построена имитационная модель повышающего преобразователя напряжения с обратной связью по току (рис. 4.11).

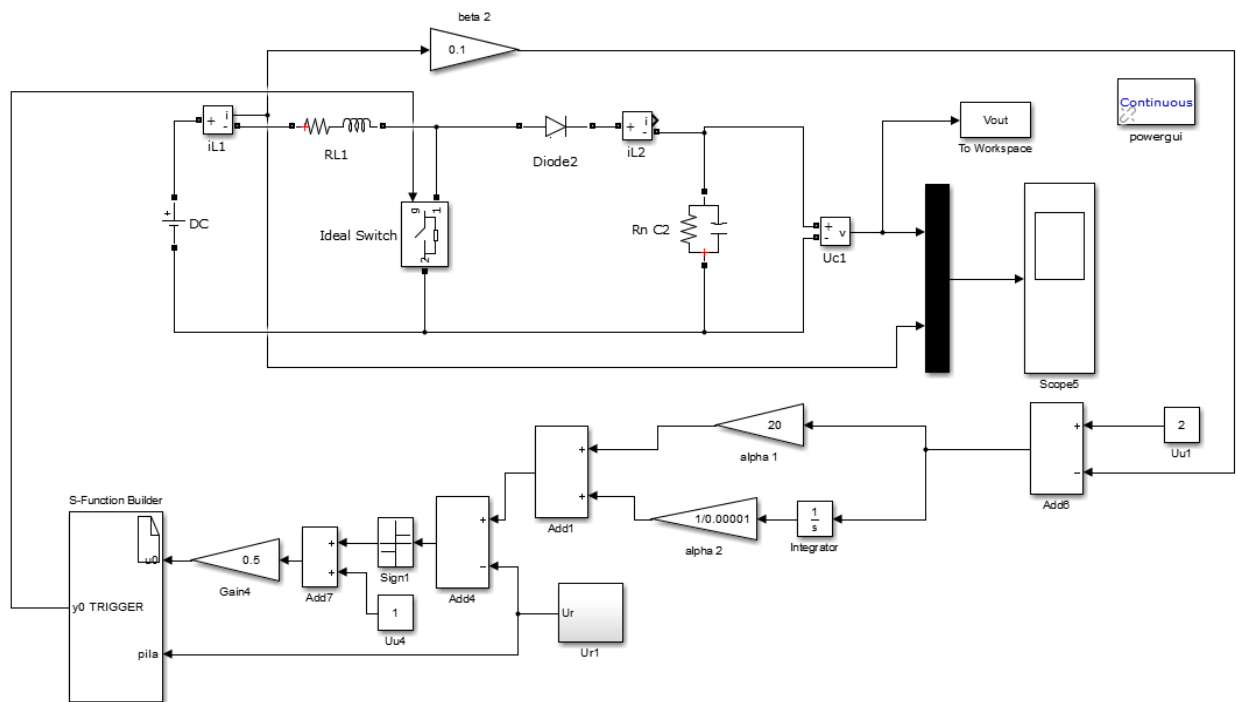


Рис. 4.11. Имитационная модель ППН с ОС по току

На рис. 4.12, 4.13 и 4.14 приведены результаты имитационного моделирования в сравнении с математической моделью про тех же параметрах ($K=20$ о.е., $E_0=150$ В).

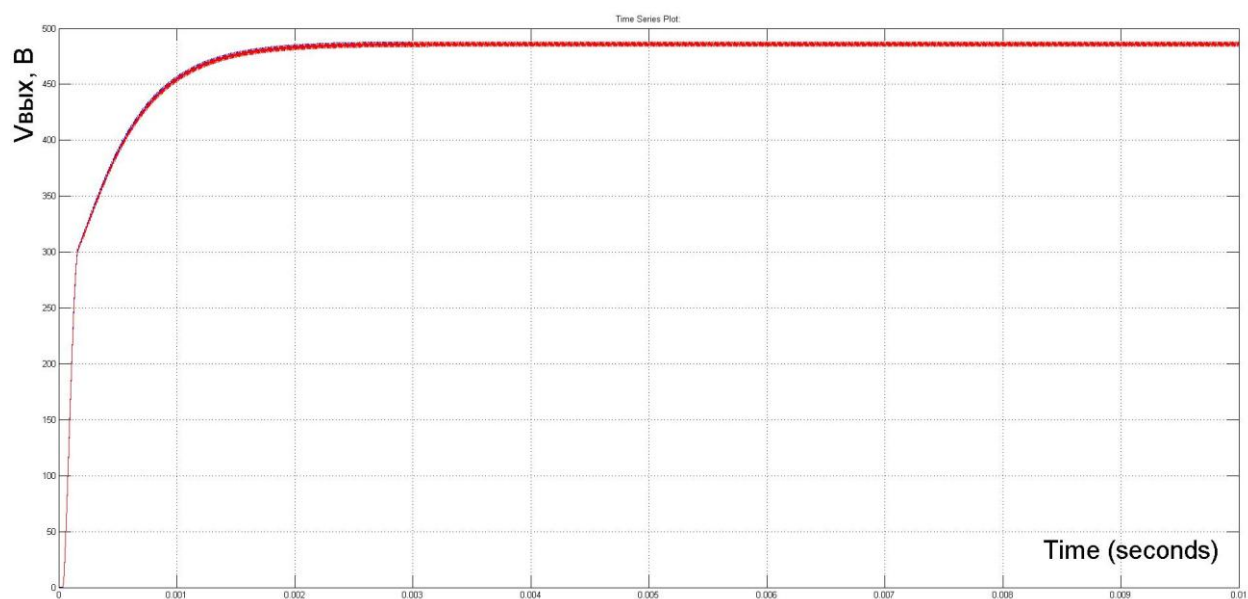


Рис. 4.12. Осциллограммы выходного напряжения для математической и имитационной моделей

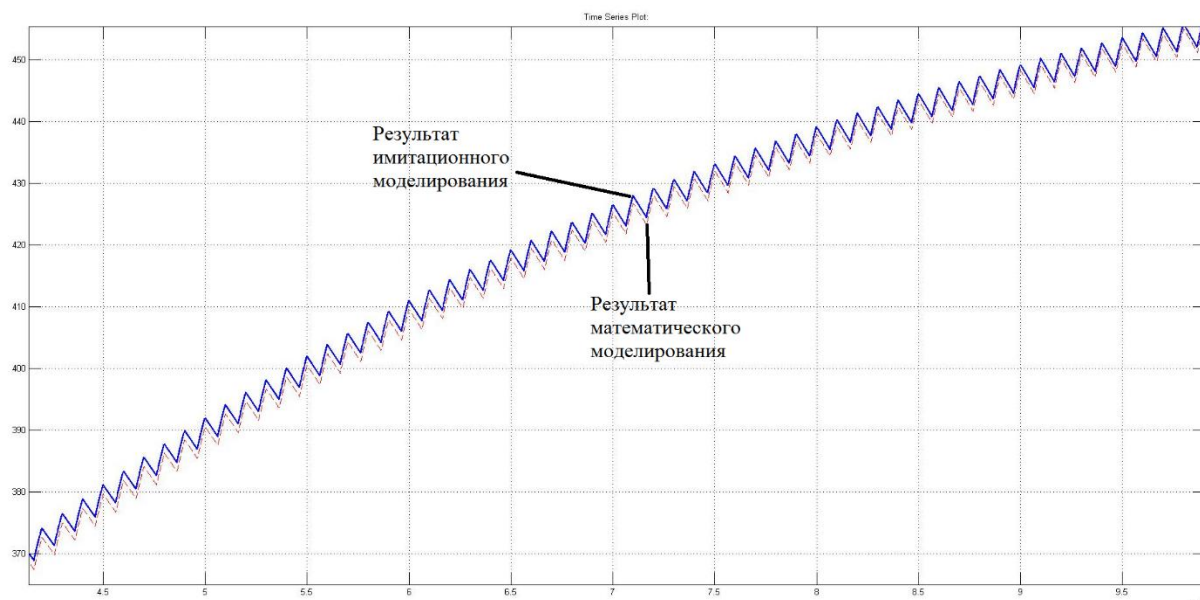


Рис. 4.13. Результаты математического и имитационного моделирования. Процесс установления.

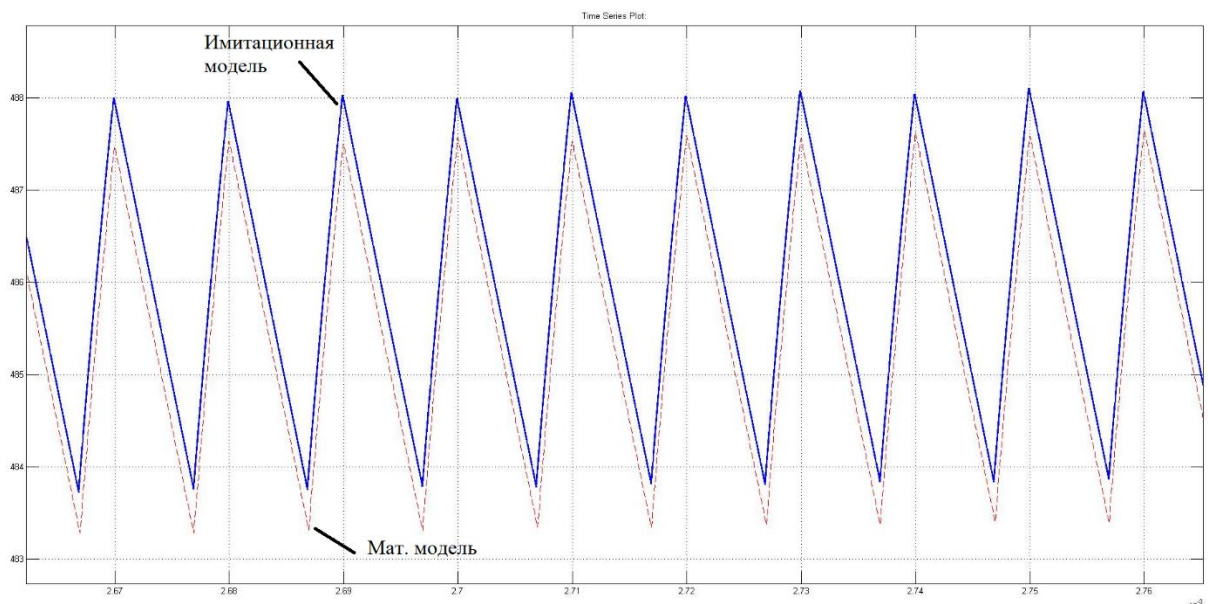


Рис. 4.14. Результаты математического и имитационного моделирования.

Установившийся режим.

Из приведённых выше рисунков видно, что построенная математическая модель повышающего преобразователя напряжения адекватна для проектных (одноциклового) режима. Имитационная модель не позволяет получить точных решений дифференциальных уравнений на каждом участке топологии преобразователя, т.к. в программных средствах Matlab Simulink используются методы численного решения дифференциальных уравнений. На рис. 4.15 приведено сравнение установившихся режимов, полученных на математической и имитационной моделях при следующих параметрах: $K=700$ о.е., $E_0=150$ В.

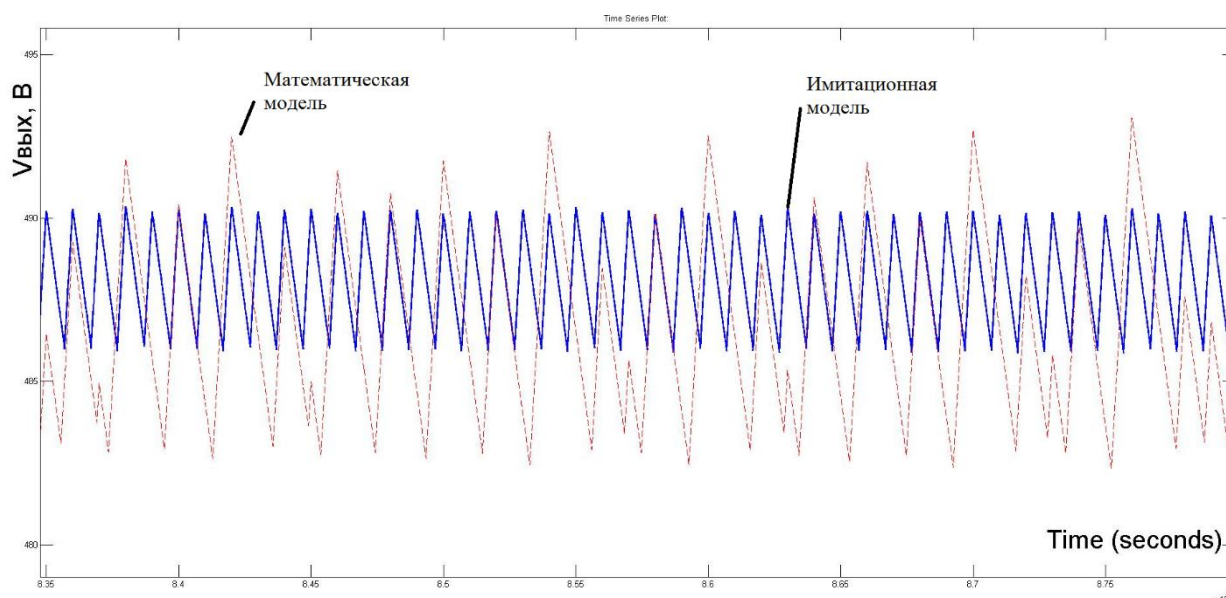


Рис. 4.15. Результаты математического и имитационного моделирования бифуркационных режимов

Таким образом, средства имитационного моделирования не годятся для анализа динамики преобразователя в малом. Однако, результаты имитационного моделирования были использованы в дальнейшем при настройке регуляторов на физическом макете ППН.

4.5. Математическая модель ППН с обратной связью по напряжению

За основу был взят повышающий преобразователь напряжения с широтно-импульсной модуляцией (рис. 4.16) с параметрами и структурной схемой из литературы [7, 12]:

$$R = 0,2 \text{ Ом}; L = 0,1 \text{ мГн}; E_0 = 100 \text{ В}; C = 10 \text{ мкФ}; R_H = 83,3 \text{ Ом};$$

$$\beta = 0,01; \alpha_1 = 20; \beta_2 = 0; \alpha_2 = 1; U_{on} = 10 \text{ В}; \tau = 25 \cdot 10^{-6} \text{ с}.$$

При построении схемы замещения преобразователя с жесткой коммутацией принимались во внимание следующие допущения:

- входной источник питания E является идеальным источником напряжения;
- диод VD выполнен идеальным с нулевым временем переключения;

- элементы R , L , C линейны; сопротивление R моделирует суммарное сопротивление индуктивности и сопротивление ключа преобразователя в открытом состоянии;
- корректирующие устройства выполнены на базе идеальных элементов.

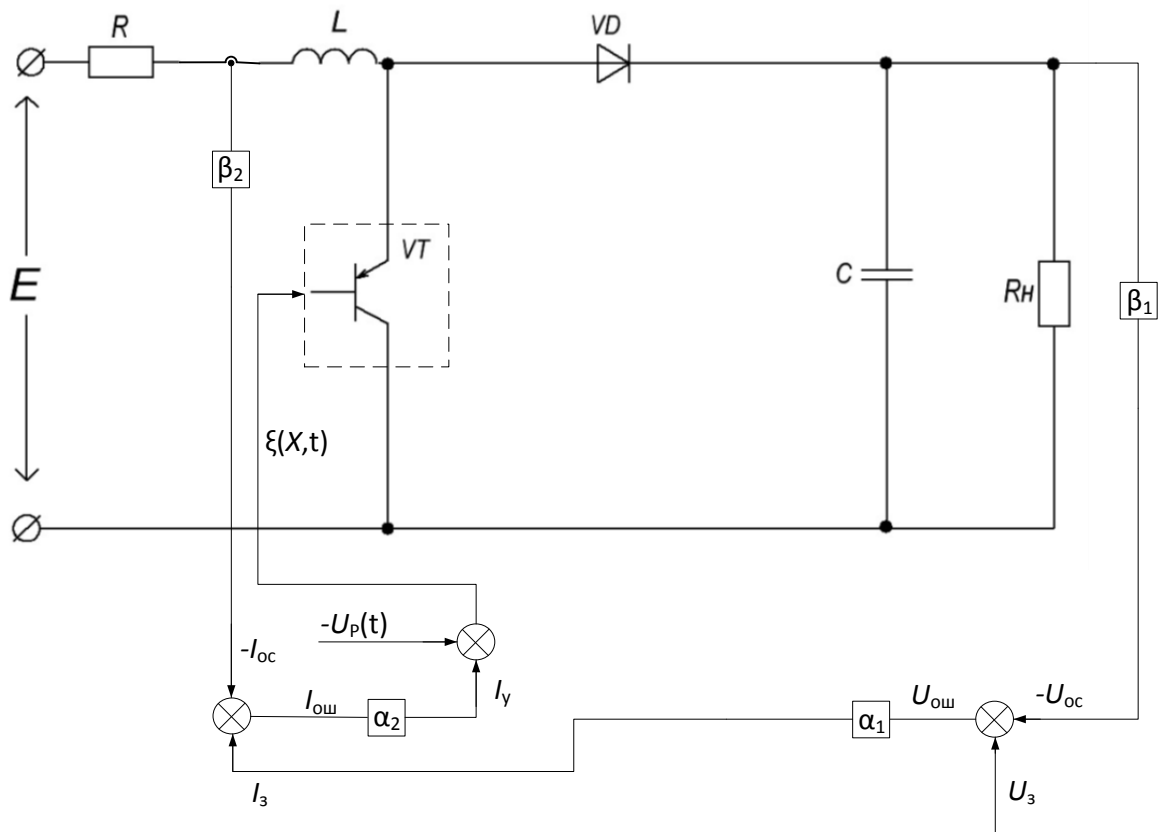


Рис. 4.16. Схема замещения повышающего преобразователя с ОС по напряжению

На рисунке приняты следующие обозначения: E – напряжение источника питания; L – индуктивность; R – сопротивление, характеризующее потери в индуктивности; C – емкость; R_H – сопротивление нагрузки; VT – транзистор; β_1 , β_2 – коэффициенты передачи датчиков обратной связи выходного напряжения и входного тока соответственно; α_1 , α_2 – корректирующие устройства цепей обратных связей напряжения и тока; U_3 – напряжение задания; I_3 – ток задания; $U_p(t)$ – генератор развертывающих напряжений; $\xi(X,t)$ – разностная функция.

В работах таких исследователей как Андриянов и Малаханов был рассмотрен преобразователь с идентичной схемой и параметрами [7]. Результаты их исследований приведены в виде двухпараметрической БД (рис. 4.17).

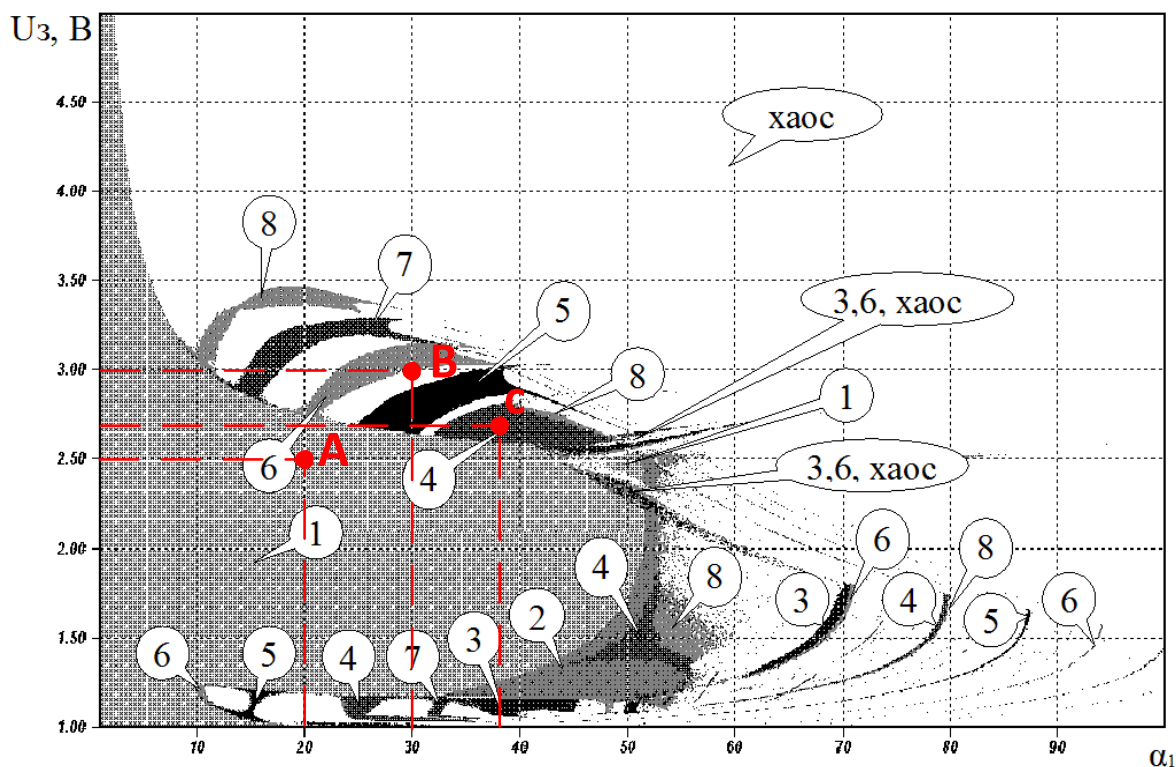


Рис. 4.17. Двухпараметрическая бифуркационная диаграмма режимов повышающего преобразователя с ОС по напряжению, полученная в работе отечественных исследователей

С целью верификации полученных математических моделей построен алгоритм поиска решений задачи, в котором производится точный (а не численный) расчет значений вектора неизвестных X . Нахождение моментов коммутации производится численно в соответствии с *принципами формирования импульсной последовательности*, аналогичными преобразователю с контуром тока. Построены временные диаграммы для точек А, В и С из различных областей существования m -циклов, графики переходных и установившихся процессов приведены ниже. Рис. 4.18

иллюстрирует ток и напряжение в точке А (см. рис. 4.17), это рабочий динамический режим ППН ($m=1$).

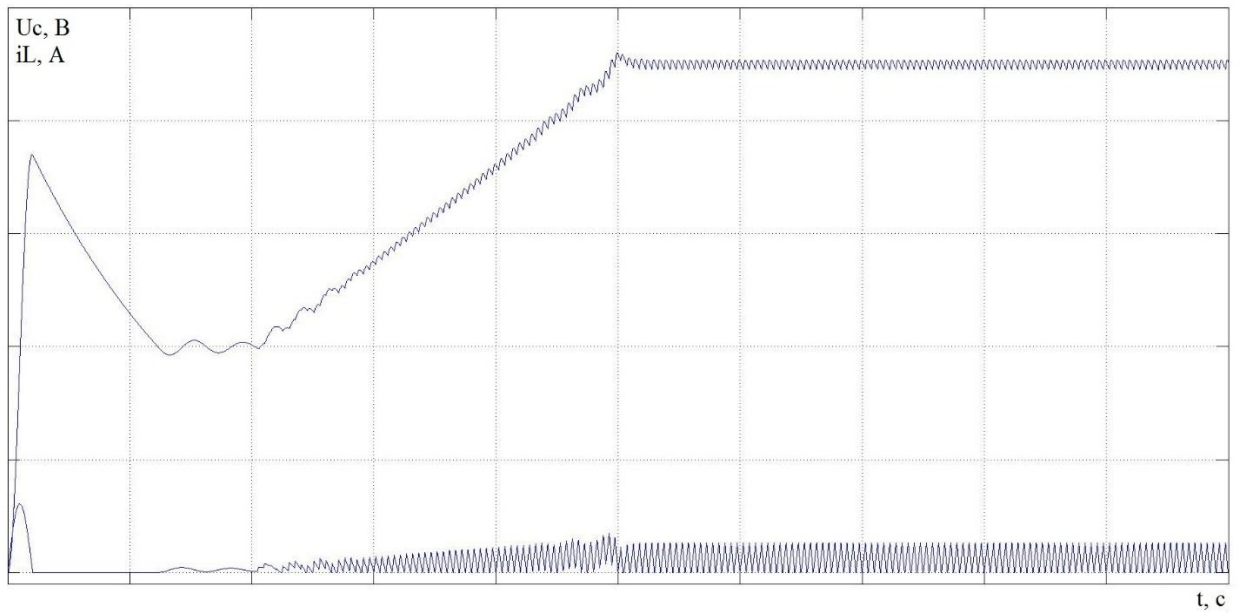


Рис. 4.18. Временные диаграммы напряжения U_C и тока i_L для точки А

На рис. 4.19 приводится график тока индуктивности и напряжения на выходной емкости в точке В (см. рис. 4.17), для которой характерен динамический режим с периодом $T=6\tau$, называемый шестицикловым.

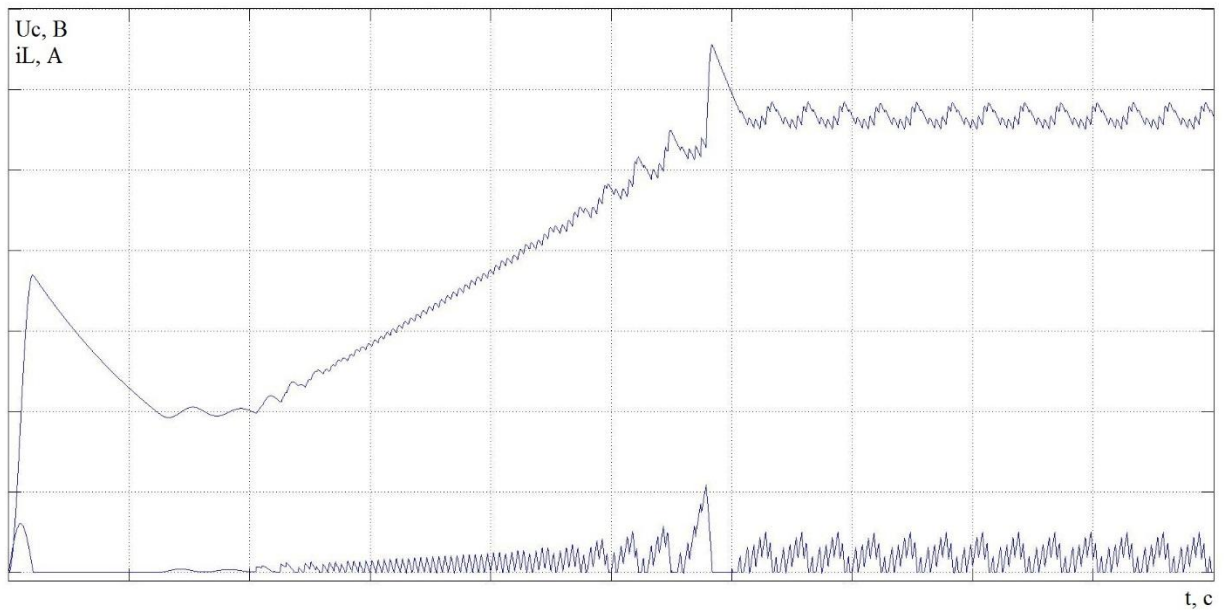


Рис. 4.19. Временные диаграммы напряжения U_C и тока i_L для точки В

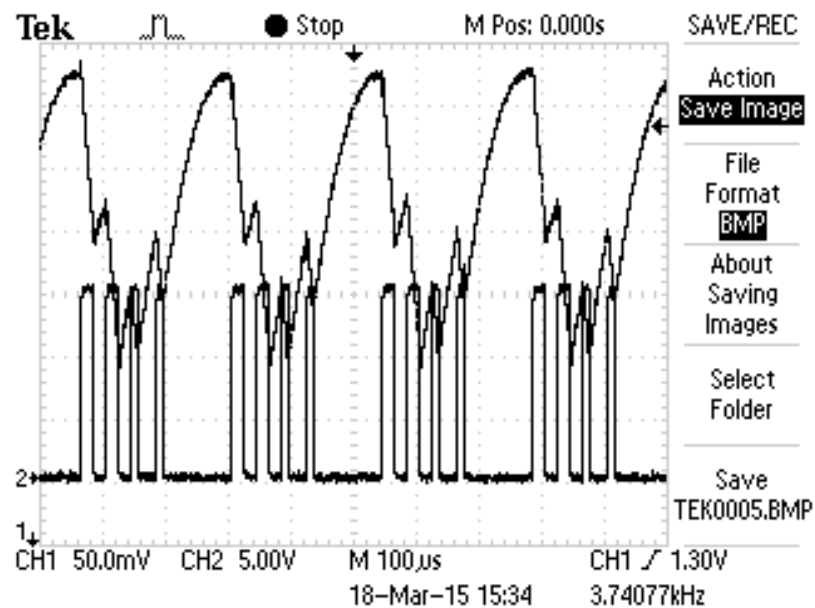


Рис. 4.20. Мгновенные значения шестициклового режима, полученные на экспериментальном образце

Можно видеть, что мгновенные значения шестициклового режима, приведенные на рис. 4.19 и рис. 4.20 также качественно совпадают.

На рис. 4.21 показан график тока индуктивности и напряжения на выходной емкости в точке С (см. рис. 4.17), для которой характерен восьмициклового динамический режим ($m=8$), отраженный на двухпараметрической бифуркационной диаграмме (рис. 4.17).

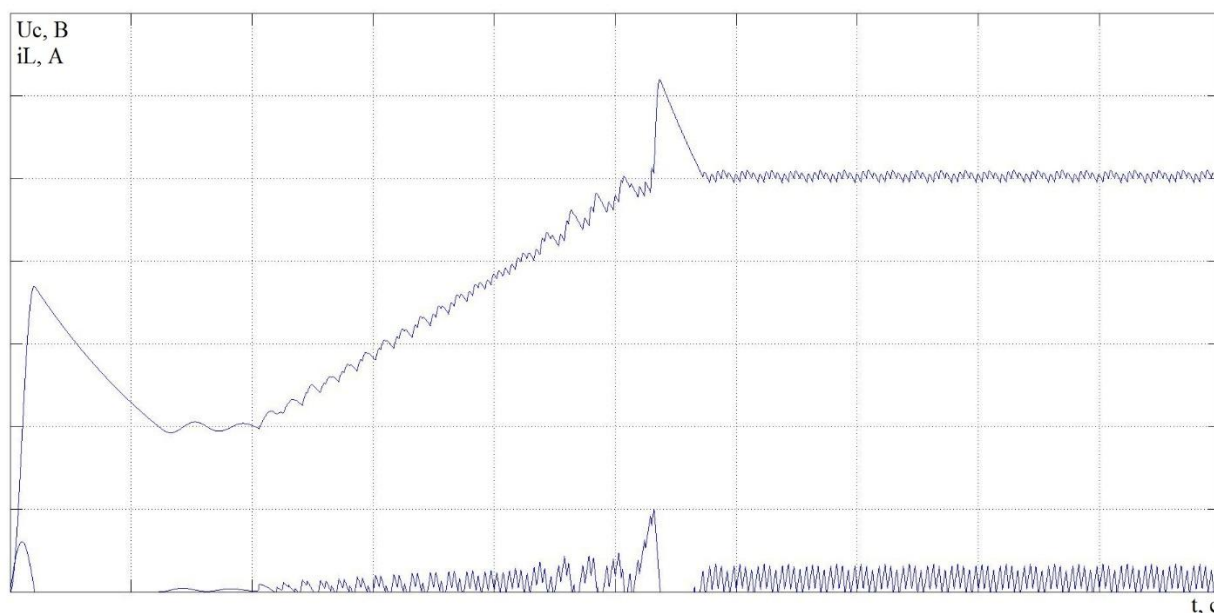


Рис. 4.21. Временные диаграммы напряжения U_C и тока i_L для точки С

Мгновенные значения недетерминированного режима ППН, полученные на экспериментальном образце приведены на рис. 4.22.

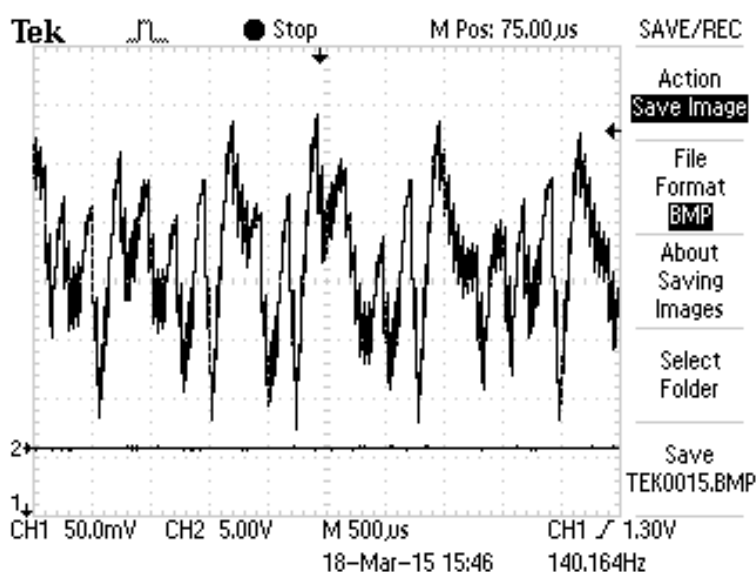


Рис. 4.22. Мгновенные значения хаотического режима, полученные на экспериментальном образце ($m=\infty$)

4.6. Математическое и имитационное моделирование ППН с мягкой коммутацией

Помимо бифуркации и хаоса, нелинейность коммутационной функции, выражающаяся в импульсной, жесткой форме траектории переключения,

приводит к резким изменениям тока и напряжения через полупроводниковый ключ при его коммутации. Результаты имитационного моделирования, полученные с помощью программы LTSpice представлены на рис. 4.23.

Из рисунка видно, что в момент выключения транзистора t_{k1} ток через него не успевает снизиться до нуля к началу роста напряжения на VT. Этому участку соответствуют динамические потери P_{VT} при выключении.

В работе рассматривается способ реализации мягкой коммутации с переключением при нулевом токе (ПНТ) для преобразователя с ШИМ [40, 41].

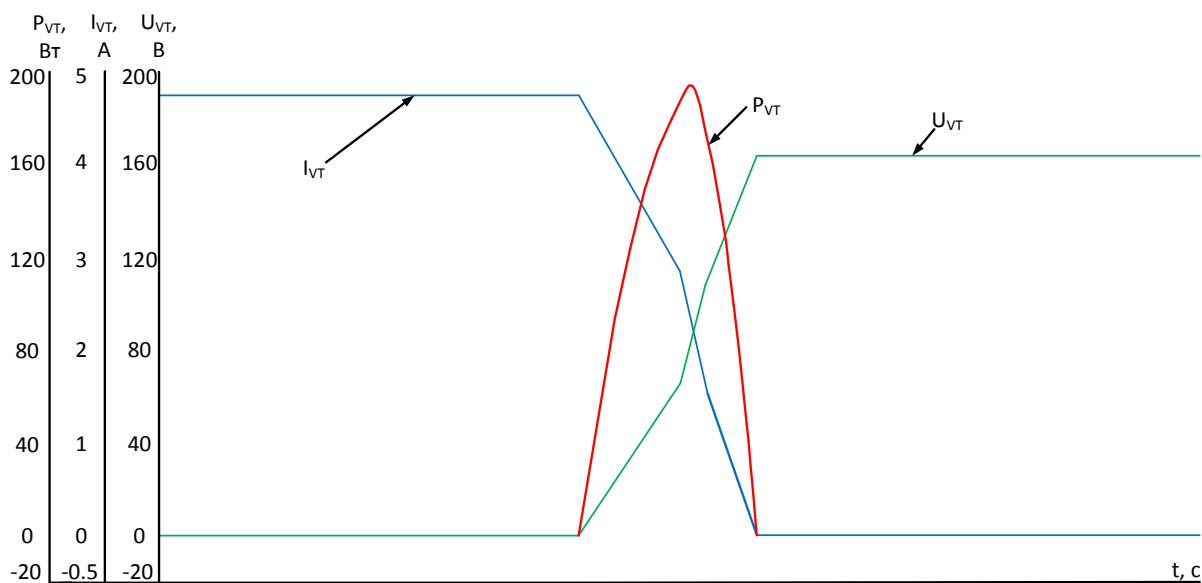


Рис. 4.23. Напряжение (U_{VT}), ток (I_{VT}) и выделяемая мощность (P_{VT}) на транзисторе

Для обеспечения мягкой коммутации был использован способ переключения транзистора при нулевом токе. За основу взята схема квазирезонансного повышающего преобразователя (КРП).

Переключение при нулевом токе реализуется путём введения в схему резонансных LC-контуров. При этом формируются квазисинусоидальные колебания тока через транзисторный ключ, в результате чего создаются

условия для его коммутации при нулевом токе как при включении, так и при выключении. Это схемотехническое решение имеет ряд преимуществ:

- перегрузки и потери в транзисторах сведены к минимуму, поскольку в резонансных схемах транзистор не испытывает одновременного воздействия напряжений и токов больших значений;
- возможность функционирования на более высокой частоте, что позволяет снизить габариты электромагнитных элементов;
- низкое тепловыделение на транзисторах позволяет уменьшить массу и размеры охладителя.

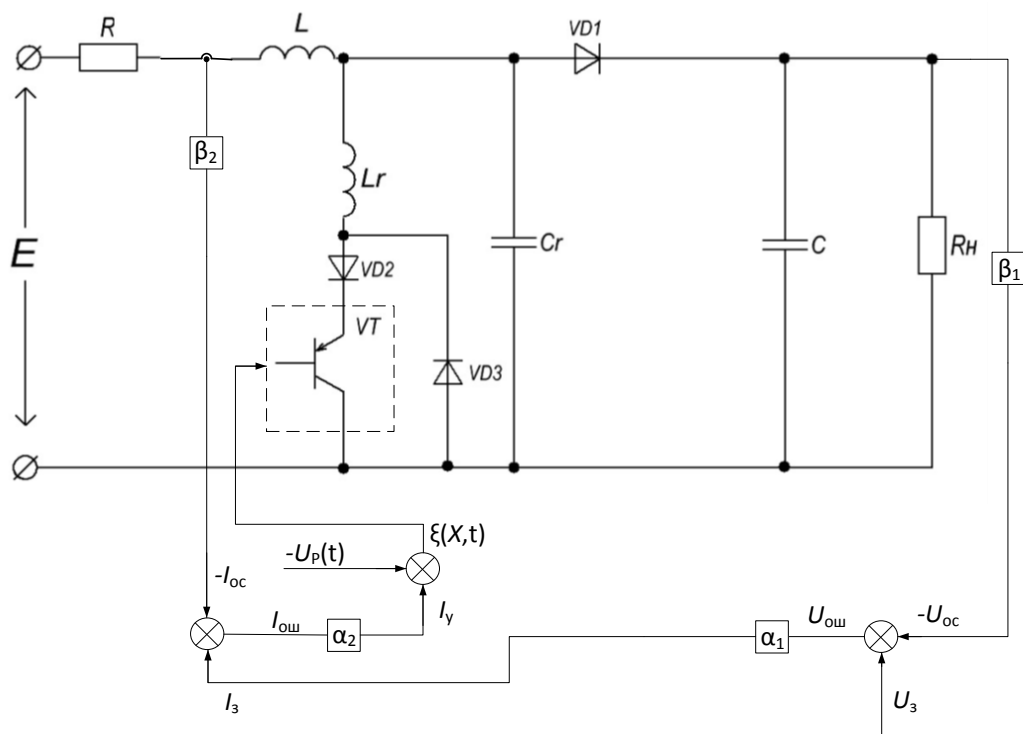


Рис. 4.24. Квазирезонансный повышающий преобразователь с ПНТ

На схеме (рис. 4.24) приняты обозначения аналогичные рис. 4.16, кроме того, введен квазирезонансный колебательный контур с емкостью C_r и индуктивностью L_r для обеспечения ПНТ. Протекание токов в этом контуре регулируется диодами $VD2$, $VD3$.

Новая математическая модель описывается системой нелинейных дифференциальных уравнений, аналогичных (4.1). Однако добавление двух реактивных элементов в схему увеличивает размерность системы дифференциальных уравнений до четырех. Вектор неизвестных для КРП с ПНТ имеет вид $X = i_L, i_{Lr}, u_C, u_{Cr}^T$, где i_{Lr} и u_{Cr} соответственно ток индуктивности Lr и напряжение ёмкости Cr . Матрицы системы имеют размерность 4x4 и записываются следующим образом:

$$\begin{aligned}
 A_1 &= \begin{bmatrix} -R/L & 0 & 0 & -1/L \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1/CR_H & 0 \\ 1/C_r & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}; & A_2 &= \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -R_r/L_r & 0 & -1/L_r \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1/CR_H & 0 \end{bmatrix}; \\
 A_3 &= \begin{bmatrix} -R/L & 0 & -1/L & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1/C + C_r & 0 & -1/(C + C_r)R_H & 0 \\ 1/C + C_r & 0 & -1/(C + C_r)R_H & 0 \end{bmatrix}; & A_4 &= \begin{bmatrix} -R/L & 0 & 0 & -1/L \\ 0 & -R_r/L_r & 0 & -1/L_r \\ 0 & 0 & 0 & -1/CR_H \\ 1/C_r & -1/C_r & 0 & 0 \end{bmatrix}; \\
 B_1 = B_3 = B_4 &= \begin{bmatrix} E/L \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}; & B_2 &= \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}.
 \end{aligned}$$

Рабочий цикл преобразователя аналогичен представленному в таблице 1 с учётом особенностей квазирезонансного колебательного контура. Результаты моделирования процесса коммутации в имитационном пакете LTSpice приведены на рис. 4.25.

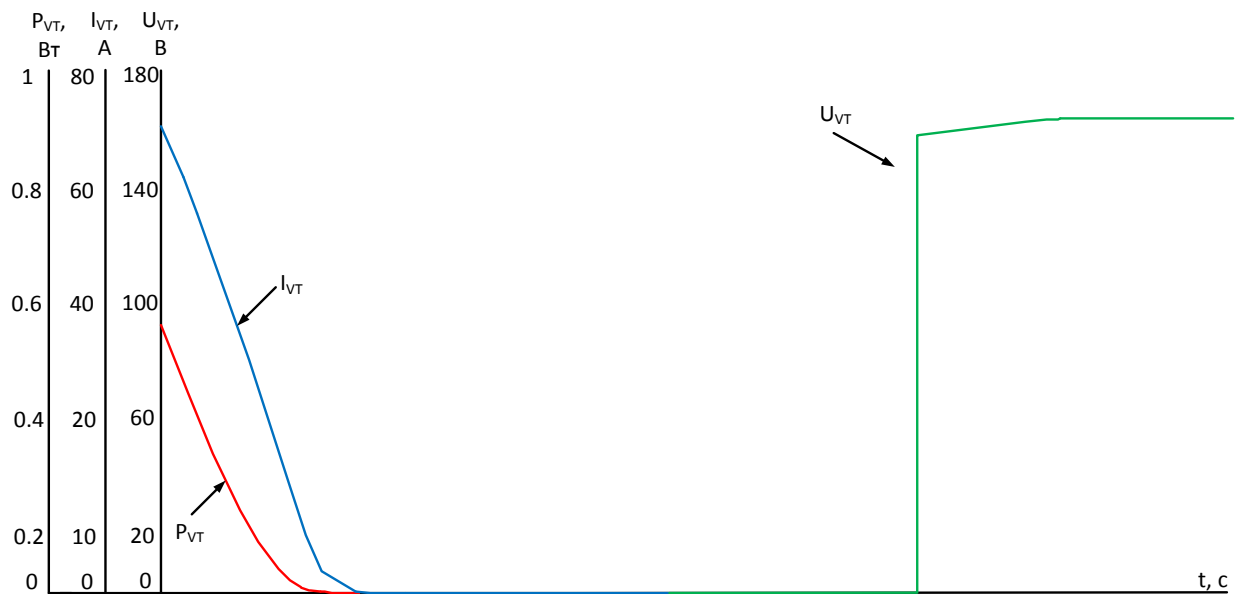


Рис. 4.25. Напряжение (U_{VT}), ток (I_{VT}) и выделяемая мощность (P_{VT}) на транзисторе

Из рис. 4.25 видно, что к началу восстановления напряжения на транзисторе ток I_{VT} через него практически равен нулю.

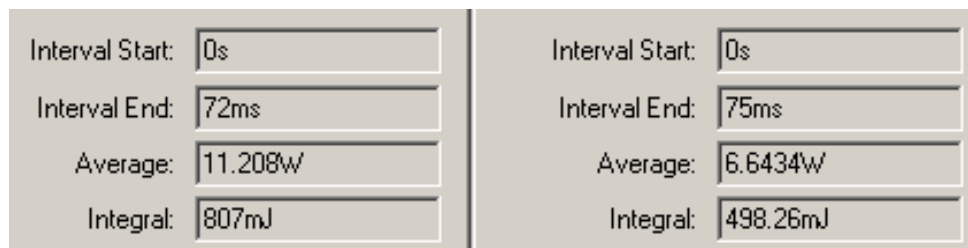


Рис. 4.26. Потери в транзисторе: а) при жёсткой коммутации; б) при мягкой коммутации

Мощность P_{VT} соответствует активным потерям в транзисторе в открытом состоянии. В случае мягкой коммутации форма кривых выходных параметров по сравнению с жесткой коммутацией имеет менее резкий переход в момент коммутации транзистора. Разница в потерях показана на рис. 4.26.

4.7. Имитационное моделирование отслеживания точки максимальной мощности

Одним из основных способов повышения энергетической эффективности фотоэлектрических установок является реализация режима отбора максимума мощности в соответствующей точке вольтамперной характеристики (ВАХ) солнечной батареи. На рис. 4.28 даны примеры ВАХ и вольт-ваттных характеристик (ВВХ) фотоэлектрической панели КСМ-160 [23].

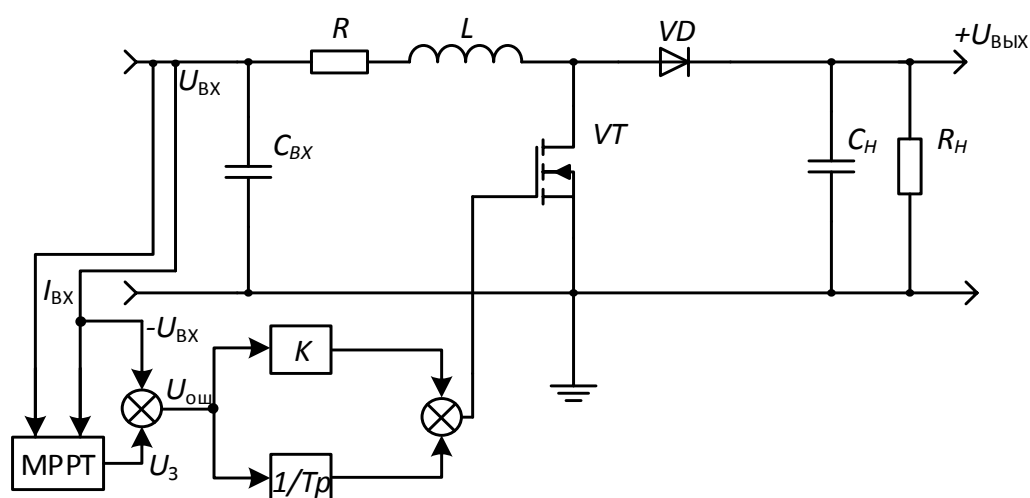


Рис. 4.27. Структура преобразователя энергии солнечных батарей

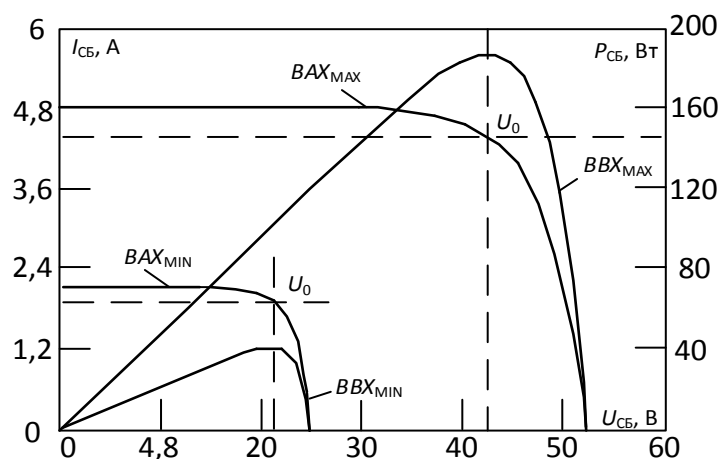


Рис. 4.28. ВАХ и ВВХ солнечной панели КСМ-160

Для оптимизации выходной мощности фотомодулей, как правило, используется один из известных алгоритмов. В некоторых устройствах для отслеживания точки максимальной мощности реализуют несколько

алгоритмов (рис. 4.29), и переключения между ними осуществляются в зависимости от условий работы. Основными средствами алгоритмизации МРРТ являются: метод возмущения и наблюдения (рис. 4.29, а), методы возрастающей проводимости (рис. 4.29, б) и постоянного напряжения [22, 43].

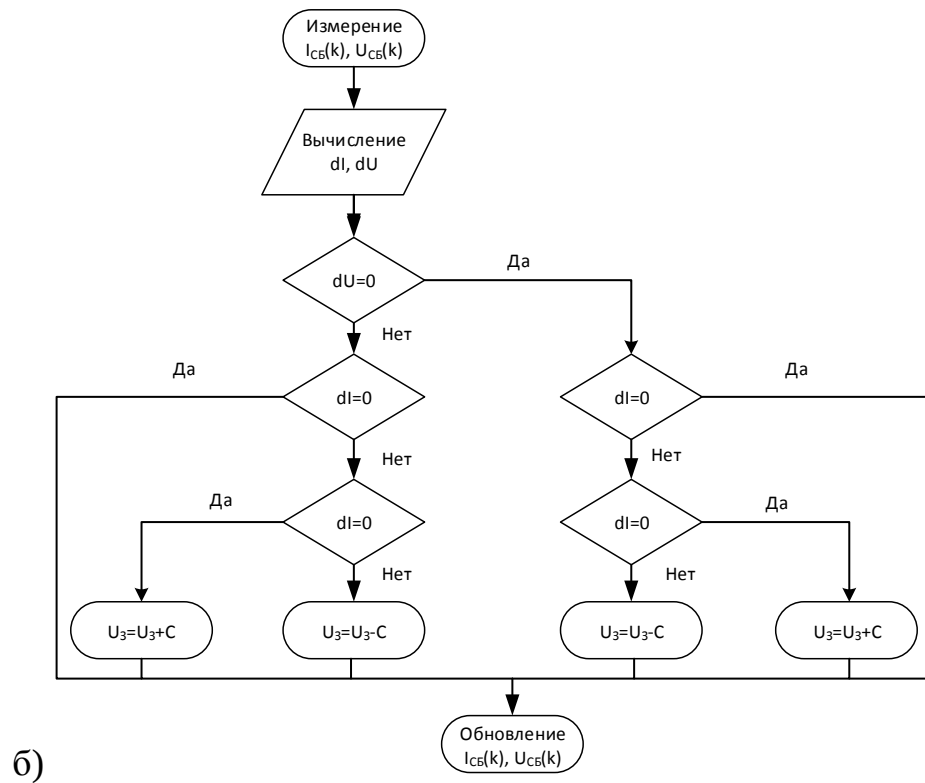
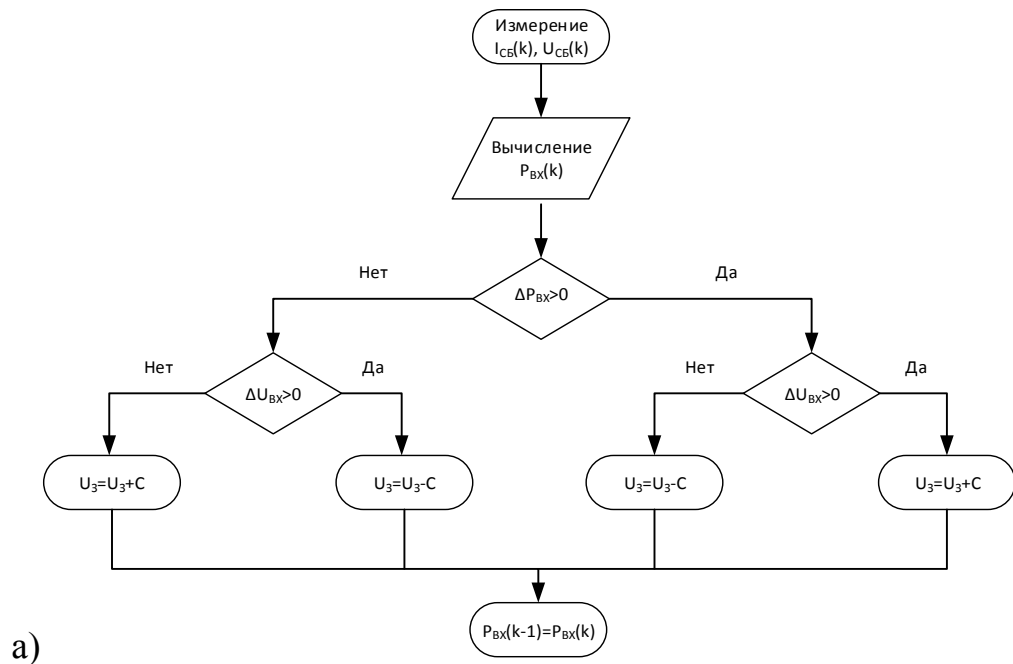


Рис. 4.29. Блок-схемы алгоритмов отслеживания точки максимальной мощности методом: а) возмущения и наблюдения; б) возрастающей проводимости

При использовании метода возмущения и наблюдения устройство на небольшую величину изменяет эквивалентное входное сопротивление преобразователя (путём варьирования скважности силового ключа или изменения задания на входные величины напряжения, тока или мощности), вследствие чего варьируется напряжение на СБ и далее производится измерение её выходных параметров. Если мощность увеличивается – контроллер продолжает изменять задающий параметр в этом же направлении, пока мощность не перестанет возрастать. Данный метод является наиболее распространённым, несмотря на то что он приводит к колебаниям мощности. Широкое применение этого метода обусловлено его простотой и может быть реализовано на основе функциональной схемы системы управления ППН, приведенной на рис. 4.30 [39].

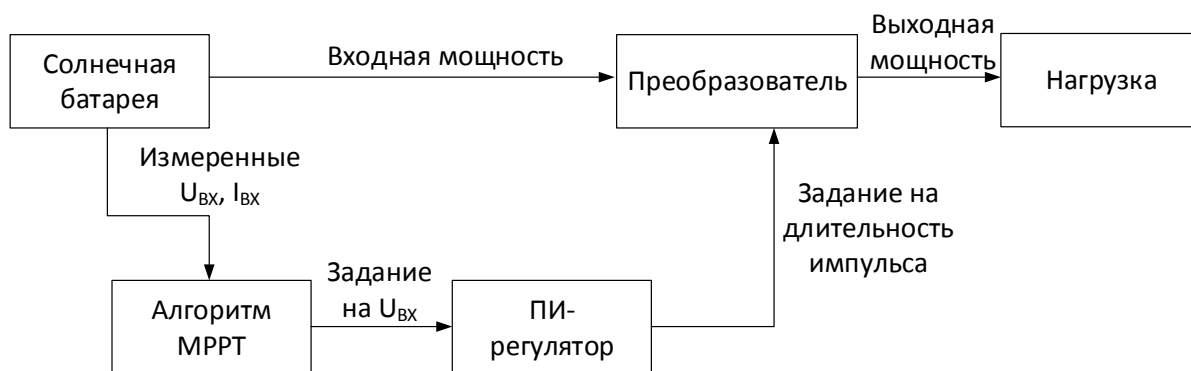


Рис. 4.30. Функциональная схема системы управления ППН

В методе возрастающей проводимости преобразователь фиксирует увеличение тока и напряжение СБ, чтобы предсказать эффект от изменения напряжения. Он требует увеличения вычислений микроконтроллером, но при этом отслеживает изменение окружающих условий с большей скоростью, чем предыдущий метод. Однако этот способ так же приводит к колебаниям

мощности. Рассматриваемый метод использует возрастающую проводимость dI/dU солнечной батареи для вычисления знака изменения мощности по отношению к напряжению dP/dU . При этом вычисляется точка максимальной мощности и производится сравнение возрастающей проводимости $\Delta I/\Delta U$ с проводимостью СБ (I/U). При выполнении условия $\Delta I/\Delta U = I/U$ выходное напряжение равно напряжению, соответствующему наибольшему значению мощности. Уставка ПИ-регулятора по напряжению поддерживается пока не изменится уровень освещённости, далее процесс повторяется.

На рис. 4.31 представлена имитационная модель системы отслеживания точки максимальной мощности. В модели преобразователь заменён переменным сопротивлением, величина которого регулируется динамически с помощью одного из алгоритмов МРРТ.

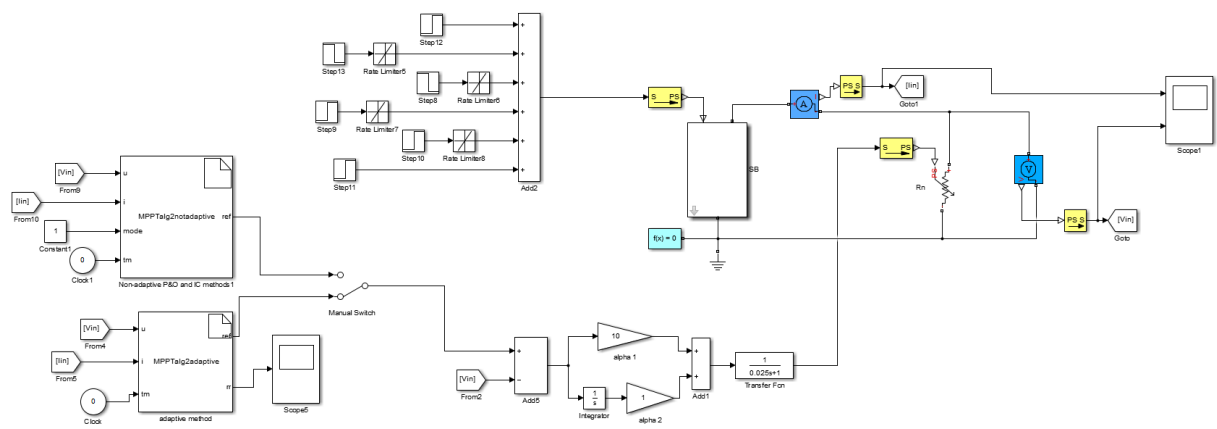


Рис. 4.31. Имитационная модель для отладки алгоритмов МРРТ

При построении имитационной модели приняты следующие допущения:

- не учитывается широтно-импульсная модуляция (преобразователь представлен эквивалентным сопротивлением), т. к. время квантования алгоритма отслеживания точки максимальной мощности существенно выше периода ШИМ;
- инерционность преобразователя при реагировании на изменение входного напряжения представлена апериодическим звеном.

На рис. 4.32 приведены ВАХ и ВВХ модели СБ, используемой при моделировании.

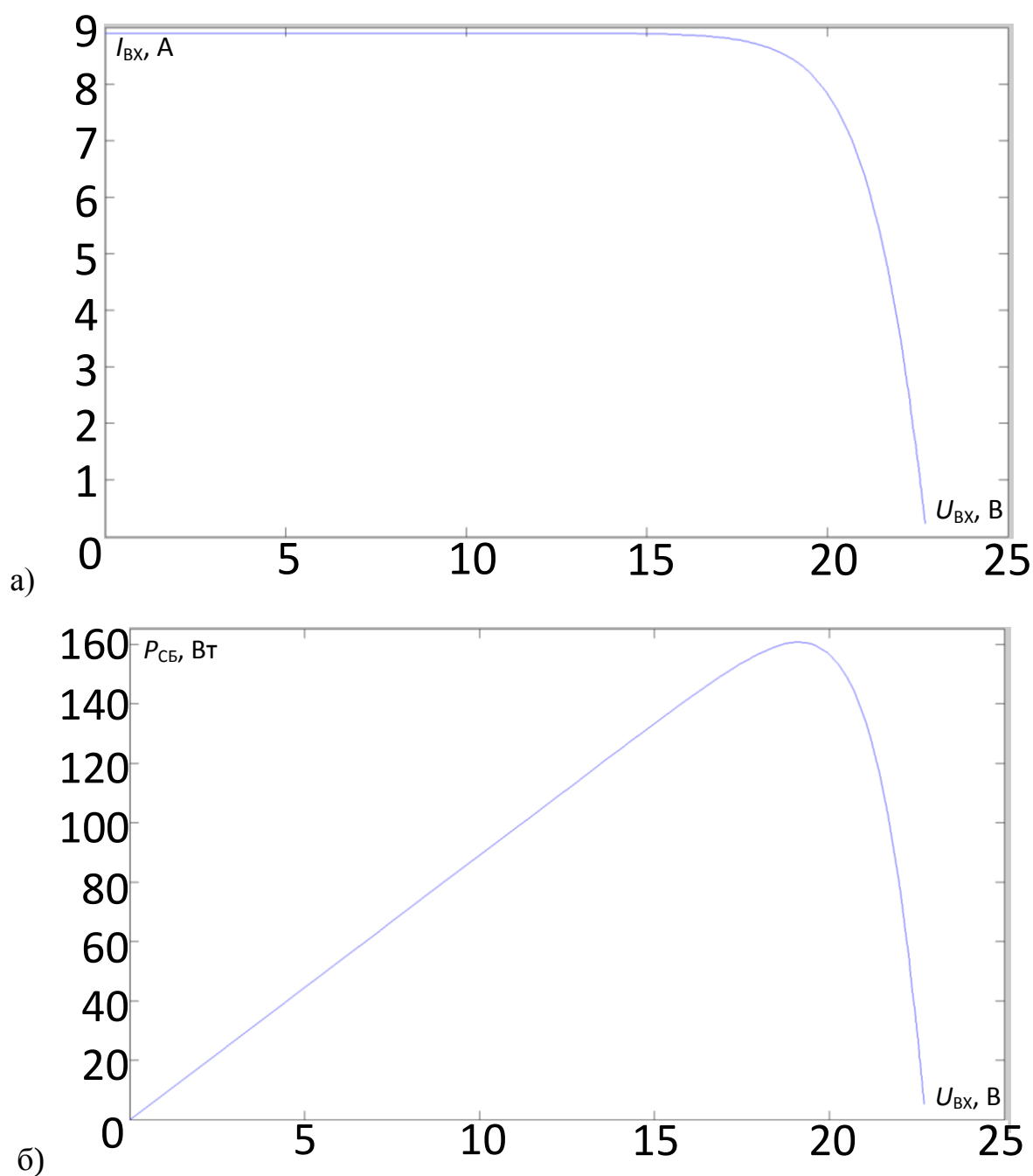


Рис. 4.32. Характеристики модели СБ: а) ВАХ; б) ВВХ

В результате имитационного моделирования получены графики выхода на рабочую точку и отыскание новых максимумов мощности при изменении величины освещённости фотомодуля. На рис. 9 представлены диаграммы

тока (I_{BX}), напряжения (U_{BX}) и мощности солнечной батареи (P_{CB}) для неадаптивного алгоритма возмущения и наблюдения с максимальным шагом по напряжению.

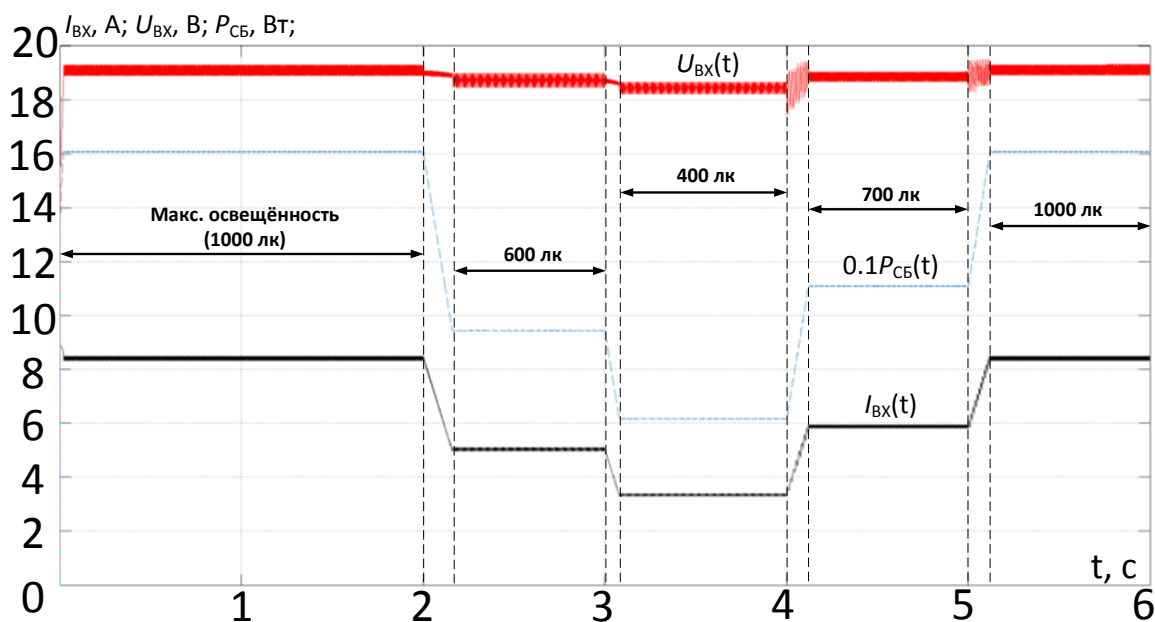


Рис. 4.33. Диаграммы тока, напряжения и мощности СБ для неадаптивного алгоритма возмущения и наблюдения с максимальным шагом

На рис. 4.34 изображены аналогичные временные диаграммы для неадаптивного алгоритма возмущения и наблюдения с минимальным шагом по напряжению.

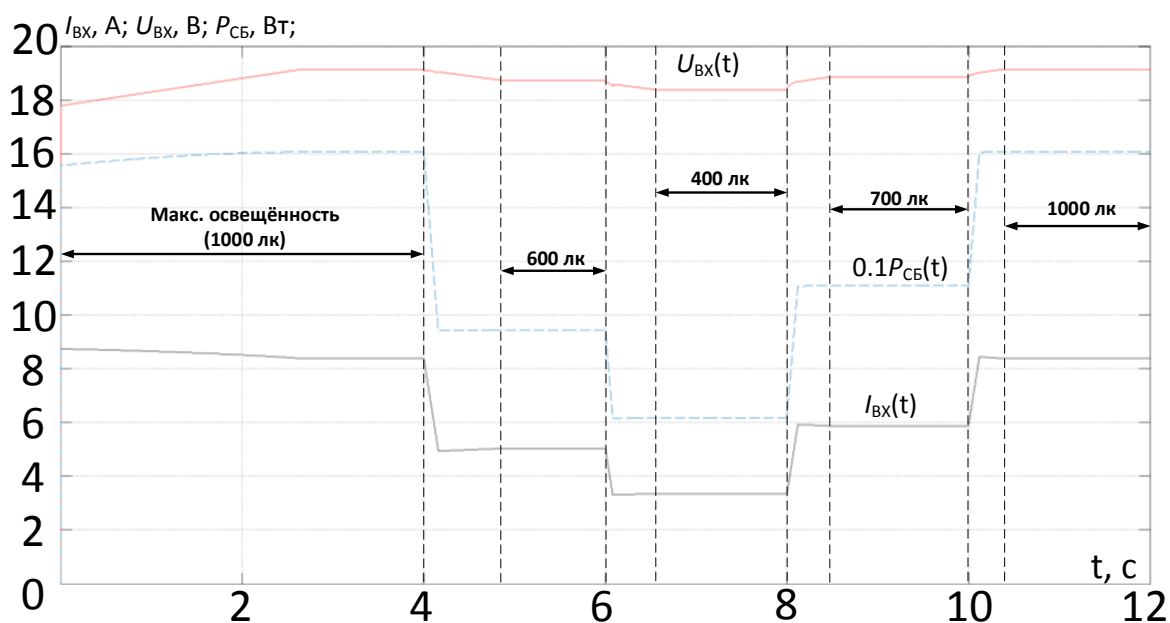


Рис. 4.34. Диаграммы тока, напряжения и мощности СБ для неадаптивного алгоритма возмущения и наблюдения с минимальным шагом

Адаптивный алгоритм реализован следующим образом: при последовательном движении текущей рабочей точки в одну сторону увеличивается и шаг приращения задания на входное напряжение на каждой итерации; если на предыдущем шаге мощность увеличилась, а на текущем – уменьшилась, то при этом шаг приращения уменьшается. На рис. 4.35 даны временные диаграммы тока, напряжения и мощности для адаптивного алгоритма возмущения и наблюдения.

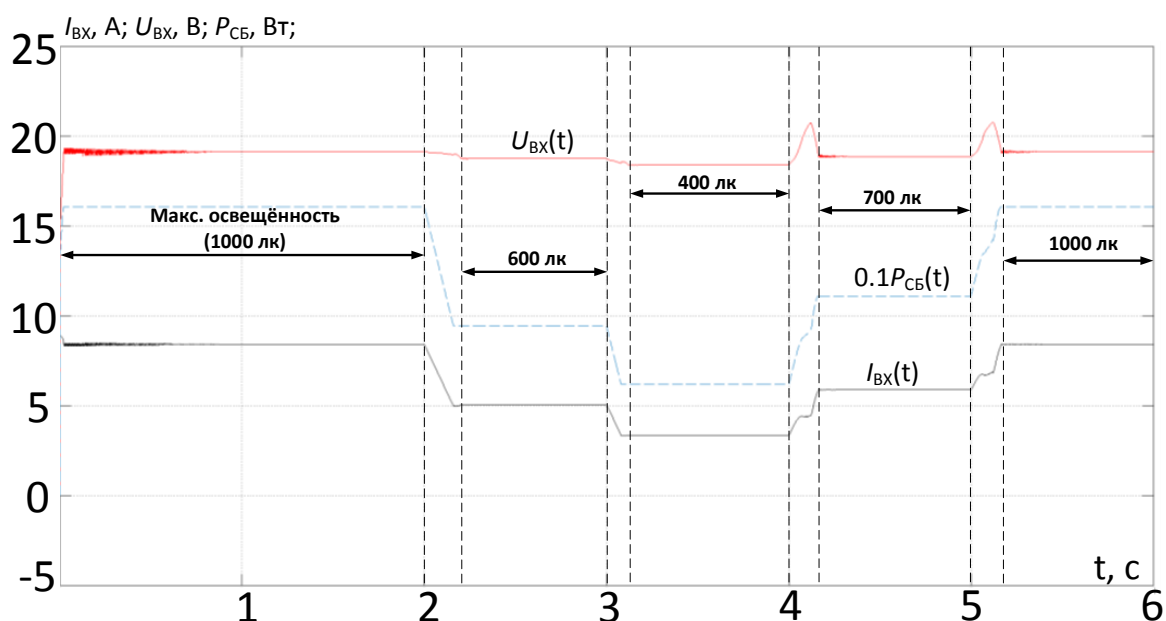


Рис. 4.35. Диаграммы тока, напряжения и мощности СБ для адаптивного алгоритма возмущения и наблюдения

На рис. 4.36 приведены графики работы системы по алгоритму возрастающей проводимости.

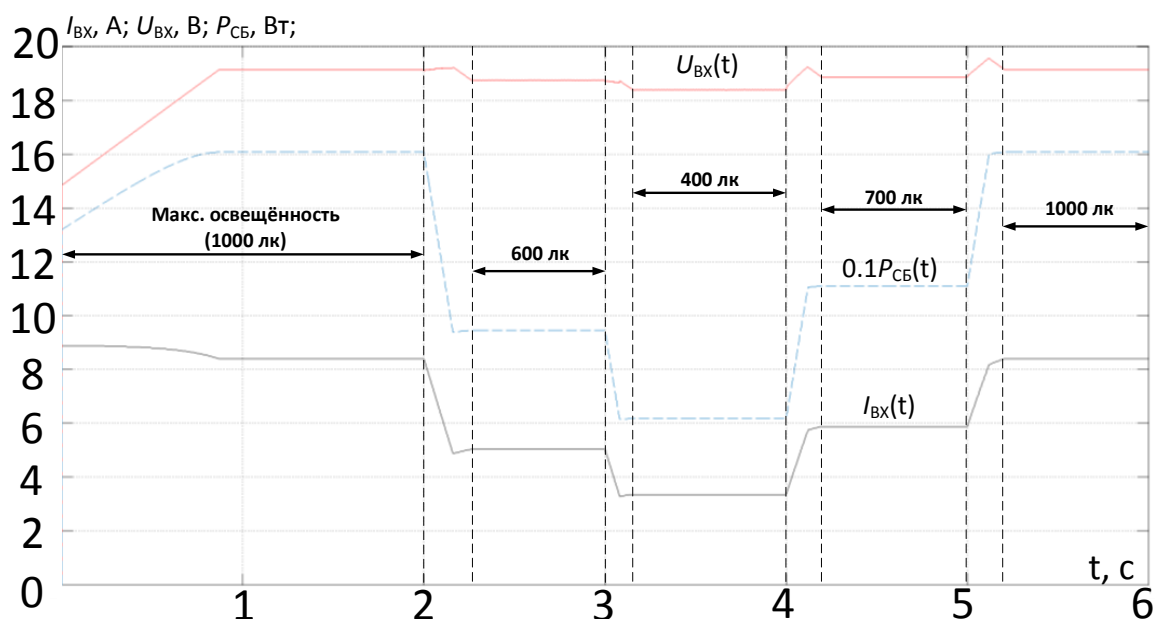


Рис. 4.36. Диаграммы тока, напряжения и мощности СБ для алгоритма возрастающей проводимости

Рассмотренные алгоритмы нацелены в первую очередь на отыскание локальных максимумов мощности СБ. Все они предполагают колебания мощности, которые могут быть снижены с помощью введения алгоритмов изменения шага, один из которых (адаптивный, возмущения и наблюдения) описан выше. Алгоритм возрастающей проводимости гораздо быстрее отрабатывает изменения освещённости, однако для корректной работы необходимо производить больше арифметических операций на каждом такте его работы. К недостаткам данного метода также можно отнести высокую чувствительность к помехам и изменению шага.

5. Сетевой инвертор

5.1. Математическая модель сетевого инвертора

Рассматриваемая топология инвертора (рис. 5.1) выполнена в виде асимметричного транзисторного моста. Предполагается наличие медленных силовых ключей (IGBT-транзисторов) на стороне высокого напряжения для смены полярности нагрузки, коммутируемых с частотой формируемой сети

(50-60 Гц). Отрицательный потенциал подаётся на нагрузку через выходные дроссели и MOSFET транзисторы, управляемые по принципу широтно-импульсной модуляции и предназначенные для формирования требуемой формы тока и напряжения на соответствующих полуволнах [56, 57, 58].

Применение описанного схемного решения имеет ряд достоинств по сравнению с классическими топологиями инверторов:

- Низкие коммутационные потери на переключение медленных ключей и, как следствие, высокий КПД установки.
- Электромагнитные помехи не затрагивают звено постоянного тока и солнечную батарею, т.к. положительный потенциал коммутируется на низких частотах.

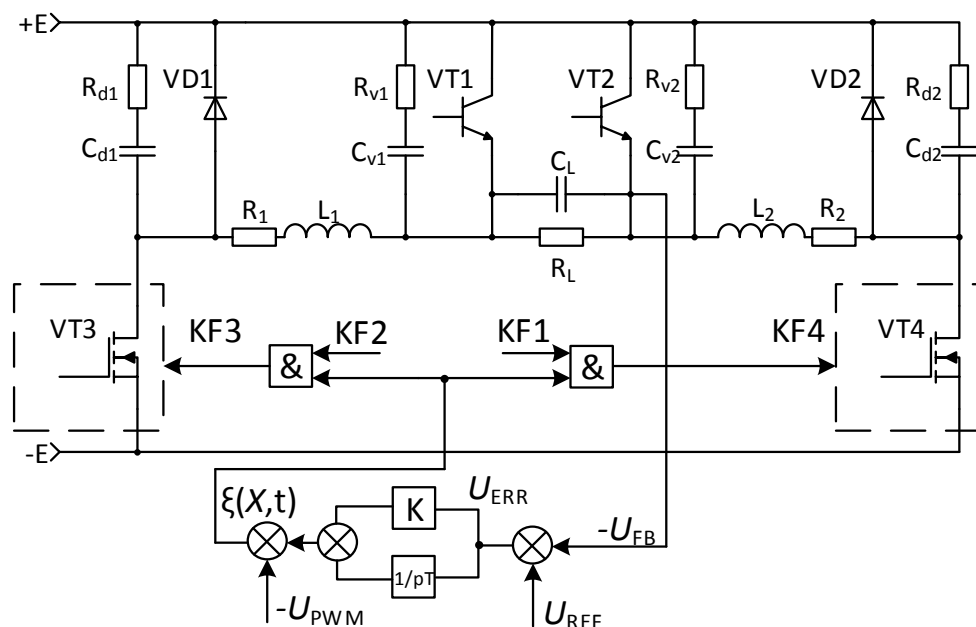


Рис. 5.1. Структурная схема автономного инвертора солнечных батарей

Принципы коммутации медленных (VT1, VT2) ключей и формирования однополярной ШИМ для быстрых (VT3, VT4) ключей преобразователя представлены на рисунке 5.2.

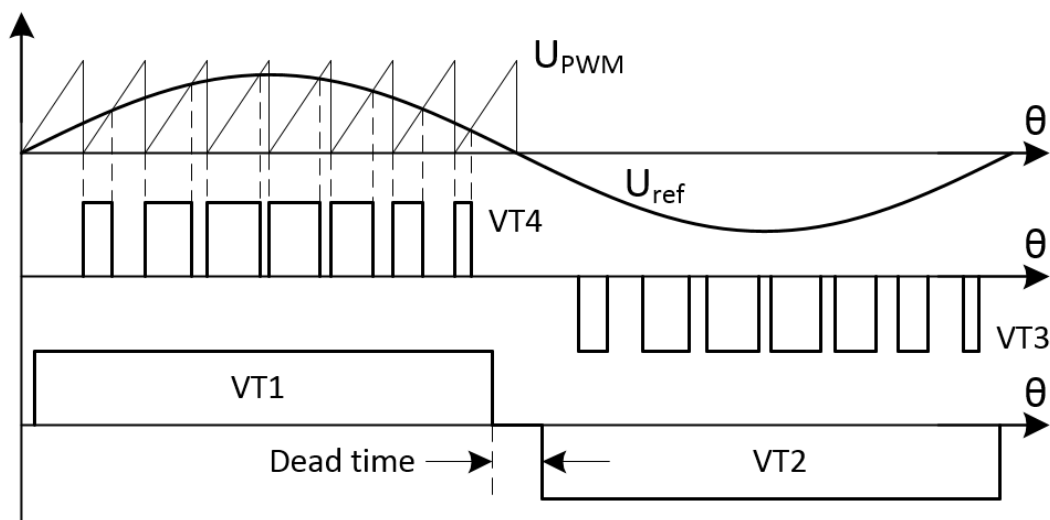


Рис. 5.2. Состояния ключей в зависимости от управляющего воздействия

На рисунке приняты следующие обозначения: E – напряжение с выхода повышающего преобразователя; L_1 , L_2 – индуктивности; R_1 , R_2 – сопротивления, характеризующее потери в индуктивностях; C_L – емкость выходного фильтра; R_L – сопротивление нагрузки; R_{d1} , R_{d2} , C_{d1} , C_{d2} – сопротивления и ёмкости снабберных цепей диодов $VD1$ и $VD2$; R_{v1} , R_{v2} , C_{v1} , C_{v2} – сопротивления и ёмкости снабберных цепей $VT1$ и $VT2$ соответственно; $VT1$, $VT2$ – медленные ключи, работающие на частоте синусоидального задания; $VT3$, $VT4$ – быстрые ключи, коммутируемые на частоте 100 кГц; $VD1$, $VD2$ – обратные диоды; K – пропорциональный коэффициент ПИ-регулятора; T – постоянная времени интегральной составляющей ПИ-регулятора; U_{REF} – задание на мгновенное значение выходного напряжения; U_{FB} – выходное напряжение АИН; U_{ERR} – сигнал ошибки; $KF3$, $KF4$ – коммутационные функции быстрых ключей; $\xi(X,t)$ – разностная функция.

Параметры структурной схемы, приведенной на рис. 5.1:

$$R_1 = R_2 = 0,02 \text{ Ohm}; L_1 = L_2 = 0,05 \text{ Hn}; E = 350 \text{ V}; C_d = C_{d1} = C_{d2} = 0,33 \text{ nF}; \\ C_v = C_{v1} = C_{v2} = 0,33 \text{ nF}; R_d = R_{d1} = R_{d2} = 0,1 \text{ MOhm}; R_v = R_{v1} = R_{v2} = 0,1 \text{ MOhm}; \\ R_L = 100 \text{ Ohm}; C_L = 2,2 \text{ }\mu\text{F}; K = 1; T = 0,1.$$

При построении схемы замещения автономного инвертора напряжения принимались во внимание следующие допущения [57]:

- входной источник питания E является идеальным источником напряжения, т.к. представляет собой преобразователь постоянного напряжения повышающего типа со стабилизацией по напряжению;
- обратные диоды $VD1$, $VD2$ и силовые ключи $VT1$ – $VT4$ выполнены идеальными элементами с нулевым временем переключения;
- все элементы R , L , C линейны;
- корректирующие устройства выполнены на базе идеальных элементов.

Динамическая модель непрерывной части схемы замещения преобразователя описывается системой нелинейных дифференциальных уравнений [6]:

$$\begin{cases} \frac{d\mathbf{X}}{dt} = \mathbf{A}_k K_F(\xi(t)) \cdot \mathbf{X} + \mathbf{B}_k K_F(\xi(t)), \\ \mathbf{X}|_{t_0} = \mathbf{X}_0; \end{cases} \quad (5.1)$$

В таблице 5.1 приведены возможные состояния ключей для положительной полуволны управляющего воздействия (и выходного напряжения соответственно), поэтому варианты для транзисторов $VT2$ и $VT3$ не рассматриваются. Каждому состоянию ключей соответствует определённая топология принципиальной схемы, а значит и различные значения коэффициентов матриц $\mathbf{A}_k$, $\mathbf{B}_k$.

Таблица 5.1. Состояния ключей на положительной полуволне

№ состояния	VT1	VT4	VD1	VD2
1	0	0	0	0
2	0	0	0	1
3	1	0	0	0
4	1	0	0	1
5	1	0	1	1

6	1	1	1	0
7	0	0	1	0
8	1	1	0	0

Для Значения матриц коэффициентов для каждого состояния:

$$A_1 = \begin{bmatrix} -\frac{R_1 + R_d + 0,5R_v}{L_1} & \frac{R_v}{2L_1} & -\frac{1}{2L_1} & -\frac{1}{2L_1} & -\frac{1}{2L_1} & -\frac{1}{L_1} & 0 \\ \frac{R_v}{2L_2} & -\frac{R_2 + R_d + 0,5R_v}{L_2} & -\frac{1}{2L_2} & \frac{1}{2L_2} & \frac{1}{2L_2} & 0 & -\frac{1}{L_2} \\ \frac{1}{2C_L} & \frac{1}{2C_L} & -\left(\frac{1}{C_L R_L} + \frac{1}{2C_L R_v}\right) & \frac{1}{2C_L R_v} & -\frac{1}{2C_L R_v} & 0 & 0 \\ \frac{1}{2C_v} & -\frac{1}{2C_v} & \frac{1}{2C_v R_v} & -\frac{1}{2C_v R_v} & \frac{1}{2C_v R_v} & 0 & 0 \\ \frac{1}{2C_v} & -\frac{1}{2C_v} & -\frac{1}{2C_v R_v} & \frac{1}{2C_v R_v} & -\frac{1}{2C_v R_v} & 0 & 0 \\ \frac{1}{2C_d} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{2C_d} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix};$$

Значения коэффициентов вектора вынуждающих воздействий:

$$B_1 = B_2 = B_3 = B_4 = B_5 = B_7 = 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0^T;$$

$$B_6 = B_8 = \left(0 \ \frac{E}{L_2} \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ -\frac{E}{C_d R_d} \right)^T;$$

Вектор переменных состояния:

$$X = i_{L1} \ i_{L2} \ U_{CL} \ U_{v1} \ U_{v2} \ U_{d1} \ U_{d2}^T;$$

где i_{L1}, i_{L2} – токи в индуктивностей; U_{CL} – напряжение на емкости выходного фильтра; U_{v1}, U_{v2} – напряжения на емкостях снабберов ключей VT1, VT2; U_{d1}, U_{d2} – напряжения емкостей снабберов обратных диодов VD1, VD2; X – вектор переменных состояния (токи и напряжения соответствующих индуктивностей и емкостей); A – основная матрица системы, которая является разрывной и может иметь различные состояния в зависимости от значений коммутационных функций K_{F1} – K_{F4} ; B – вектор

вынуждающих воздействий.

Состояние коммутационной функции ШИМ $K_F \xi$, управляющей быстрыми ключами на положительной (VT4) и отрицательной (VT3) полуволнах, определяется посредством разностной функции $\xi(X,t)$:

$$K_F(\xi) = 0.5 \cdot 1 + \text{sign } \xi(X,t), \quad (5.2)$$

которая описывает обратные связи системы управления АИН и имеет вид:

$$\xi(X,t) = K \cdot U_{REF} - U_{CL} + U_I(U_{CL}) - U_{PWM}(t). \quad (5.3)$$

здесь: K – пропорциональный коэффициент усиления ПИ–регулятора; $U_{PWM}(t)$ – пилообразное развертывающее напряжение, задаваемое математической функцией

$$U_{PWM}(t) = t/\tau - E_1(t/\tau), \quad (5.4)$$

$E_1(t)$ – функция Антье – целая часть числа, а $\tau = 1 \cdot 10^{-5}$ с – коммутационный период ШИМ. Интегральная составляющая ПИ–регулятора U_I определяется из дифференциального уравнения

$$\frac{dU_I}{dt} = U_{REF}/T - U_{CL}/T, \quad (5.5)$$

которое может быть представлено как

$$U_I = U_{I-1} + \Delta t \cdot U_{REF}/T - U_{CL}/T, \quad (5.6)$$

где U_{I-1} – сигнал на выходе интегральной части регулятора на предыдущем расчётном шаге; Δt – расчётный шаг; T – постоянная времени интегрирующего звена.

Система уравнений (1) решается численно-аналитическим методом, при котором тактовый интервал τ разбивается на несколько участков непрерывности, границы которых определяются соответствующими

моментами переключения коммутационных элементов схемы – диодов и транзисторов.

Условия открывания диодов VD1 и VD2:

$$U_d + R_d C_d \frac{dU_d}{dt} \geq 0; \quad (5.7)$$

На каждом участке непрерывности эволюция вектора переменных состояния описывается аналитически

$$\mathbf{X}(t) = e^{A(t-t_0)} \mathbf{X}_0 + A_k^{-1} \cdot \mathbf{B}_k - A_k^{-1} \cdot \mathbf{B}_k \quad (5.8)$$

а вектор начальных условий последующего интервала $\mathbf{X}_{t_k} = \mathbf{X}_{k-1}$ принимается равным значениям переменных состояний в конце предыдущего $k-1$ интервала. Здесь k – номер интервала из таблицы 5.1, а матрицы A_k , B_k аналогичны матрице A_1 для каждого интервала непрерывности. Эти матрицы не выписаны в данной статье ввиду малого объема публикации.

5.2. Имитационная модель инвертора при работе на сеть

Было выполнено имитационное моделирование в среде LTspice IV и Matlab Simulink для классической топологии инвертора (рис. 5.3) и альтернативной (рис. 5.4).

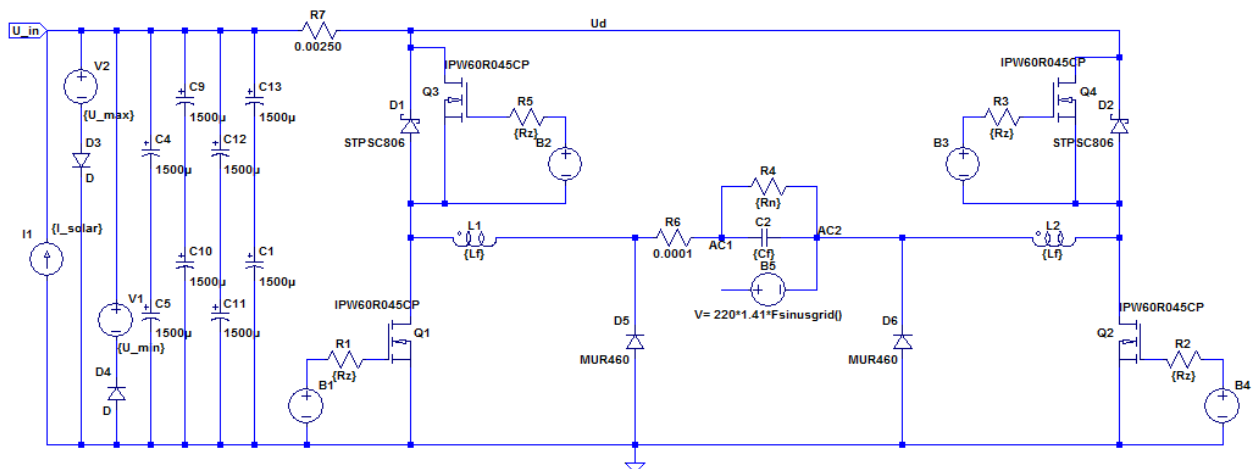


Рис. 5.3. Имитационная модель АИН с классической топологией

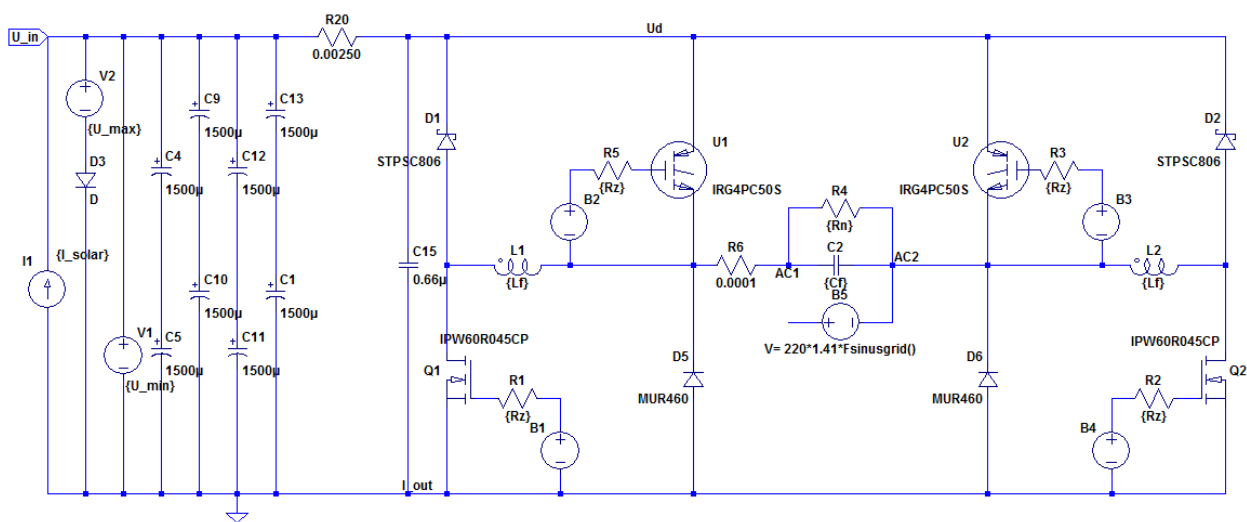


Рис. 5.4. Имитационная модель АИН с альтернативной топологией

В модели с классической топологией все ключи коммутируются на частоте ШИМ (100 кГц), а токи индуктивностей L1 и L2 равны. В результате рассеиваемая на верхних ключах моста мощность составляет 113.8 Вт.

При переходе к альтернативной топологии на высокой частоте коммутируются только ключи Q1 и Q2, что позволяет снизить коммутационные потери (до 11.1 Вт рассеиваемой мощности на U1 и U2) за счёт снижения частоты коммутации верхних ключей моста до 50 Гц.

Результаты моделирования выходных токов и индуктивностей для классической и альтернативной схем представлены на рис. 5.5 и 5.6.

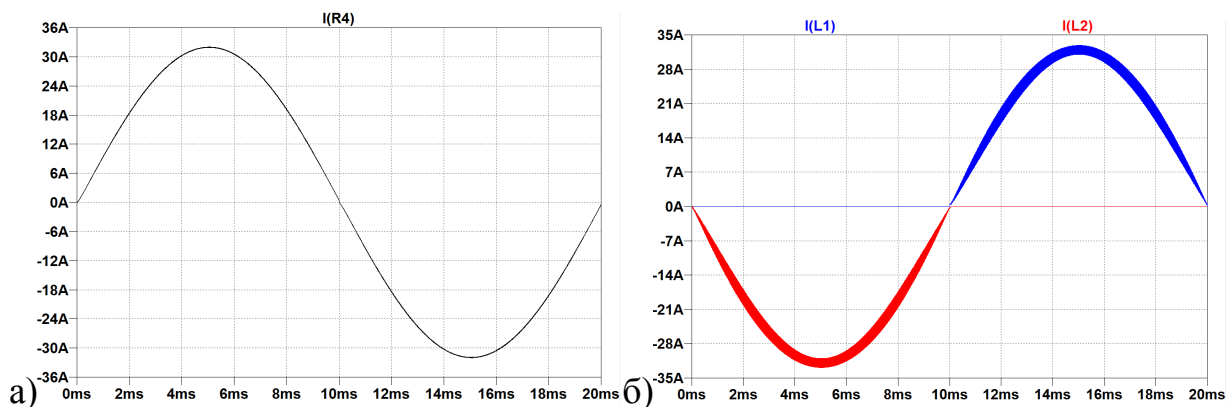


Рис. 5.5. Осциллограммы переходных процессов для альтернативной топологии: а) ток нагрузки; б) токи индуктивностей

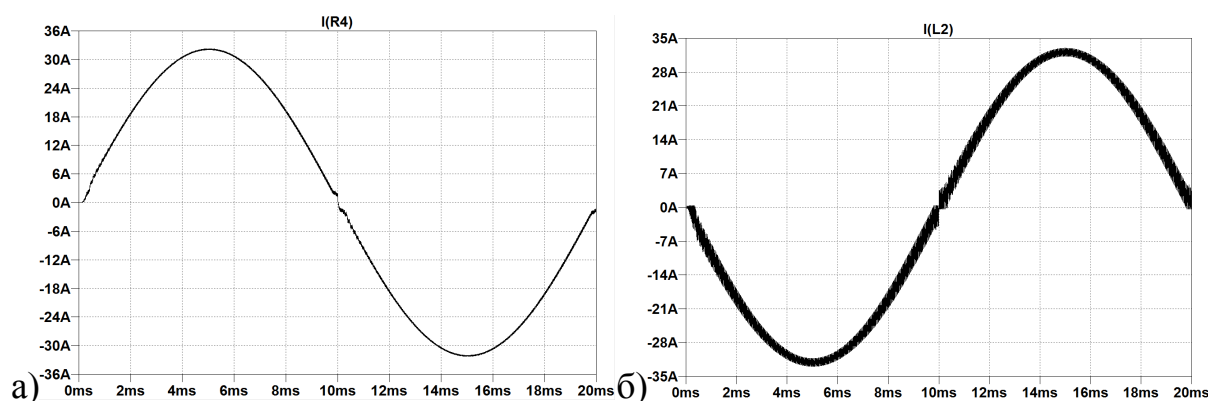


Рис. 5.6. Осциллограммы переходных процессов для классической топологии: а) ток нагрузки; б) токи индуктивностей

Был произведен расчет КПД для обеих схем. Результаты представлены в таблице 5.2.

Таблица 5.2. КПД для классической и альтернативной топологии

Тип схемы	КПД, %
Классическая	91,016
Альтернативная	98,561

5.3. Имитационная модель инвертора при совместной работе с повышающим преобразователем на активную нагрузку

На рис. 5.7. Приведена имитационная модель сетевого инвертора при работе его на R-нагрузку. Питание инвертора осуществляется от повышающего преобразователя напряжения. САУ ППН является двухконтурной с контуром тока и выходного напряжения напряжения. Система управления инвертора одноконтурная с ОС по выходному току (рис. 5.8).

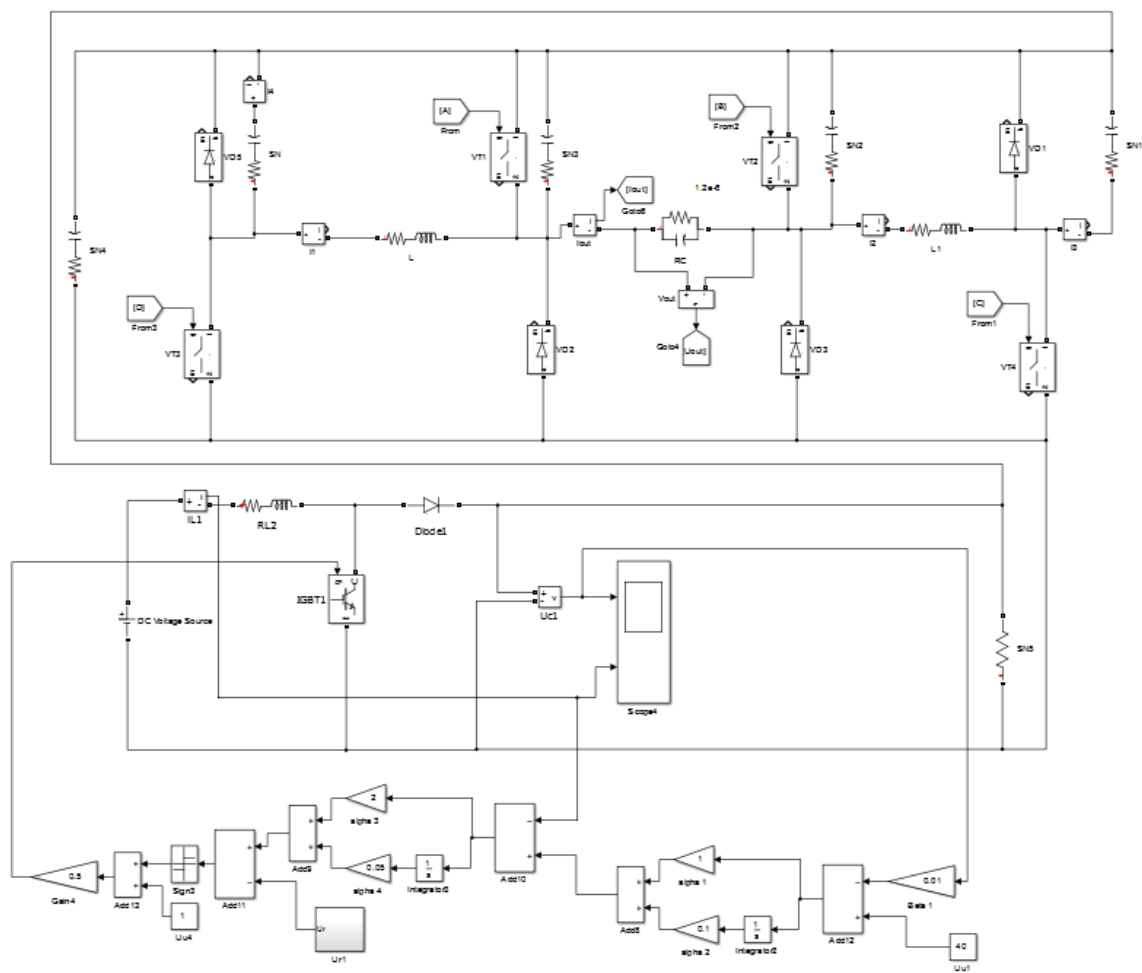


Рис. 5.7. Имитационная модель ППН и инвертора

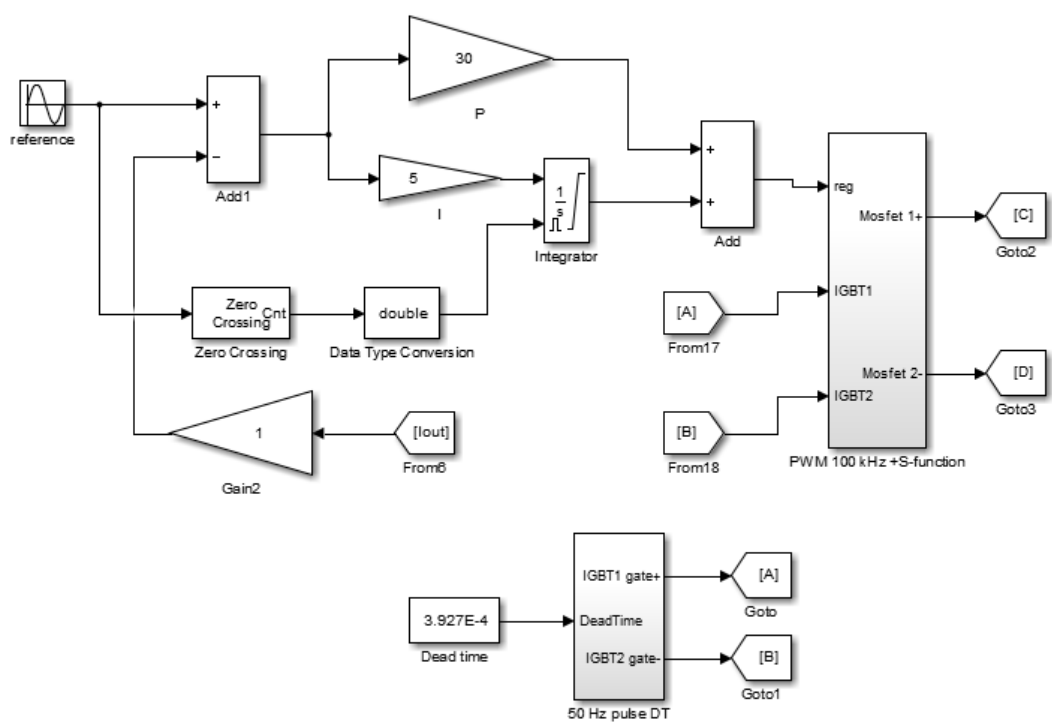


Рис. 5.8. Имитационная модель САУ инвертора

Результаты моделирования представлены на рис. 5.9 и 5.10.

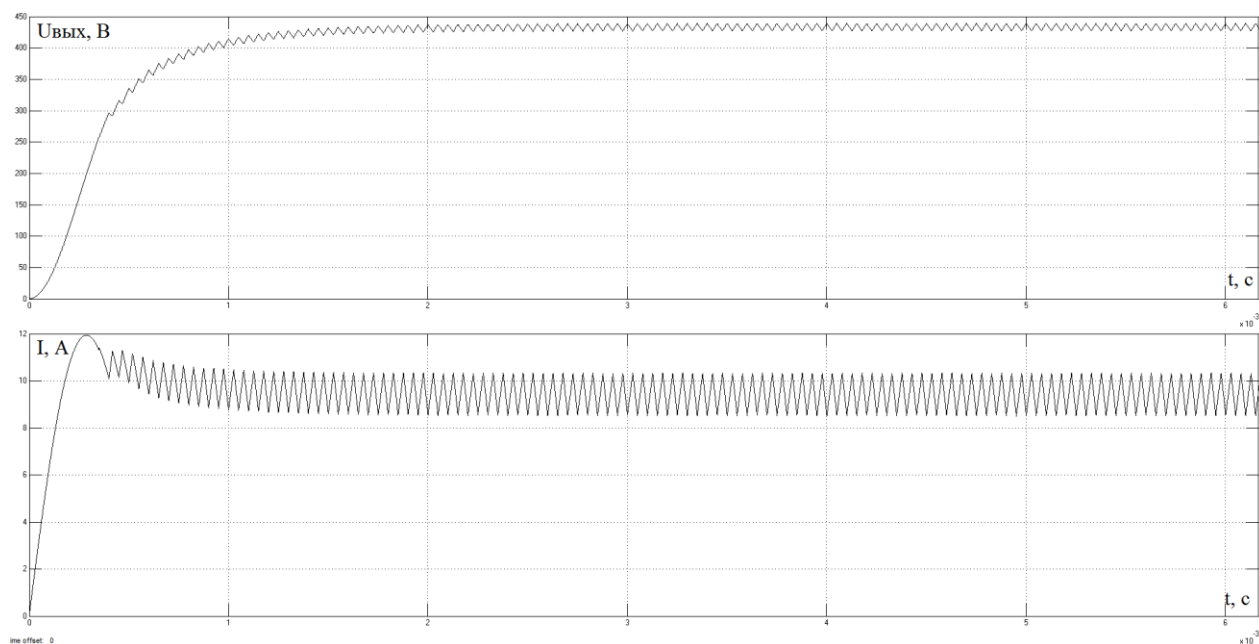


Рис. 5.9. Результаты работы ППН совместно с инвертором

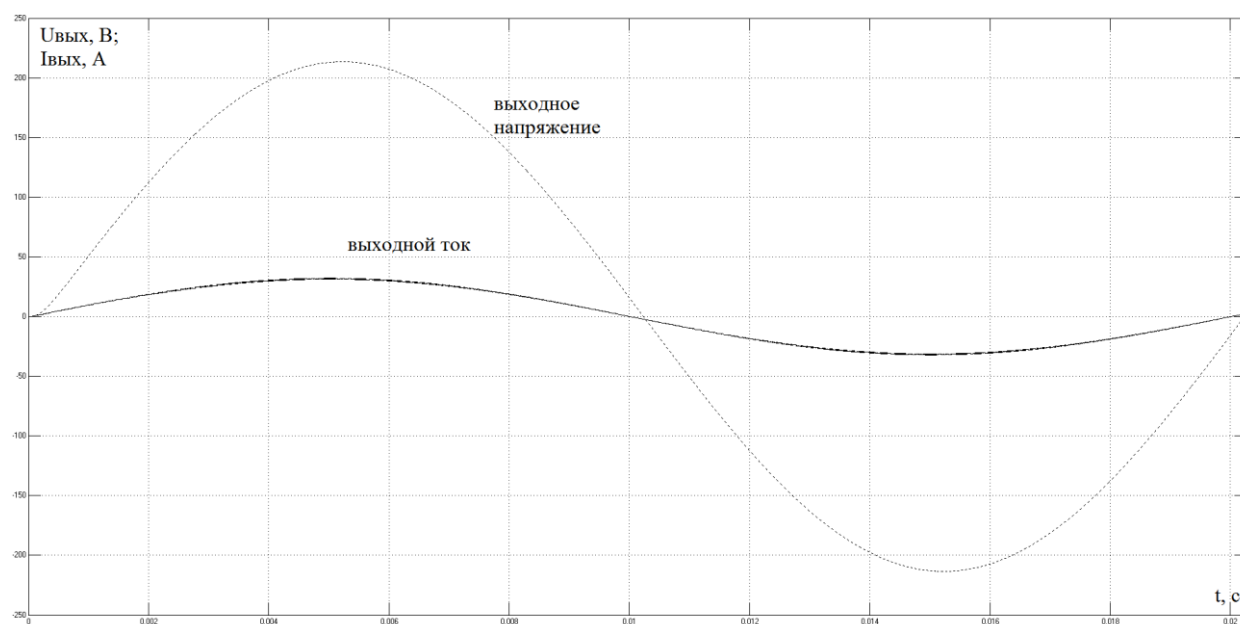


Рис. 5.10. Результаты работы инвертора совместно с ППН

Из рис. 5.9 видно, что при работе ППН совместно с сетевым инвертором результаты получаются практически такие же, как при работе на активную нагрузку. Исходя из этого можно сделать вывод, что

математическая модель ППН с чисто активной нагрузкой в случае с солнечным инвертором является адекватной.

6. Экспериментальные исследования

6.1. Повышающий преобразователь напряжения в режиме стабилизатора напряжения

Целью опыта является настройка ПИ-регулятора для последующей совместной работы с сетевым инвертором. Структурная схема преобразователя приведена на рис. 6.1 [1, 5–7]. Следует отметить, что в отличие от имитационной модели, при проведении экспериментов был так же задействован контур тока.

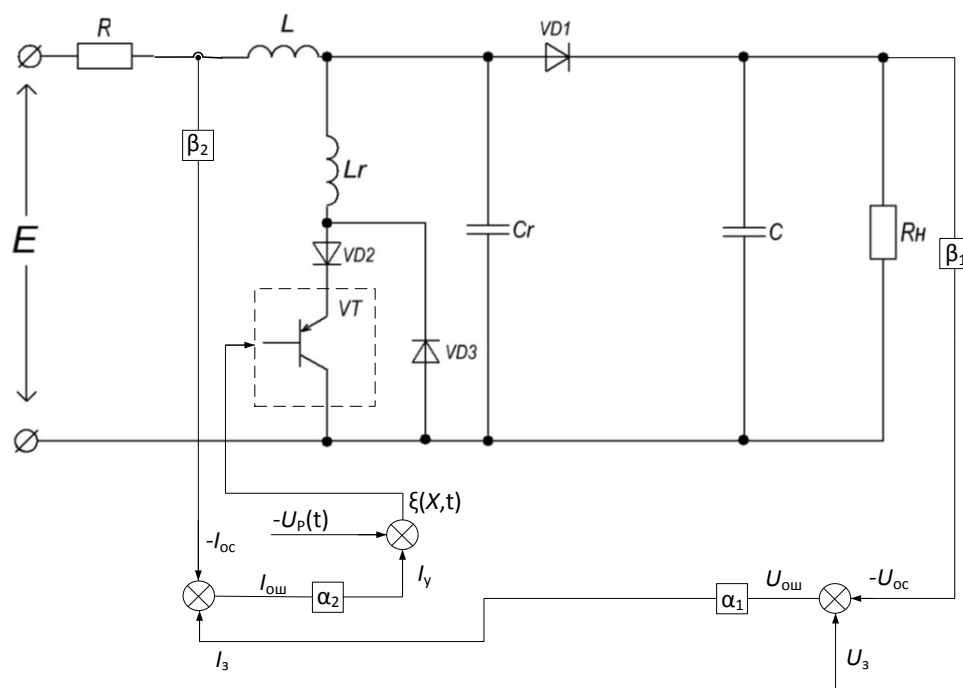


Рис. 6.1. Структурная схема ППН с двухконтурной САУ, настроенная на стабилизацию выходного напряжения

В результате настройки ПИ-регулятора был получен как проектный (рис. 6.2, а), так и бифуркационные режимы (рис. 6.2, б) [11, 17]. Результаты опытов по сбросу и набросу активной нагрузки (с 50 до 100%) для тока дросселя приведены соответственно на рис. 6.3, а и 6.3, б. Для выходного напряжения – рис. 6.4, а, б.

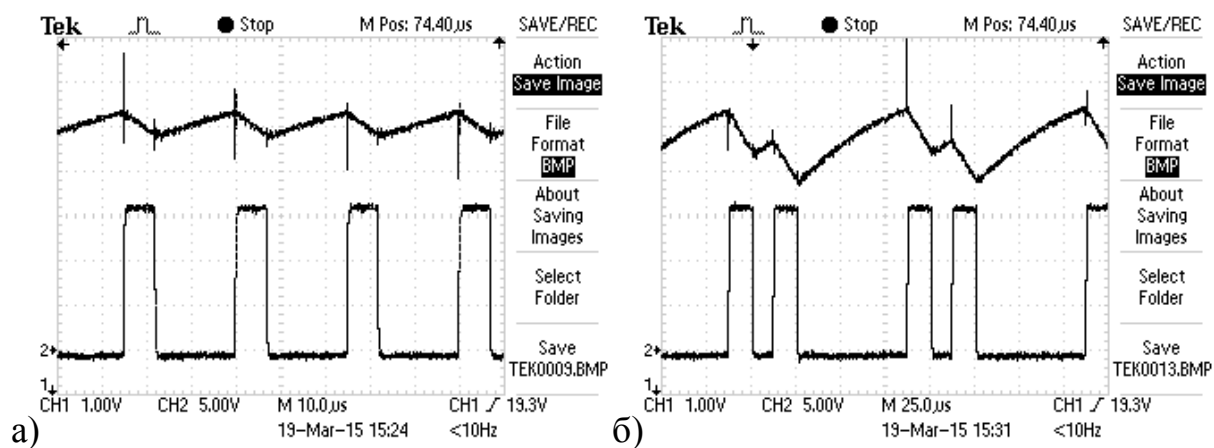


Рис. 6.2. Осциллограммы: а) проектный режим; б) четырёхцикловый режим

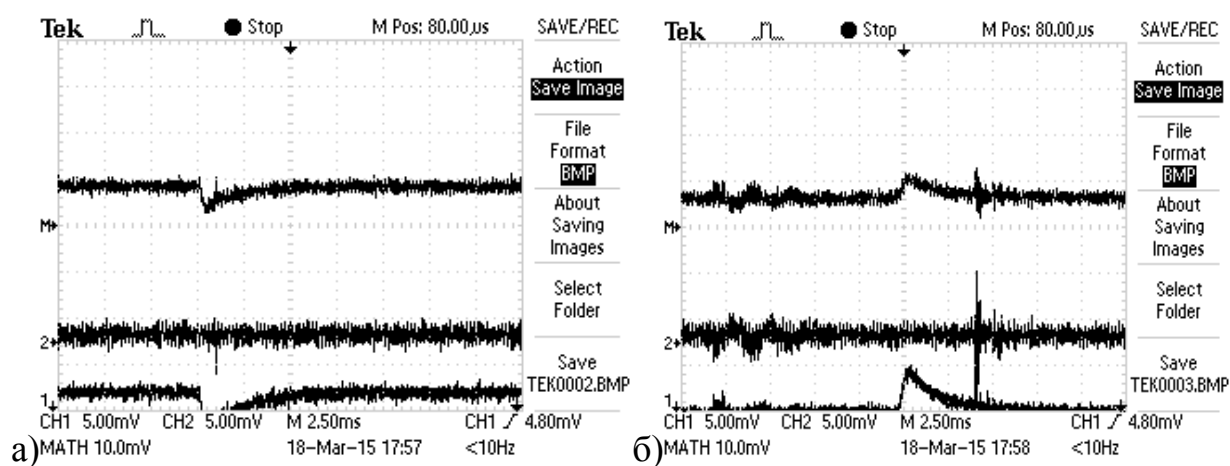


Рис. 6.3. Реакция системы на сброс (а) и наброс (б) активной нагрузки, переходные процессы по току дросселя

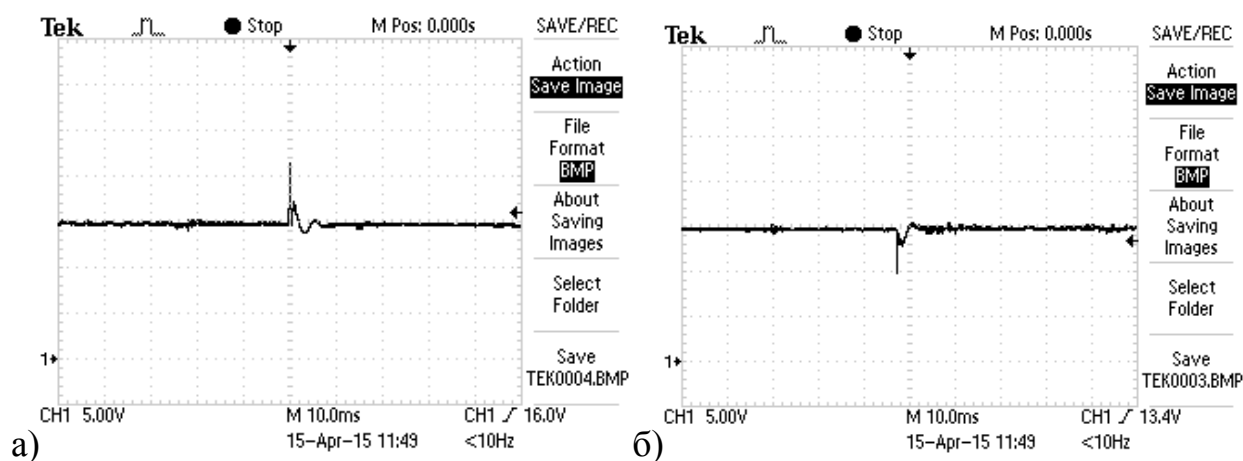


Рис. 6.4. Реакция системы на сброс (а) и наброс (б) активной нагрузки, переходные процессы по выходному напряжению

Из полученных осциллограмм видно, что показатели качества переходных процессов удовлетворяют основным требованиям. Однако, для использования контура регулирования в целях поиска точки максимальной мощности целесообразнее использовать одноконтурную САУ с регулированием входного напряжения или тока. В качестве защиты по току при этом используется принудительное выключение управляющего импульса с микроконтроллера по сигналу с аналогового компаратора, на положительный вывод которого подаётся сигнал с измерительного канала тока ключа, а на отрицательный – напряжение с ЦАП микроконтроллера, являющееся заданием на токоограничение. Результаты настройки защиты по току приведены на осциллограммах (рис. 6.5). В зарубежной литературе такой способ называется Cycle-by-cycle current limit. Реализуется с помощью средств Trip Zone микроконтроллеров семейства TMS320F2802х.

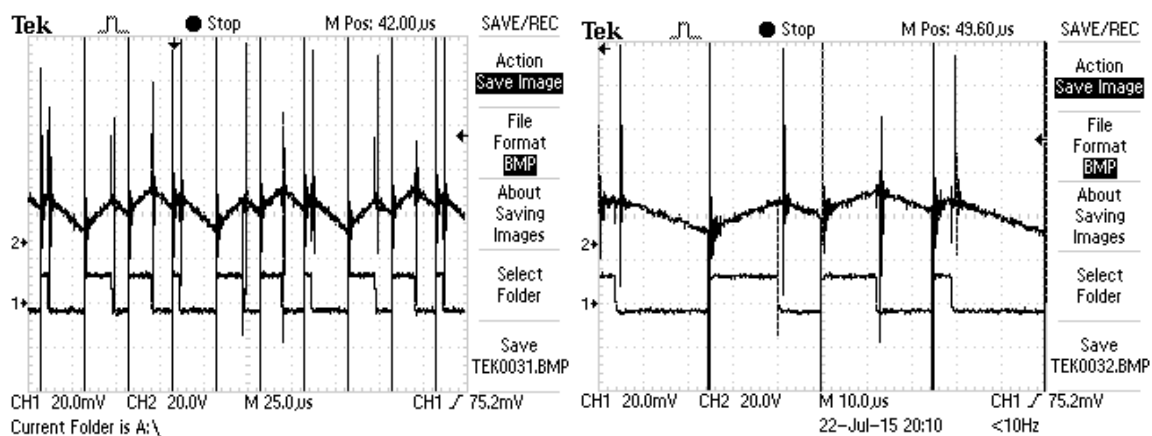


Рис. 6.5. Защита по току для ППН с одноконтурной САУ

6.2. Реализация алгоритма отслеживания точки максимальной мощности

Опыты проводились с использованием звена постоянного тока инвертора солнечных батарей, представляющего собой два параллельно включенных повышающих преобразователя напряжения. Фото печатной платы данного типа преобразователя представлено на рис. 6.6.

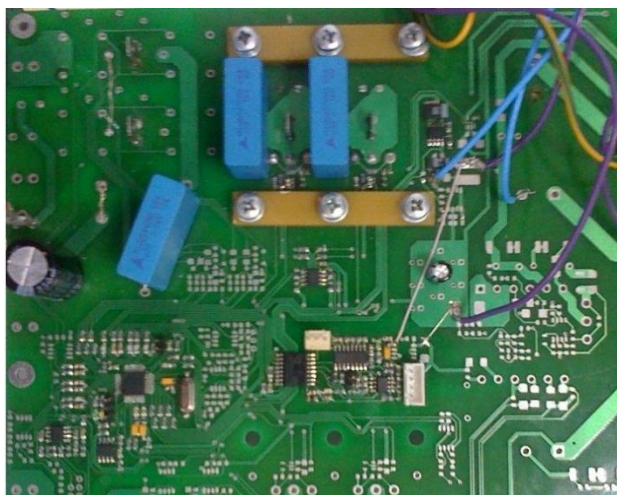


Рис. 6.6. Фото печатной платы ППН

Для получения нелинейной ВАХ использовался лабораторный источник питания GW Instek PSP-603. Этот тип источника позволяет получить вольт-амперные характеристики, представленные на рис. 6.7.

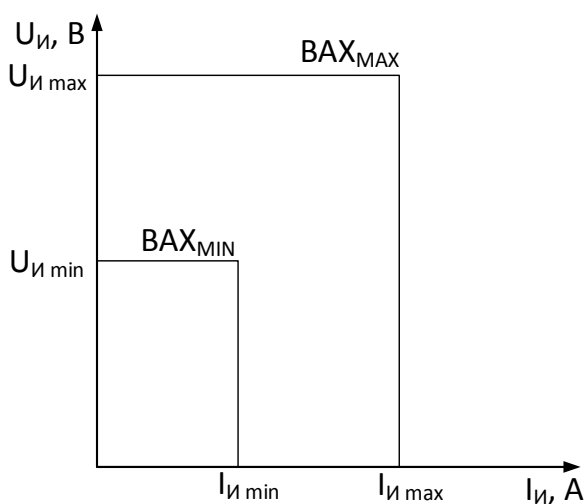


Рис. 6.7. ВАХ источника питания

Для получения наиболее близких по форме ВАХ и ВВХ к соответствующим характеристикам СБ было реализовано последовательное и параллельное подключение сопротивлений между источником питания и ППН. Опытные вольт-амперные $U=f(I)$ и вольт-ваттные $P=f(I)$ характеристики изображены на рис. 6.8.

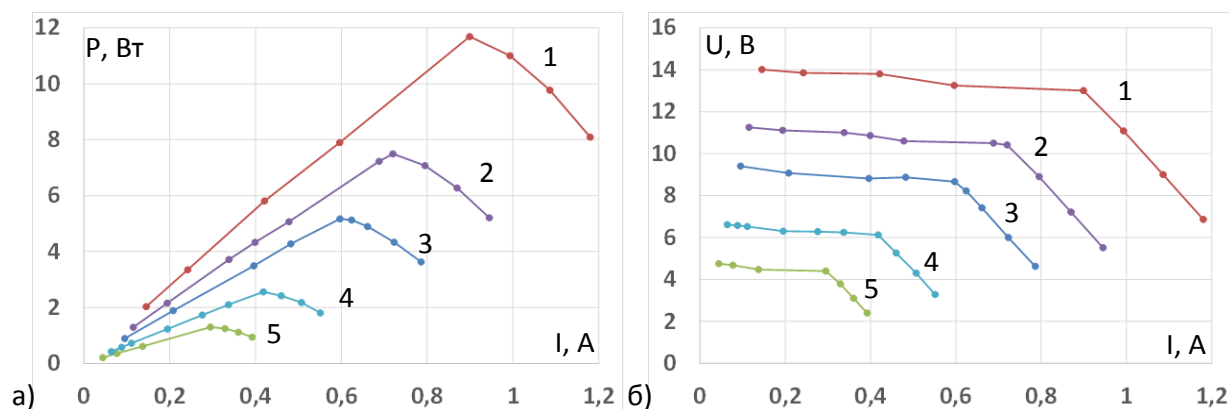


Рис. 6.8. Характеристики нелинейного источника питания: а) ВВХ $P=f(I)$; б) ВАХ $U=f(I)$

В табл. 6.1 приведены значения входных токов и напряжений, соответствующих точкам максимальной мощности для каждой вольт-амперной характеристики вышеприведенного рисунка.

Таблица 6.1. Входные токи и напряжения для каждой ВАХ

№ характеристики	$I_{\text{MAX}}, \text{ А}$	$U_{\text{MAX}}, \text{ В}$	$P_{\text{MAX1}}, \text{ Вт}$
1	0,9	13	11,687
2	0,72	10,41	7,49
3	0,6	8,66	5,17
4	0,42	6,12	2,55
5	0,3	4,4	1,24

В рассматриваемом алгоритме возмущение реализуется через изменение задания на входное напряжение преобразователя, которое обрабатывается ПИ-регулятором. Осциллограммы отработки этого процесса приведены на рис. 6.9.

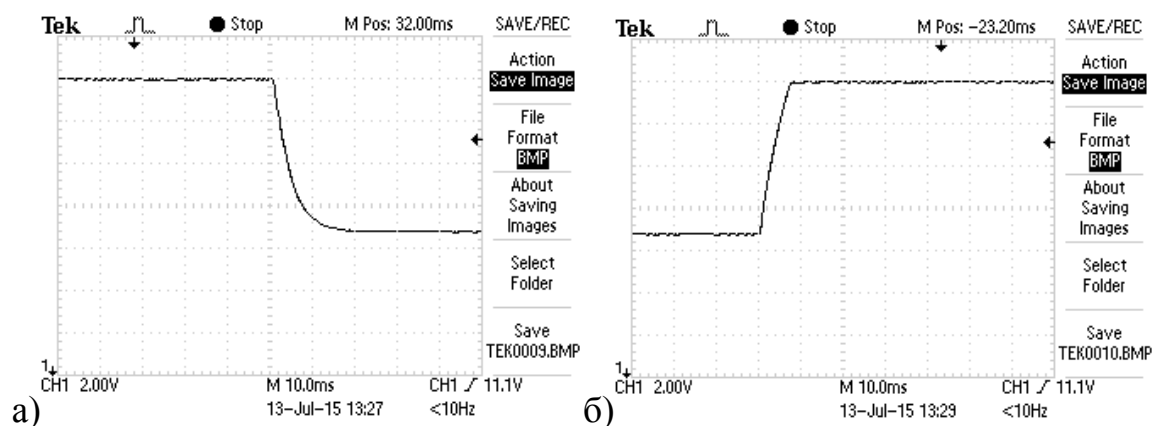


Рис. 6.9. Осциллограммы отработки системой задания на уменьшение (а) и увеличение (б) входного напряжения

Частота вызова алгоритма МРРТ выбиралась исходя из динамических свойств замкнутой системы управления. Из данных осциллограмм видно, что время переходного процесса входного напряжения равняется 10 мс. В соответствии с этим частота вызова алгоритма МРРТ выбирается не выше 100 Гц [22, 24–35].

На рис. 6.10 приведена осциллограмма работы алгоритма при запуске и переходе между характеристиками источника питания.

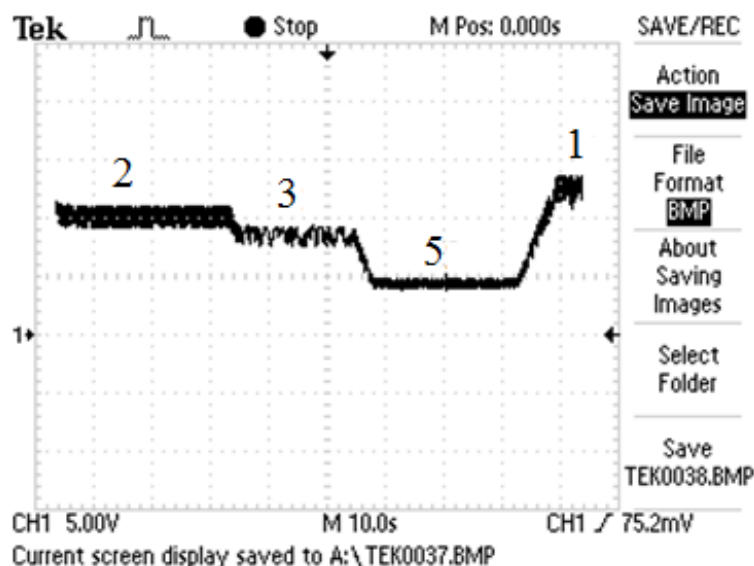


Рис. 6.10. Осциллограмма работы алгоритма при имитации изменения освещённости

На данном рисунке цифрами обозначена работа ППН на соответствующих ВАХ (рис. 6.8, табл. 6.1).

Проведен расчёт точности нахождения точки максимальной мощности на каждой рабочей точке (В качестве примера для характеристики 2):

$$P_{\max} = U_{\max} \cdot I_{\max} = 10,41 \cdot 0,72 = 7,49 \text{ Вт}, P_{\max}' = U' \cdot I' = 11,34 \cdot 0,64 = 7,26 \text{ Вт},$$

где: $I_{\max}$, $U_{\max}$ и $P_{\max}$ – максимальные значения тока, напряжения и мощности для каждой ВАХ источника; I' , U' и $P_{\max}'$ – установившиеся в результате работы алгоритма значения тока, напряжения и мощности на выходе источника, определённые экспериментально.

Далее вычисляется точность:

$$\frac{P_{\max}'}{P_{\max}} 100\% = \frac{7,26}{7,49} 100\% = 96,93\%.$$

Результаты расчетов для работы системы на каждой ВАХ (рис. 6.10) приведены в табл. 6.2.

Таблица 6.2. Точность нахождения точки максимальной мощности для различных уровней освещённости

№	Обозначение интервала	Точность, %
1	2	96,93
2	3	95,8
3	5	95,2
4	1	95,73

Из рассмотренного видно, что потери мощности связаны в первую очередь с колебаниями задания на входное напряжение (рис. 6.11, а). Их можно избежать, если использовать адаптивный алгоритм изменения шага возмущения по мере приближения к отслеживаемой точке (рис. 6.11, б). При испытании адаптивного алгоритма точность составила 98–99 % [22].

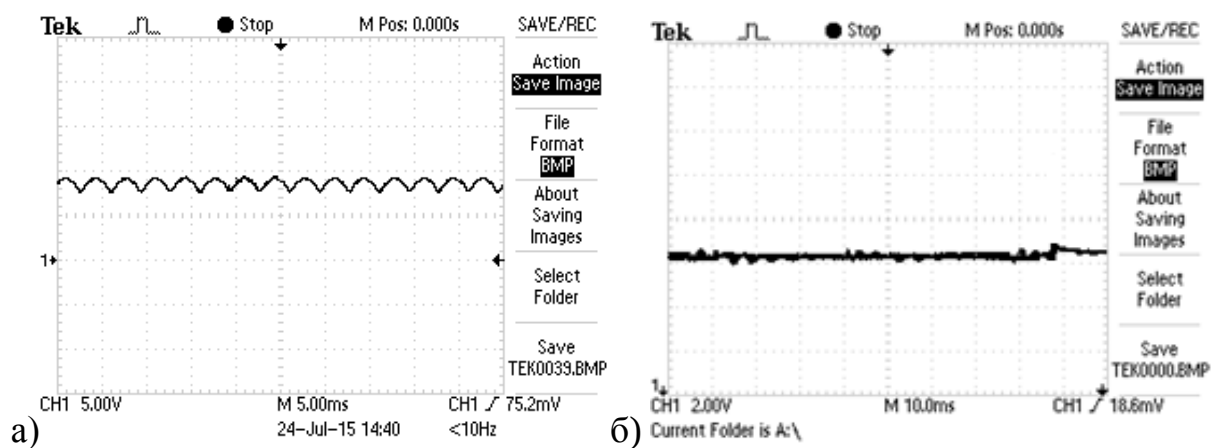


Рис. 6.11. Осциллограммы колебания входного напряжения источника при работе алгоритмов: а) неадаптивного; б) адаптивного

Так же были проведены эксперименты на номинальном напряжении при питании от лабораторного автотрансформатора. При работе от ЛАТРа и выпрямителя для получения экспериментально достижимого экстремума на кривой $P = f(I)$ к выходу выпрямителя последовательно подключалось сопротивление номиналом 54 Ом. При этом максимум мощности достигается, когда эквивалентное сопротивление нагрузки равняется этому сопротивлению. Экстримальная точки при этом соответствует напряжению на выходе такого источника, равному половине напряжения, установленному на ЛАТРе. Характеристики $P = f(U)$ и $P = f(I)$ для различных уровней напряжения автотрансформатора приведены на рис. 6.12 и 6.13. ВАХ в этом случае является линейной.

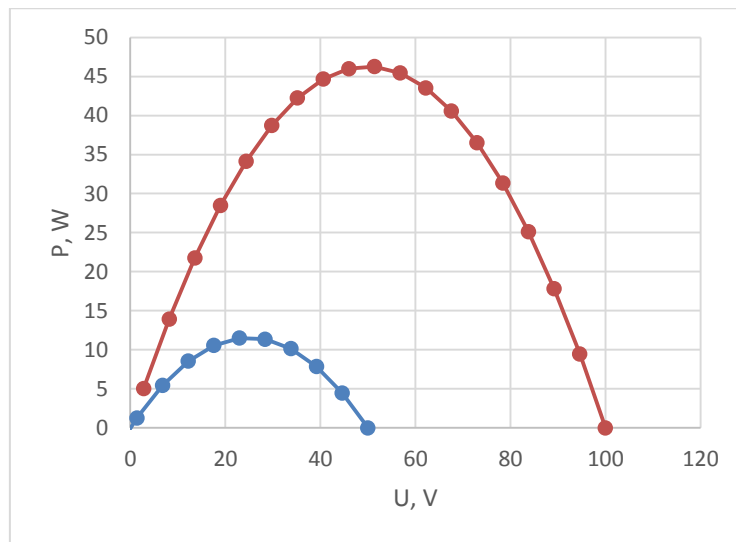


Рис. 6.12. Характеристика $P = f(U)$

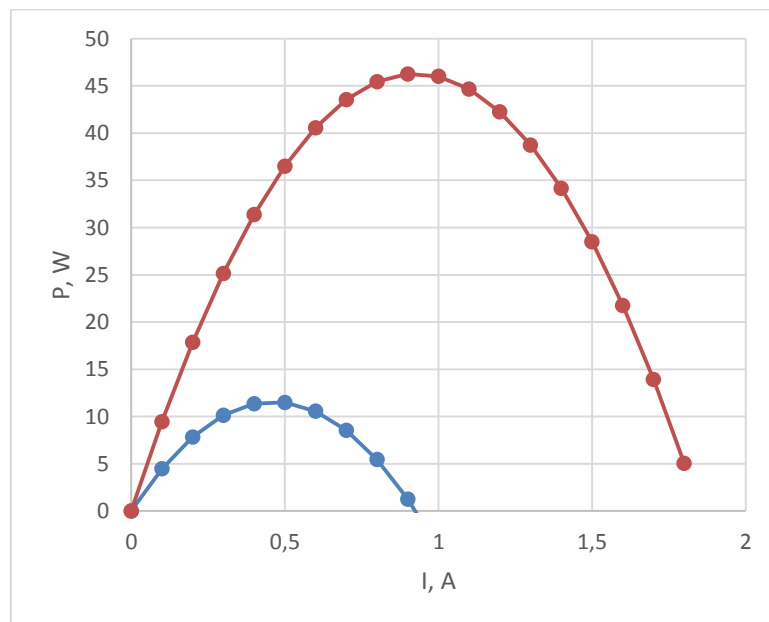


Рис. 6.13. Характеристика $P = f(I)$

Результаты экспериментов при питании от ЛАТРа приведены на рис. 6.14, 6.15, 6.16.

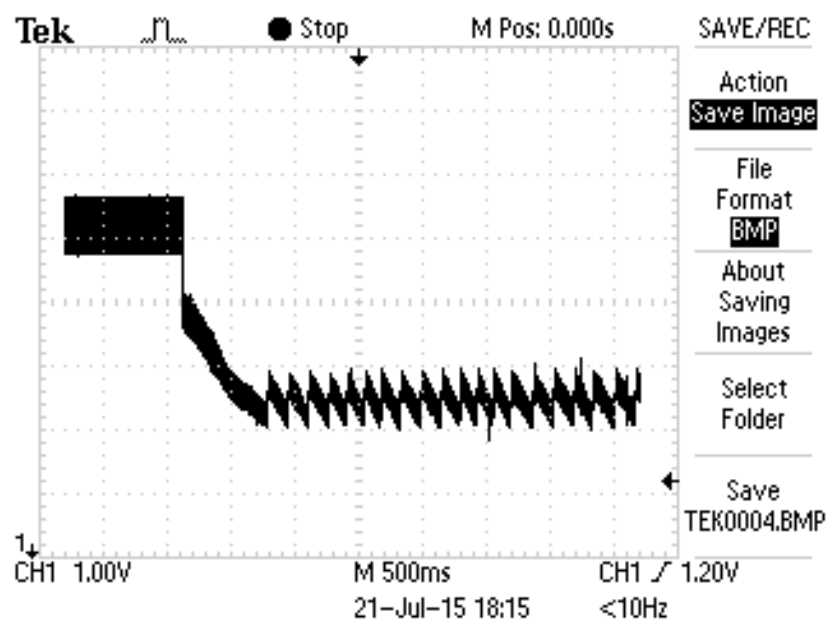


Рис. 6.14. Запуск алгоритма и работа при напряжении ЛАТРа 50 В

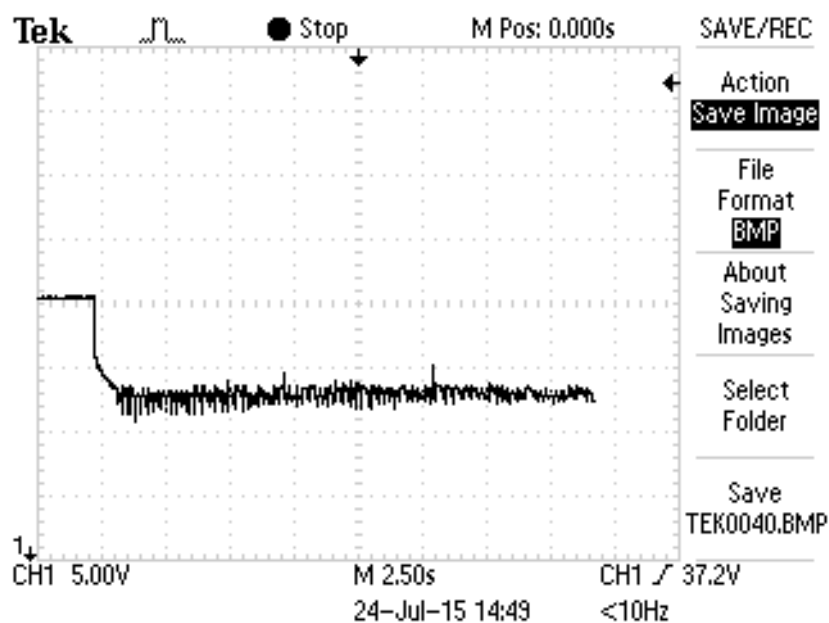


Рис. 6.15. Запуск алгоритма и работа при напряжении ЛАТРа 220 В

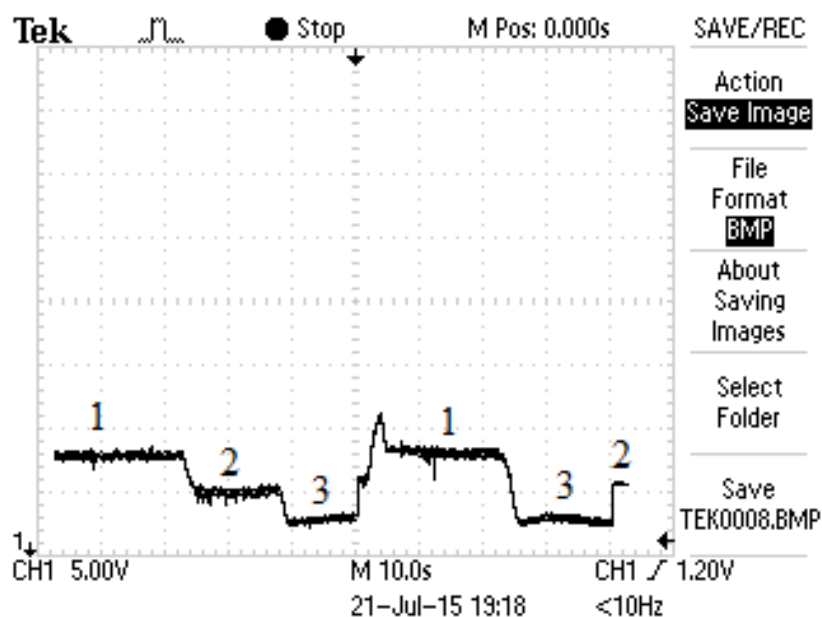


Рис. 6.16. Запуск алгоритма и работа на различных характеристиках источника

Цифрами обозначены соответственно: 1 – Напряжение на ЛАТРе равняется 150В; 2 – 100В; 3 – 50В. Переход между характеристиками варьировался изменением положения регулятора ЛАТРа.

6.3. Испытания сетевого инвертора на активную нагрузку

На рис. 6.17 представлено фото прототипа солнечного инвертора, в состав которого входят два параллельно включенных повышающих преобразователя и инвертор. Инвертор выполнен по схеме с альтернативной топологией. Наличие двух каналов повышающего преобразователя позволяет снизить габариты дросселей, а так же уменьшить величину пульсаций и вдвое увеличить их частоту на входе инвертора, что даёт возможность уменьшить величину ёмкости на выходе двухканального ППН [55].

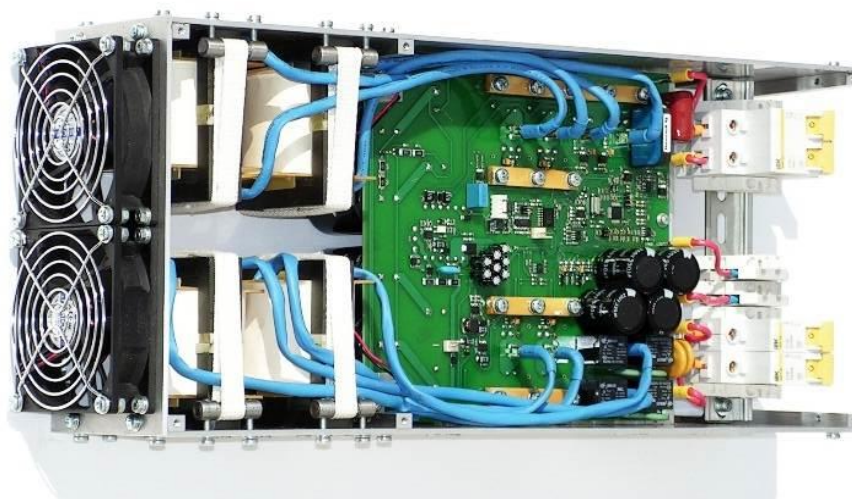


Рис. 6.17. Фото экспериментального макета

На рис. 6.18 приведены осциллограммы выходного напряжения инвертора при совместной работе с повышающим преобразователем (в режиме стабилизатора) на активную нагрузку.

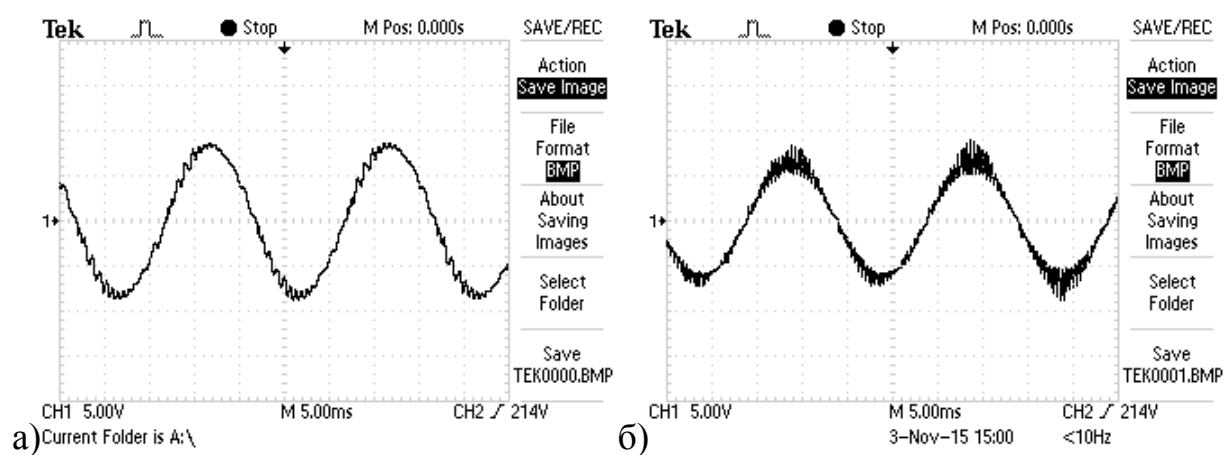


Рис. 6.18. Осциллограммы выходного напряжения АИН при различных коэффициентах ПИ-регулятора

6.4. Испытания при работе на сеть

Настройка синхронизации проводилась с помощью формирования в микроконтроллере виртуальной синусоиды с регулируемой амплитудой и частотой. Под эту синусоиду с помощью алгоритма

синхронизации подстраивается счётчик, по которому производятся выборки числовых значений из таблицы цифрового синуса и формируется задание на цифровые регуляторы. В итоге выдавался ток синусоидальной формы на резистивную нагрузку синхронно с программным синусом. Результаты получены с помощью терминальной программы, график построен в Excel (рис. 6.19 и 6.20).

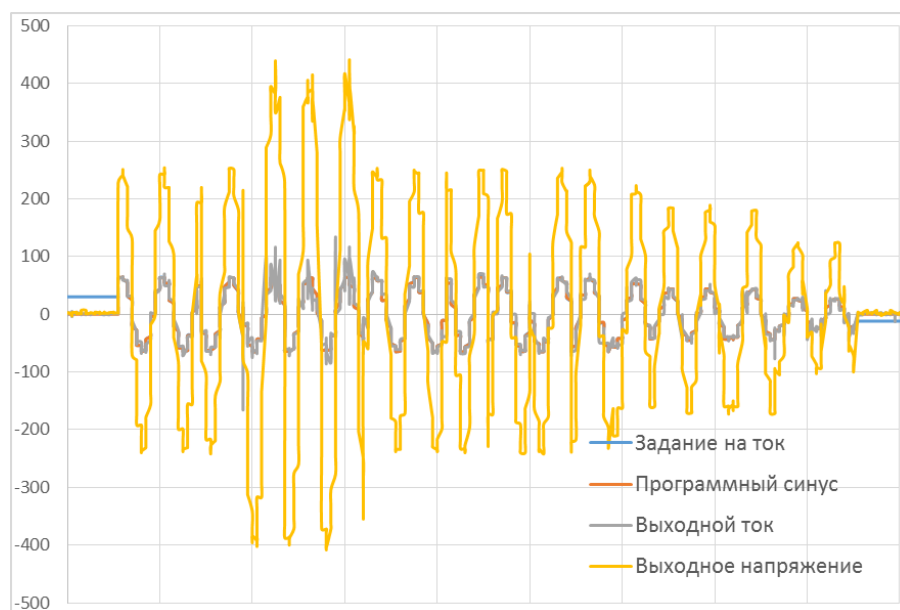


Рис. 6.19. Результаты настройки синхронизации

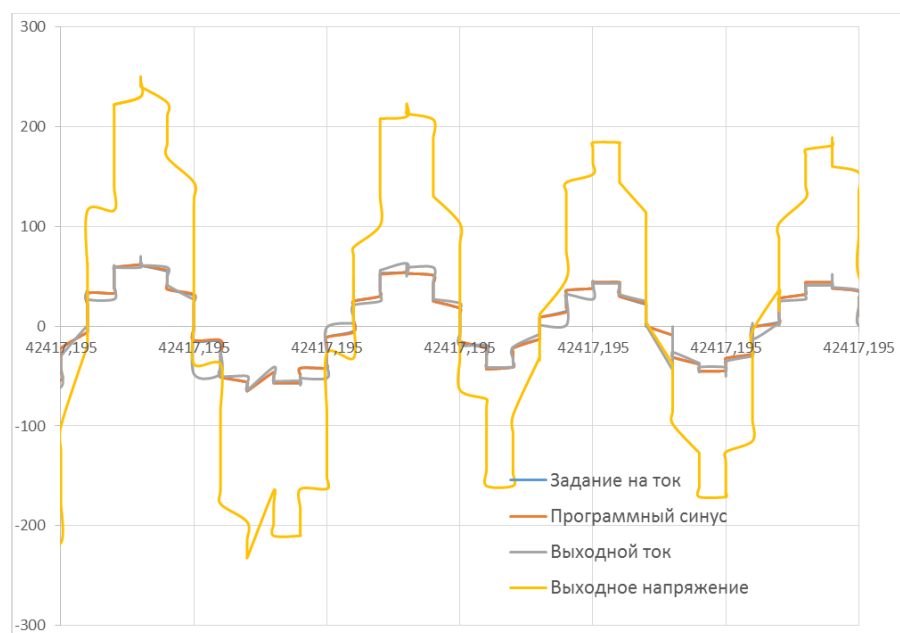


Рис. 6.20. Результаты настройки синхронизации

В данном опыте вторичные обмотки понижающего трансформатора с коэффициентом трансформации 11,89 подключены к выходам OUT1, OUT2 инвертора. На первичные обмотки подаётся сеть 200 В, 50 Гц. В начале была реализована синхронизация с сетью. Сетевой сигнал фильтруется цифровым фильтром, с фильтрованным сигналом синхронизируется программный синус (рис. 6.21).

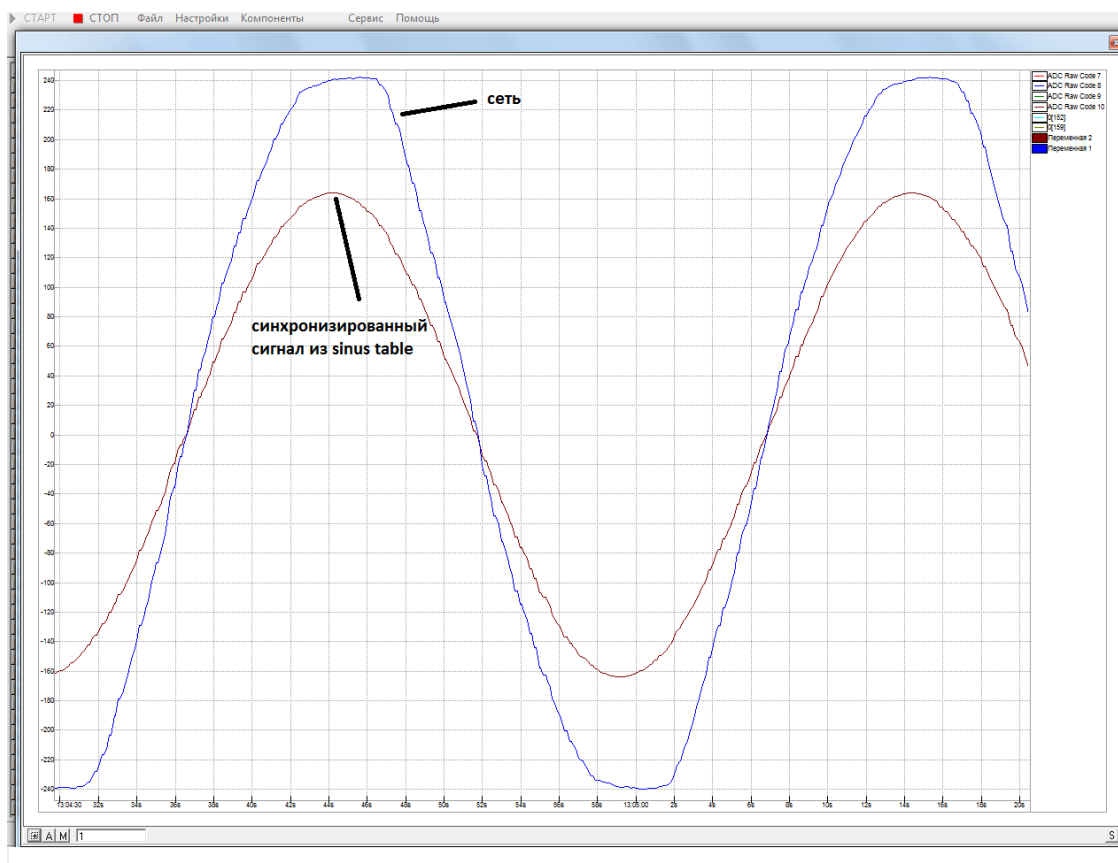


Рис. 6.21. Реализация синхронизации с сетью через трансформатор

Аналогично предыдущему опыту синхронизированный сигнал является заданием для регулятора тока. Ток формируется в фазе с выходным напряжением и выдаётся в сеть через трансформатор. Результаты экспериментов приведены на осциллограммах ниже (рис. 6.22). Было измерено напряжение на вторичной обмотке трансформатора (обозначено синим) и напряжение на последовательно включенном сопротивлении ($R=2,2$ Ом) между одним из выводов трансформатора и выходом инвертора для оценки выходного тока инвертора (обозначен красным).

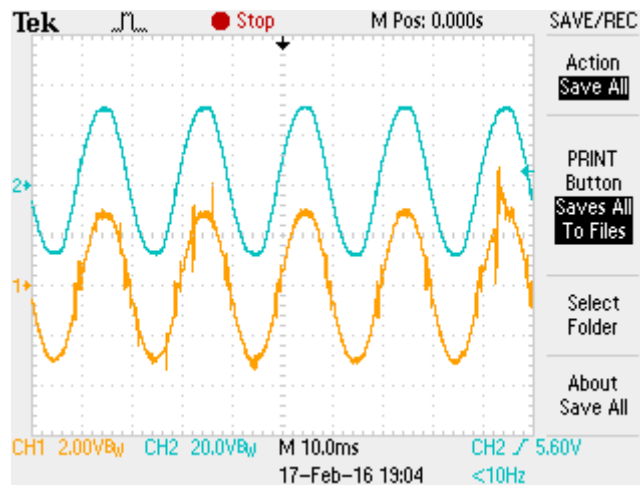


Рис. 6.22. Выходной ток инвертора (напряжение шунта) и напряжение на вторичной обмотке трансформатора

В алгоритме управления предусмотрена защита от рассинхронизации. При потере синхронизации формирование ШИМ прекращается и ключи отключаются. При возобновлении синхронизации подача энергии в сеть автоматически возобновляется. Это проиллюстрировано осциллограммами на рис. 6.23.

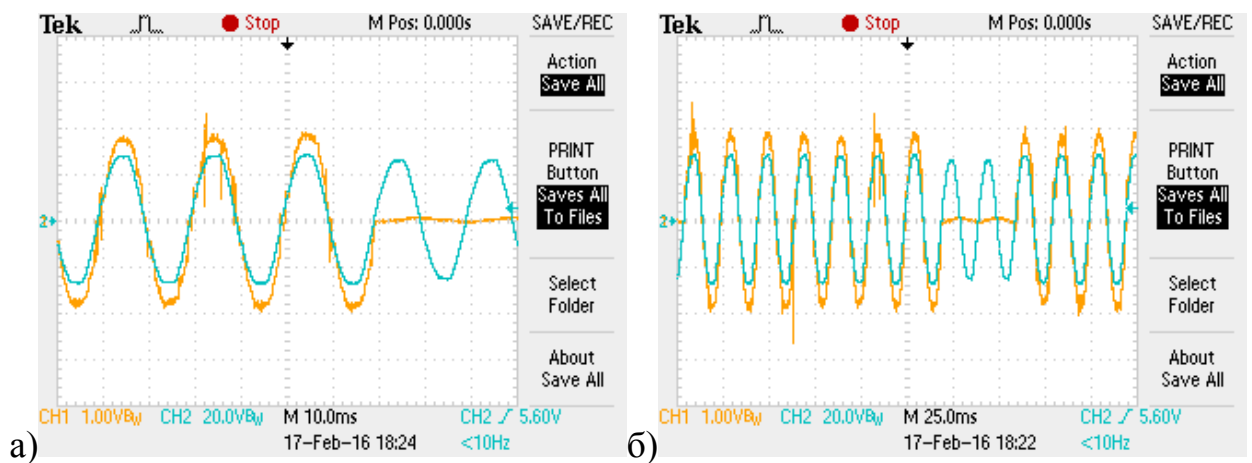


Рис. 6.23. Иллюстрация работы программной защиты от потери синхронизации

Скриншот терминала в момент установки флага синхронизации приведен на рис. 6.24.

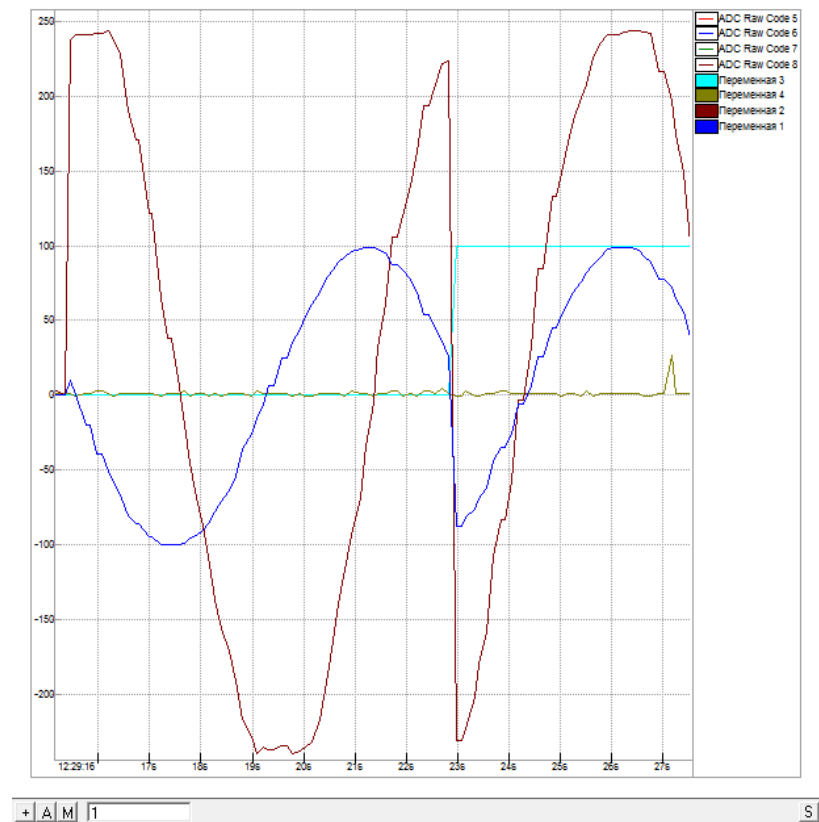


Рис. 6.24. Установка флага синхронизации

Немаловажную роль играют пропорциональный и интегральный коэффициенты регулятора тока. Осциллограммы работы системы с разными значениями регуляторов (и заданий на ток) приведены на рис. 6.25.

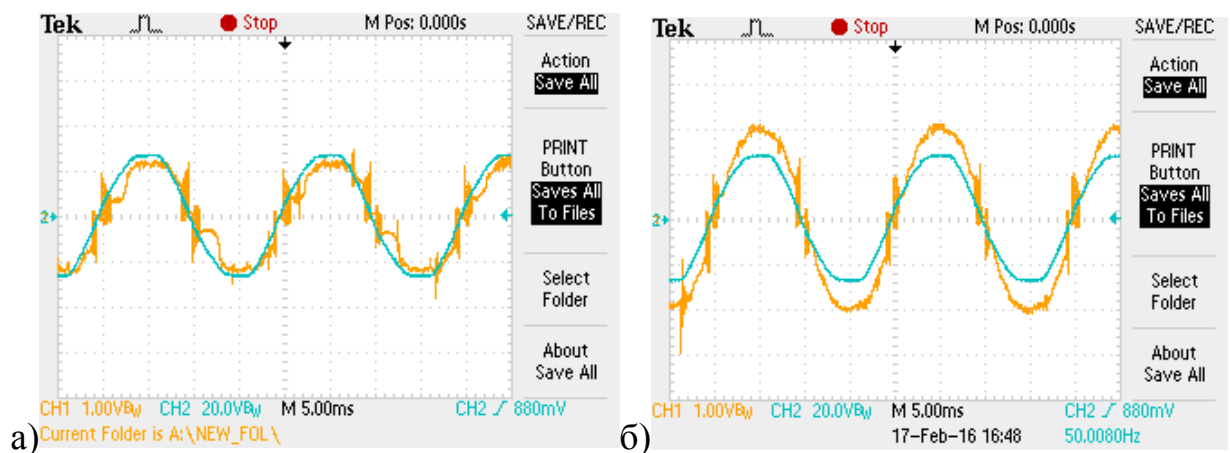


Рис. 6.25. Работа системы при разных коэффициентах регулятора тока

При работе через трансформатор в сеть выдавался ток до 4 А (рис. 6.26)

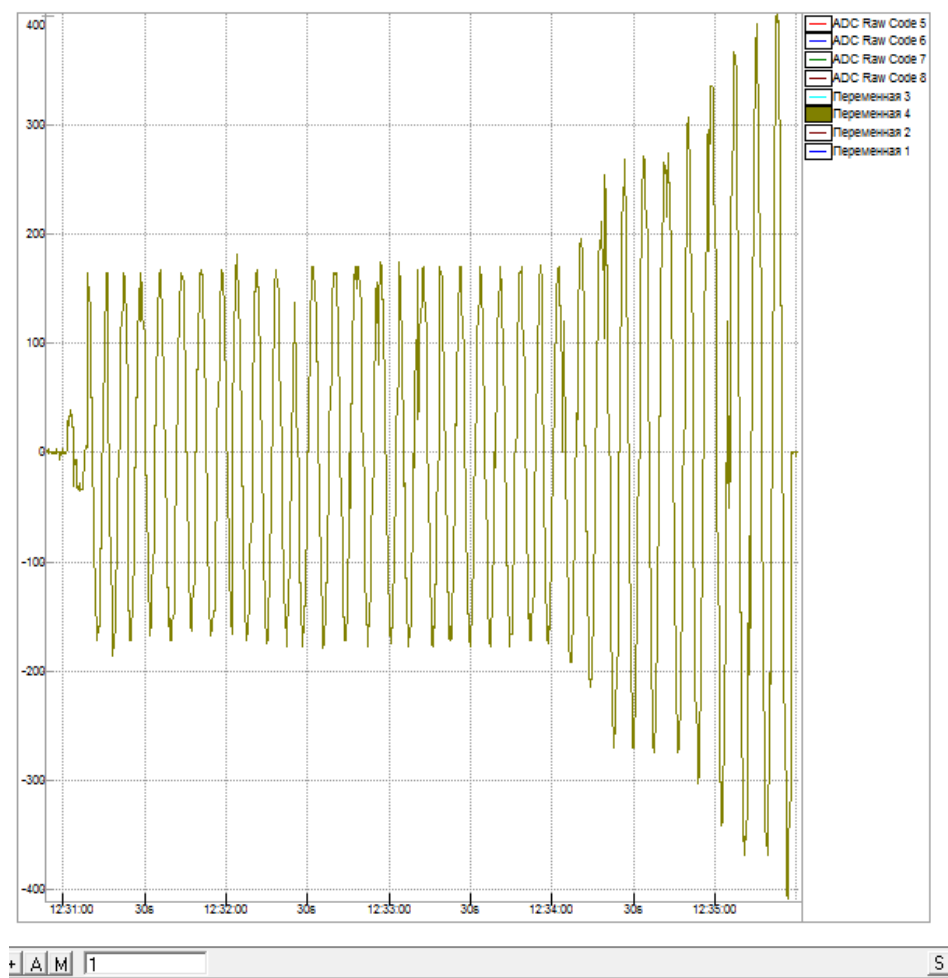


Рис. 6.26. График выходного тока инвертора при работе на сеть через трансформатор

В ходе проведения экспериментов были так же выполнены опыты по работе инвертора на сеть 220 В, 50 Гц через автотрансформатор.

Автотрансформатор был необходим для того, чтобы подстраивать коэффициенты регуляторов при повышении напряжения. Результат работы на сеть через ЛАТР приведен в виде скриншота терминала (рис. 6.27), амплитуда выходного напряжения ЛАТРА равнялась 170 В. В сеть выдавался синусоидальный ток амплитудой 1 А.

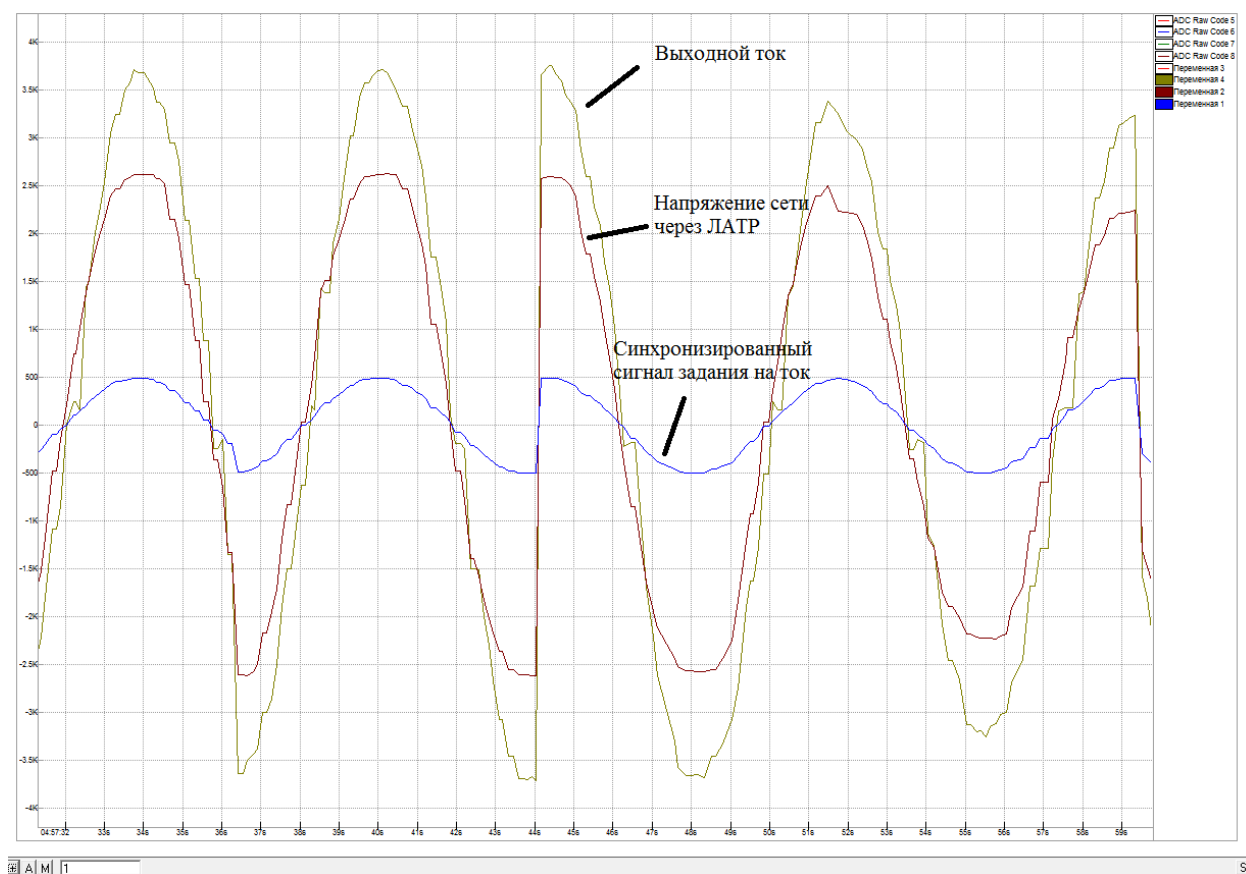


Рис. 6.27. Работа на сеть 220 В через ЛАТР

Помимо всего прочего, был рассмотрен случай, когда входного постоянного напряжения инвертора недостаточно для того, чтобы сформировать синусоидальный ток в сети 220 В. Результаты приведены на рис. 6.28. При совместной работе с повышающим преобразователем напряжения ток вновь принимает синусоидальную форму.

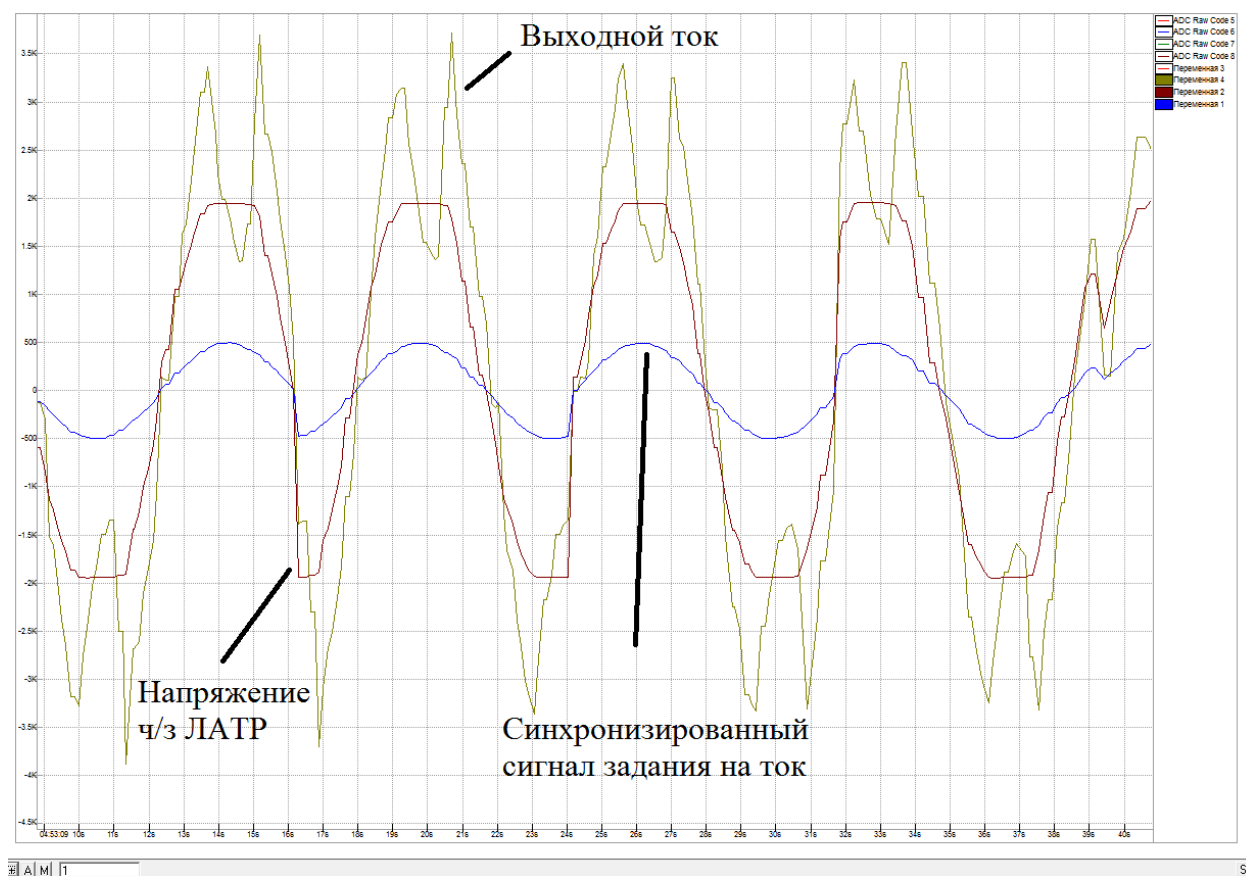


Рис. 6.28. Работа на сеть 220 В через ЛАТР при низком входном напряжении

7. ФИНАНСОВЫЙ МЕНЕДЖМЕНТ

7.1. Потенциальные потребители результатов исследования

Целевой рынок: Разработка может использоваться частными лицами и предприятиями для компенсации части энергозатрат в дневное время. Также разработка может использоваться как элемент структуры солнечной электростанции (СЭС).

Основные сегменты рынка:

- **Кош-Агачская солнечная электростанция.** Крупнейшая из построенных в России на момент постройки сетевая солнечная электростанция и первый собственный объект генерации энергии Республики Алтай. Мощности Кош-Агачской солнечной электростанции достаточно для обеспечения стабильного электроснабжения не менее 1000 домохозяйств.

- **Солнечная электростанция 2 МВт в г. Капшагай, Алматинской области.** По состоянию на 17.05.2016 г. солнечная электрическая станция с установленной мощностью 2 МВт работает в плановом режиме.

- **Абаканская СЭС.** Годовое производство электроэнергии – 6,5 млн. кВтч. На станции установлено более 20 тысяч солнечных модулей, а ее площадь равна 18 га.

Основными сегментами, на которые необходимо ориентироваться это предприятия, представленные выше, но так же необходимо не упускать и возможность сотрудничества с более мелкими компаниями в тех же отраслях.

Привлекательными сегментами рынка для предприятия в будущем могут стать физические лица, владеющие частными домами [59].

7.2. Анализ конкурентных технических решений с позиции ресурсоэффективности и ресурсосбережения

Анализ конкурентных технических решений с позиции ресурсоэффективности и ресурсосбережения позволяет провести оценку сравнительной эффективности научной разработки и определить направления для ее будущего повышения.

Данный анализ проводится с помощью оценочной карты, приведенной в таблице 7.1.

Таблица 7.1 – Оценочная карта для сравнения конкурентных технических решений (разработок)

Критерии оценки	Вес критерия	Баллы			Конкурентоспособность		
		Б _ф	Б _{к1}	Б _{к2}	К _ф	К _{к1}	К _{к2}
1	2	3	4	5	6	7	8
Технические критерии оценки ресурсоэффективности							
1. Повышение производительности труда пользователя	0,07	5	4	4	0,35	0,28	0,28
2. Удобство в эксплуатации (соответствует требованиям потребителей)	0,087	5	3	3	0,435	0,261	0,261
3. Помехоустойчивость	0,1	5	5	5	0,5	0,5	0,5
4. Энергоэкономичность	0,094	5	4	3	0,47	0,376	0,282
5. Надежность	0,09	5	5	5	0,45	0,45	0,45
6. Уровень шума	0,066	5	5	5	0,33	0,33	0,33
7. Безопасность	0,087	5	5	5	0,435	0,435	0,435
8. Потребность в ресурсах памяти	0,083	5	5	5	0,415	0,415	0,415
9. Функциональная мощность (предоставляемые возможности)	0,08	5	4	3	0,4	0,32	0,24
10. Простота эксплуатации	0,083	5	5	5	0,415	0,415	0,415
11. Качество интеллектуального интерфейса	0,087	5	5	5	0,435	0,435	0,435
12. Возможность подключения в сеть ЭВМ	0,07	5	5	5	0,35	0,35	0,35
Экономические критерии оценки эффективности							
1. Конкурентоспособность продукта	0,13	5	3	3	0,65	0,39	0,39
2. Уровень проникновения на рынок	0,13	5	3	4	0,65	0,39	0,52
3. Цена	0,14	5	2	3	0,7	0,28	0,42
4. Предполагаемый срок эксплуатации	0,12	5	5	5	0,6	0,6	0,6
5. Послепродажное обслуживание	0,09	4	5	5	0,36	0,45	0,45
6. Финансирование научной разработки	0,13	5	5	5	0,65	0,65	0,65
7. Срок выхода на рынок	0,14	5	5	5	0,7	0,7	0,7
8. Наличие сертификации разработки	0,12	1	5	5	0,12	0,6	0,6

Итого	1						
--------------	---	--	--	--	--	--	--

Для проведения данного анализа сравнение проводится с двумя действующими сетевыми инверторами: 1) Conext RL - Однофазный сетевой инвертор 3 кВт; 2) Steca Grid 8000+ (8000 - 10000 Вт). Анализ конкурентных технических решений:

$$K = \sum V_i \cdot B_i \quad (5.2.1)$$

где K – конкурентоспособность научной разработки или конкурента;

V_i – вес показателя (в долях единицы);

B_i – балл i -го показателя.

7.3. FAST-анализ

7.3.1. Выбор объекта FAST-анализа

Объектом FAST-анализа является сетевой инвертор солнечных батарей.

7.3.2. Описание главной, основных и вспомогательных функций, выполняемых объектом

Функции объекта:

Главная функция: однофазный сетевой инвертор, чья задача заключается в формировании синусоидального тока в фазе с сетевым напряжением 220 В частотой 50 Гц.

Основные функции объекта исследования: повышающий преобразователь напряжения, который преобразует постоянное напряжение солнечных батарей в более высокое для последующего преобразования в переменное напряжение; шкаф управления, управляет режимами работы ППН и сетевого инвертора, осуществляет вывод параметров на дисплей.

Вспомогательные функции: контроллер точки максимальной мощности солнечных батарей, для передачи максимально возможной энергии СБ в сеть.

Таблица 7.2 – Классификация функций, выполняемых объектом исследования

Наименование детали (узла, процесса)	Количество деталей на узел	Выполняемая функция	Ранг функции		
			Главная	Основная	Вспомогательная
Однофазный сетевой инвертор	1	Получение синусоидального тока	*		
Повышающий преобразователь напряжения	1	Согласование уровней напряжения		*	
Шкаф управления	1	Управление ППН и инвертором		*	
Контроллер точки максимальной мощности	1	Отслеживание точки максимальной мощности ВАХ СБ			*

7.3.3. Определение значимости выполняемых функций объектом

Строим матрицу смежности функции и преобразуем матрицу смежности в матрицу количественных соотношений функций.

Таблица 7.3 – Матрица смежности

	1	2	3	4	Итог	Значимость функции
1 Однофазный сетевой инвертор	1	1	1,5	1,5	5	0,3125
2 Повышающий преобразователь напряжения	1	1	1,5	1,5	5	0,3125
3 Шкаф управления	0,5	0,5	1	1	3	0,1875
4 Контроллер точки максимальной мощности	0,5	0,5	1	1	3	0,1875
					16	1

7.4. Анализ стоимости функций выполняемых объектом исследования

Расчет стоимости функций приведен в таблице 7.4.

Таблица 7.4 – Определение стоимости функций, выполняемых объектом исследования

Наименование детали (узла, процесса)	Количество деталей на узел	Функция	Себестоимость, руб. за шт.
1 Сетевой инвертор	1	Получение синусоидального тока	50000
2 Повышающий преобразователь напряжения	1	Согласование уровней напряжения	30000
3 Шкаф управления	1	Управление ППН и инвертором	20000
4 Контроллер точки максимальной мощности	1	Отслеживание точки максимальной мощности	15000
			115000

7.4.1. Построение функционально-стоимостной диаграммы объекта и ее анализ

Информация об объекте исследования, собранная в рамках предыдущих стадий, на данном этапе обобщается в виде функционально-стоимостной диаграммы (ФСД) рисунке 7.1.

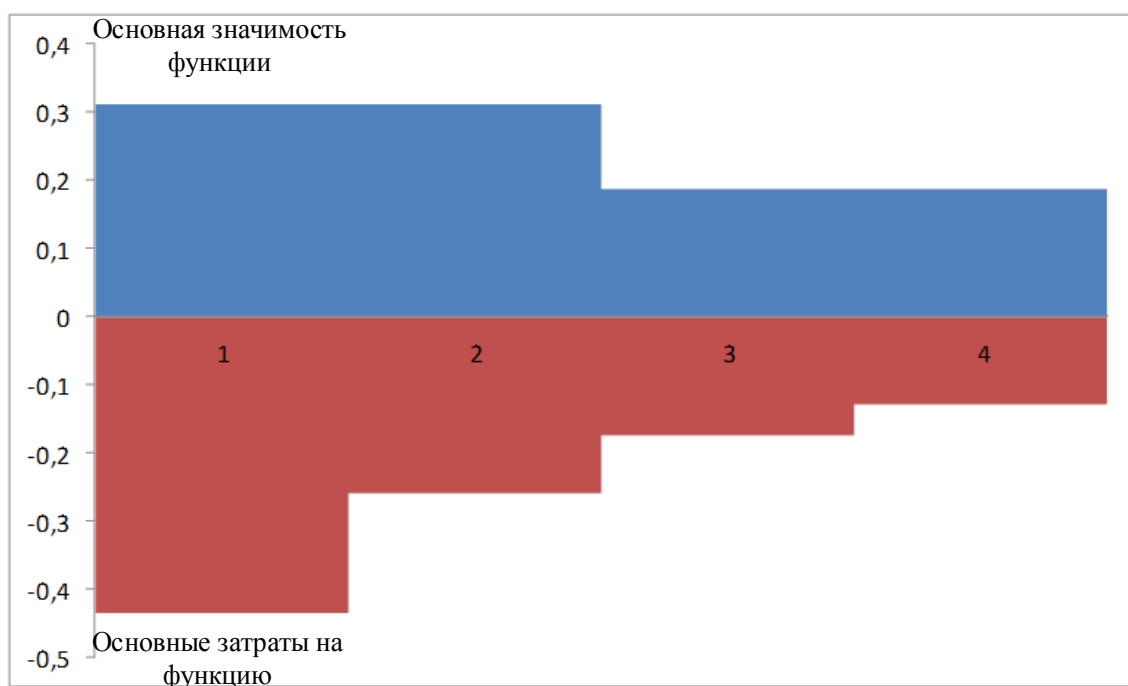


Рис. 7.1. Функционально-стоимостная диаграмма

Анализ приведенной выше ФСД показывает наличие рассогласования по функции 1. Необходимо провести работы по ликвидации данной диспропорции.

7.4.2. Оптимизация функций выполняемых объектом

Экономия будут осуществляться за счет применения принципиально новых конструкторских решений, унификации сборочных единиц и деталей, совмещения функций в сборочных единицах и деталях.

В результате проведения FAST-анализа выявлено, что снижение затрат на единицу полезного эффекта, достигнуто путем повышения качества при сохранении уровня затрат, а так же уменьшения затрат при сохранении уровня качества, сокращения затрат при обоснованном снижении технических параметров до их функционально необходимого уровня. Повышения качества при некотором, экономически оправданном увеличении затрат.

7.5. Диаграмма Исикава

Диаграмма причины-следствия Исикавы (Cause-and-Effect-Diagram) - это графический метод анализа и формирования причинно-следственных связей, инструментальное средство для систематического определения причин проблемы и последующего графического представления [12].

Причинно-следственная диаграмма представлена на рисунке 7.2.

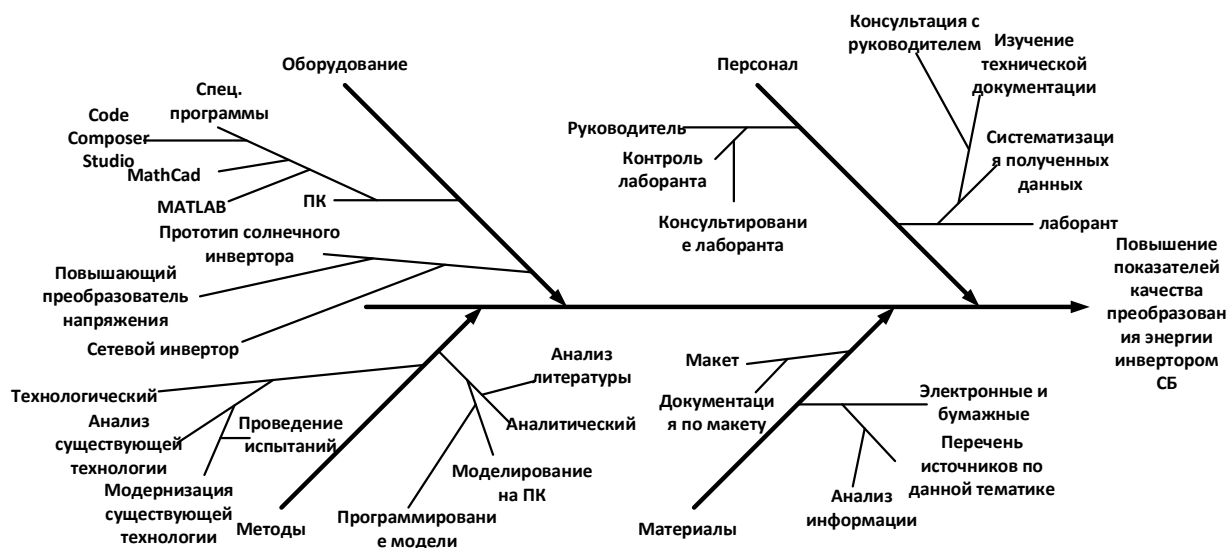


Рис 7.2. Причинно-следственная диаграмма

7.6. SWOT-анализ

SWOT – Strengths (сильные стороны), Weaknesses (слабые стороны), Opportunities (возможности) и Threats (угрозы) – представляет собой комплексный анализ научно-исследовательского проекта. SWOT-анализ применяют для исследования внешней и внутренней среды проекта.

Таблица 7.5 – SWOT-анализ

Сильные стороны 1. Повышение производительности труда пользователя. 2. Экономичность и энергоэффективность технологии. 3. Более низкая стоимость производства по сравнению с другими подобными технологиями. 4. Наличие прототипа научной разработки.	Слабые стороны 1. Недостаточная квалификация кадров по работе с научной разработкой.
Возможности 1. Использование ресурсной научной базы технических ВУЗов Томска. 2. Использование информации по аналогичным наработкам в интернете.	Угрозы 1. Отсутствие спроса на новые технологии производства. 2. Введение дополнительных государственных требований к сертификации продукции.

3. Использование информации от предприятия заказчика. 4. Использование информации выложенной в общий доступ компаниями, занимающимися подобными разработками.	3. Несвоевременное финансовое обеспечение научного исследования со стороны государства.
--	---

7.7. Оценка готовности проекта к коммерциализации

Оценка степени готовности научной разработки к коммерциализации и выяснение уровня ее завершения. Для этого заполняется специальная форма, содержащая показатели о степени проработанности проекта с позиции коммерциализации и компетенциям разработчика научного проекта. Перечень вопросов приведен в табл. 7.6.

Таблица 7.6 – Бланк оценки степени готовности научного проекта к коммерциализации

№ п/п	Наименование	Степень проработанности научного проекта	Уровень имеющихся знаний у разработчика
1	Определен имеющийся научно-технический задел	4	4
2	Определены перспективные направления коммерциализации научно-технического задела	4	4
3	Определены отрасли и технологии (товары, услуги) для предложения на рынке	4	4
4	Определена товарная форма научно-технического задела для представления на рынок	3	3
5	Определены авторы и осуществлена охрана их прав	1	2
6	Проведена оценка стоимости интеллектуальной собственности	2	3
7	Проведены маркетинговые исследования рынков сбыта	1	2
8	Разработан бизнес-план коммерциализации научной разработки	2	2
9	Определены пути	2	2

	продвижения научной разработки на рынок		
10	Разработана стратегия (форма) реализации научной разработки	1	2
11	Проработаны вопросы международного сотрудничества и выхода на зарубежный рынок	1	2
12	Проработаны вопросы использования услуг инфраструктуры поддержки, получения льгот	1	1
13	Проработаны вопросы финансирования коммерциализации научной разработки	1	1
14	Имеется команда для коммерциализации научной разработки	1	1
15	Проработан механизм реализации научного проекта	4	4
	ИТОГО БАЛЛОВ	32	37

$$B_{\text{сум}} = B_i \quad (5.6.1)$$

где $B_{\text{сум}}$ – суммарное количество баллов по каждому направлению;

B_i – балл по i -му показателю.

7.8. Методы коммерциализации результатов научно-технического исследования

При коммерциализации научно-технических разработок продавец, преследует вполне определенную цель, куда он намерен направить полученный коммерческий эффект. Это может быть получение средств, для продолжения своих научных исследований и разработок, одnorазовое получение финансовых ресурсов для каких-либо целей или для накопления,

обеспечение постоянного притока финансовых средств, а также их различные сочетания [12].

Для коммерциализации объекта исследования и обоснования его целесообразности, были проработаны следующие методы коммерциализации научной разработки.

- 1) Торговля патентными лицензиями.
- 2) Передача интеллектуальной собственности в уставной капитал предприятия.

Были выбраны два метода коммерциализации, поскольку они являются менее затратными.

7.9. Управления научно-техническим проектом

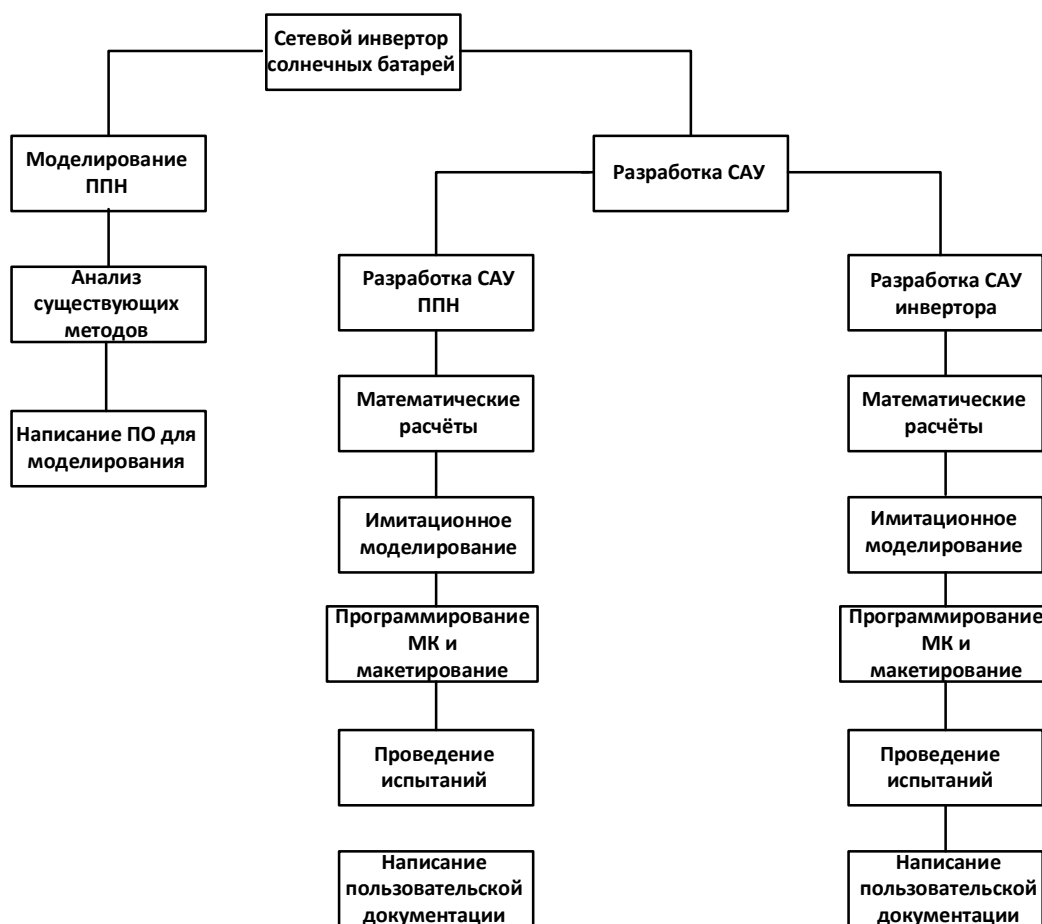


Рис. 7.3. Иерархическая структура работ проекта

7.10. Контрольные события проекта

Таблица 7.7 – Контрольные события проекта

№ п/п	Контрольное событие	Дата	Результат
1	Разработка программы в среде MATLAB для моделирования динамики ППН	10.10.2014	Документ в формате Word
2	Разработка САУ ППН в режиме стабилизатора	15.03.2015	Проект Code Composer Studio
3	Разработка САУ для поиска точки максимальной мощности	20.07.2015	Проект Code Composer Studio
4	Статья в журнал	03.03.2016	Публикация
5	Разработка САУ инвертора	10.05.2016	Проект Code Composer Studio

7.11. План проекта

Для выполнения целесообразного и рационального планирования, необходимо разработать календарный план, который включает в себя основные этапы разработки и создания проекта. Разработанный календарный план представлен в таблице 7.8.

Таблица 7.8 – Календарный план проекта

Код работы	Название	Длительность, дни	Дата начала работ	Дата окончания работ	Состав участников
1	Выбор направления исследования	1	10.09.14	10.09.14	Михальченко С.Г., Рускин В.А.
2	Составление технического задания	1	11.09.14	11.09.14	Михальченко С.Г., Рускин В.А.
3	Изучение литературы	9	11.09.14	20.09.14	Рускин В.А.
4	Математическое моделирование ППН	96	20.09.14	25.12.2014	Михальченко С.Г., Рускин В.А.
5	Разработка САУ ППН	193	20.01.15	01.08.2015	Миллер А.В., Рускин В.А.
6	Разработка САУ инвертора	243	10.09.15	10.05.2016	Миллер А.В., Рускин В.А.

Для предоставления календарного плана более наглядным образом, используем диаграмму Ганта (таблица 7.9). Диаграмма Ганта представляет собой тип столбчатых диаграмм, которые применяются для иллюстрации графика или плана работ, для различных проектов. Данные диаграммы используются в качестве одного из методов, при планировании проектов. Момент начала и завершения работы на диаграмме определяются концами полос, а протяжённость характеризует длительность работы. Вертикальная ось отображает перечень поставленных задач.

Таблица 7.9 – Диаграмма Ганта

Раб.	Кол-во дней	Исп.	Дни					
			1	2	11	107	300	543
1	1	2	■					
2	1	2		■				
3	9	1			■			
4	96	2				■		
5	193	2					■	
6	243	2						■

Также, на диаграмме Ганта можно выделить совокупные задачи, отметить проценты завершения, отметить метки ключевых моментов (вехи) и др. Веха представляет собой метку значимого момента в ходе выполнения работ, общую границу двух или более задач. Веха является важным понятием диаграммы Ганта и позволяет наглядным образом подчеркнуть нужду синхронизации в выполнении различных работ.

7.12. Заработная плата

Статья ЗП:

$$C_{ЗП} = Z_{\text{осн.}} + Z_{\text{доп.}} = 74286,01 + 7428,6 = 81714,61 \text{ Руб.} \quad (7.1)$$

где $Z_{\text{осн}}$ – основная заработная плата, руб.;

$Z_{\text{доп}}$ – дополнительная заработная плата, руб.

Основная заработная плата:

$$Z_{\text{осн.}} = Z_{\text{дн.}} \cdot T_{\text{раб.}} = 905,93 \cdot 82 = 74286,01 \text{ Руб.} \quad (7.2)$$

где $Z_{\text{осн}}$ – основная заработная плата одного работника;

$T_{\text{р}}$ – продолжительность работ, выполняемых научно-техническим работником, раб. дн.;

$Z_{\text{дн}}$ – среднедневная заработная плата работника, руб.

Среднедневная заработная плата:

$$Z_{\text{дн.}} = \frac{Z_{\text{м}} \cdot M}{F_{\text{д}}} = \frac{6278,59 \cdot 11,2}{222} = 905,93 \text{ Руб.} \quad (7.3)$$

где $Z_{\text{м}}$ – месячный должностной оклад работника, руб.;

M – количество месяцев работы без отпуска в течение года;

$F_{\text{д}}$ – действительный годовой фонд рабочего времени научно-технического персонала, раб. дн. (табл. 7.10).

Таблица 7.10 – Баланс рабочего времени

Показатели рабочего времени	Руководитель	Инженер
Календарное число дней	365	365
Количество нерабочих дней		
- выходные дни	96	96
- праздничные дни	19	19
Потери рабочего времени		
- отпуск	28	28
- невыходы по болезни	0	0
Действительный годовой фонд рабочего времени	222	222

Месячный должностной оклад работника:

$$Z_{\text{м}} = Z_{\text{б}} \cdot k_{\text{пр}} + k_{\text{д}} \cdot k_{\text{р}} = 6278,59 \cdot 0,1 + 2,1 \cdot 1,3 = 17956,77 \text{ Руб.} \quad (7.4)$$

где $Z_{\text{б}}$ – базовый оклад, руб.;

$k_{\text{пр}}$ – премиальный коэффициент;

k_d – коэффициент доплат и надбавок;

k_p – районный коэффициент, равный 1,3 (для Томска).

Таблица 7.11 – Расчёт основной заработной платы

Исполнители	$З_{б,}$ руб.	$k_{п}$ р	k_d	k_p	$З_{м,}$ руб.	$З_{дн,}$ руб.	$T_{р,}$ раб. дн.	$З_{осн,}$ руб.
Руководитель	23264,86	0,1	1,15	1,3	37805,4	1907,3	82	156398,55
Инженер	6278,59	0,1	2,1	1,3	17956,77	905,93	82	74286,01

Дополнительная заработная плата:

$$З_{доп.} = З_{осн.} \cdot k_{доп.} = 74286,01 \cdot 0,1 = 7428,6 \quad (7.5)$$

где $З_{доп.}$ – дополнительная заработная плата, руб.;

$k_{доп.}$ – коэффициент дополнительной зарплаты;

$З_{осн.}$ – основная заработная плата, руб.

Таблица 7.12 – Заработная плата исполнителей НТИ

Заработная плата	Руководитель	Инженер
Основная зарплата	156398,55	74286,01
Дополнительная зарплата	15639,86	7428,6
Итого по статье $C_{зп}$	172038,4	81714,61

Отчисления на социальные нужды:

$$C_{внеб.инженер} = k_{внеб.} \cdot З_{осн.} \cdot З_{доп.} = 0,2 \cdot 81714,61 = 16342,92 \quad (7.6)$$

$$C_{внеб.руковод} = k_{внеб.} \cdot З_{осн.} \cdot З_{доп.} = 0,2 \cdot 172038,4 = 34407,68 \quad (7.7)$$

где $k_{внеб.}$ – коэффициент отчислений на уплату во внебюджетные фонды.

7.13. Матрица ответственности

Таблица 7.13 – Матрица ответственности

Этапы проекта	И/магистрант	О/Миллер А.В.	С/Руководитель
Изучение литературы	*		

Составление технического задания	*		*
Математическое моделирование ППН	*		*
Разработка САУ ППН	*	*	
Разработка САУ инвертора	*	*	*
Статья на конференцию	*		*

На основании сравнения конкурентного технического решения по повышению показателей качества сетевого инвертора, принято решение, о целесообразности проведения разработки. Однако, детальная оценка экономической эффективности, выходит за пределы данного исследования и нуждается в дальнейшей проработке.

8. СОЦИАЛЬНАЯ ОТВЕТСТВЕННОСТЬ

8.1. Введение

В последнее время этические проблемы техники все больше выходят на первый план в связи с повышением социальной ответственности ученого, инженера, проектировщика в современном обществе, потому что конечная цель техники - это служение людям, но без нанесения ущерба другим людям и природе. Техника не может более рассматриваться как ценностно нейтральная и должна отвечать не только технической функциональности, но и критериям экономичности, улучшения жизненного уровня, безопасности, здоровья людей, качества окружающей природной и социальной среды и т.п. В связи с этим активно обсуждается вопрос о том, что такое экологическая, компьютерная, хозяйственная этика и т.д. Перенесенный в социальную сферу этот теоретический вопрос приобретает практическое звучание: каковы условия реализации профессиональной, в частности инженерной, этики. Инженер обязан прислушиваться не только к голосу ученых и технических специалистов, к голосу собственной совести, но и к общественному мнению. Каждый раз, принимая какое-либо конкретное техническое решение, он несет за него и моральную ответственность, особенно если неверно принятое решение повлечет за собой негативные последствия, хотя и не всегда прямую

или юридическую ответственность. Даже сухие технические стандарты служат, в конечном счете, достижению безопасности и надежности производимой техники. Если инженер и проектировщик не предусмотрели наряду с ее экономичным и четким - с точки зрения технических требований - использованием также безопасного, бесшумного, удобного, экологичного и т.п. применения, из средства служения людям техника может стать враждебной человеку и даже подвергнуть опасности само существование человечества.

8.2. Вредные и опасные производственные факторы

Вредные и опасные производственные факторы, соответствующие солнечным электростанциям, представлены в таблице 8.1 согласно ГОСТ 12.0.003-74 [60].

Таблица 8.1 – Опасные и вредные факторы при выполнении работ в лаборатории

Наименование видов работ	Факторы (ГОСТ 12.0.003-74)	Нормативные документы
	Вредные	
1	2	3
Работа с инвертором солнечных батарей в лаборатории	1. Повышенный уровень шума на рабочем месте;	ГОСТ 12.1.003-83
	2. Отсутствие или недостаток естественного света, недостаточное освещение рабочего места;	СНиП 23-05-95
	3. Воздействие электромагнитного излучения;	ГОСТ 12.1.002-84
	4. Повышенная или пониженная температура воздуха рабочей зоны	СанПиН 2.2.4.548-96
Опасные		
Работа с инвертором солнечных батарей в лаборатории	1. Повышенное значение напряжения в электрической цепи, замыкание которое может пройти через тело человека;	ГОСТ 12.1.038–82 ССБТ

*Повышенное значение напряжения в электрической цепи, замыкание
которое может пройти через тело человека*

Оборудование, находящееся в пределах рабочей площадки, работает от электрического тока. Как следствие, существует вероятность поражения электрическим током рабочего. Проходя через человека электрический ток воздействует на организм следующим образом:

- Биологическое воздействие.

Выражается в раздражении и возбуждении живых клеток организма, что приводит к непроизвольным судорожным сокращениям мышц, нарушению нервной системы, органов дыхания и кровообращения. При этом могут наблюдаться обмороки, потеря сознания, расстройство речи, судороги, нарушение дыхания. Тяжелая электротравма нарушает функции мозга, дыхания, сердца до полной их остановки, что приводит к гибели пострадавшего. Наиболее частой причиной смерти от электротравмы является фибрилляция желудочков сердца, при которой нарушается сократительная способность мышц сердца.

- Электролитическое воздействие.

Проявляется в разложении плазмы крови и др. органических жидкостей, что может привести к нарушению их физико-химического состава.

- Термическое воздействие.

Сопровождается ожогами участков тела и перегревом отдельных внутренних органов, вызывая в них различные функциональные расстройства. Ожоги вызываются тепловым действием электрического тока или электрической дуги.

В настоящее время, согласно ГОСТ 12.4.011-89 ССБТ «Средства защиты работающих. Классификация», существуют следующие средства защиты от повышенного значения напряжения в электрической цепи, замыкание которой может произойти через тело человека:

- оградительные устройства;

- устройства автоматического контроля и сигнализации;
- изолирующие устройства и покрытия;
- устройства защитного заземления и зануления;
- устройства автоматического отключения;
- устройства выравнивания потенциалов и понижения напряжения;
- устройства дистанционного управления;
- предохранительные устройства;
- молниеотводы и разрядники;
- знаки безопасности.

8.3. Производственная санитария

*Отсутствие или недостаток естественного света, недостаточное
освещение рабочего места*

Комфортные условия труда во многом зависят от освещения производственных помещений. Рациональное освещение повышает безопасность работ и производительность труда. Несоответствие нормативным показателям освещения или неправильная установка источников света могут быть причиной быстрой утомляемости работающих, а также несчастного случая.

Всеобщим межотраслевым документом, содержащим нормы естественного и искусственного освещения предприятий, является СНиП 23-05-95.

К системам освещения предъявляются следующие требования:

- Соответствие освещенности на рабочих местах характеру зрительной работы. До определенного уровня увеличение освещенности повышает производительность труда за счет улучшения условий видения

объектов. Дальнейшее увеличение освещенности экономически нецелесообразно;

- Достаточно равномерное распределение яркости на рабочей поверхности. При неравномерной яркости глаз вынужден в процессе работы переадаптироваться, что ведет к утомлению зрения;
- Отсутствие резких теней на рабочих поверхностях. Резкие тени, находящиеся в поле зрения человека, искажают размеры и формы объектов различения. Это повышает утомление зрения; движущиеся тени могут привести к травмам;
- Постоянство освещенности во времени. Колебания освещенности вызывают необходимость переадаптации глаза и приводят к значительному утомлению;
- Правильная цветопередача. Спектральный состав света должен соответствовать характеру работы;
- Обеспечение электро-, взрыво- и пожаробезопасности;
- Экономичность.

Нормы рабочего освещения приведены в таблице 8.2. Пайка SMD-компонентов относится к зрительным работам высокой точности (III, б). При этом контраст компонентов с фоном печатной платы средний.

Таблица 8.2. Нормы освещённости на рабочих местах производственных помещений при искусственном освещении (по СНиП 23-05-95)

Характеристики зрительной работы	Наименьший размер объекта различения, мм	Разряд зрительной работы	Подразряд зрительной работы	Контраст объекта с фоном	Характеристика фона	Искусственное освещение		
						Освещённость, лк		
						При системе комбинированного освещения		При системе общего освещения
						всего	в том числе от общего	
1	2	3	4	5	6	7	8	9
Высокой точности	Св. 0,30 до 0,50	III	а	Малый	Тёмный	2000 1500	200 200	500 400
			б	Малый Средний	Средний Тёмный	1000 750	200 200	300 200

			в	Малый Средний Большой	Светлый Средний Тёмный	750 600	200 200	300 200
			г	Средний Большой «	Светлый « Средний	400	200	200

В соответствии с таблице 8.2 принимаем, что освещённость при использовании искусственного освещения должна составлять 1000 лк при системе комбинированного освещения.

Повышенный уровень шума на рабочем месте

В результате исследований установлено, что шум и вибрация ухудшают условия труда, оказывают вредное воздействие на организм человека. Действие шума различно: затрудняет разборчивость речи, вызывает снижение работоспособности, повышает утомляемость, вызывает необратимые изменения в органах слуха человека. Шум воздействует не только на органы слуха, но и на весь организм человека через центральную нервную систему. Ослабляет внимание, ухудшается память, снижается реакция, увеличивается число ошибок при работе.

Таблица 8.3. Предельно допустимые уровни звука и эквивалентные уровни звука на рабочих местах для трудовой деятельности разных категорий тяжести и напряженности в дБА

Категория напряженности	Категория тяжести трудового процесса				
Трудового процесса	Легкая физическая нагрузка	Средняя физическая нагрузка	Тяжелый труд 1 степени	Тяжелый труд 2 степени	Тяжелый труд 3 степени
Напряженность легкой степени	80	80	75	75	75
Напряженность	70	70	65	65	65

средней степени					
Напряженный труд 1 степени	60	60	-	-	-
Напряженный труд 2 степени	50	50	-	-	-

Перечень мероприятий по снижению уровня шума:

- наличие подвесного потолка, который служит звукопоглощающим устройством;
- использование звукопоглощающих материалов;
- применение на рабочих местах звукогасящих экранов;
- уменьшение площади стеклянных ограждений и оконных проемов.

Уровень температуры воздуха рабочей зоны

Превышение предельно допустимой температуры воздушной среды рабочих зон может возникнуть в смесеприготовительных отделениях, оборудованных печами для сушки песка и глины, а также в стержневых отделениях, где в местах извлечения стержней из сушильных печей температура воздуха может достигать 50°C и более. Для плавильных отделений характерен резкий перепад температур, когда высокая температура воздуха, окружающего плавильные печи, снижается по мере удаления от них на некоторое сравнительно небольшое расстояние до более низкого значения. Такой перепад температур особенно резко выражается в холодный период года.

Понижение температуры воздушной среды до установленных санитарных норм обеспечивается применением водяного или воздушного

охлаждения нагретых поверхностей и ограждений, с тем чтобы их температура не превышала 45°C, а также устройством общеобменной и местной вытяжной вентиляции. Для облегчения условия работы используют также воздушное душирование, т. е. обдувку рабочего направленным потоком воздуха со скоростью 2—3 м/с (рис. 1). При этом снижается температура на поверхности одежды рабочего и облегчается отдача тепла его организмом. На участках, где невозможно по тем или иным причинам применить подобные устройства, используют в тех же целях передвижные пропеллерные установки.

Допустимые нормы параметров микроклимата установлены по критериям допустимого теплового и функционального состояния человека на период 8-часовой рабочей смены. Они не вызывают повреждений или нарушений состояния здоровья, но могут приводить к возникновению общих и локальных ощущений теплового дискомфорта, напряжению механизмов терморегуляции, ухудшению самочувствия и понижению работоспособности.

Таблица 8.4. Нормы микроклимата по ГОСТ 12.1 005-88 и СанПиН 2.2.4.548-

96

Период года	Категория работ	Температура воздуха, $t_{в}$ °C		Температура поверхностей, $t_{п}$ °C		Относительная влажность воздуха, W%		Скорость движения воздуха, v м/с	
		Оптим.	Допуст.	Оптим	Допуст.	Оптим.	Допуст. При:	Оптим. не более	Допуст. не более
	легкая—Iб	21-23	19-24	20-24	18-25	40-60	При $t_{в} \leq 24$ W=15-75	0,1	0,1-0,2
	легкая—Iб	22-24	20-28	21-25	19-29	40-60	При $t_{в} \leq 24$ W=15-75	0,1	0,1-0,3

Воздействие электромагнитного излучения

Источниками электромагнитных полей промышленной частоты 50 Гц являются все электроустановки переменного тока: линии электропередачи (ЛЭП), распределительные устройства, электросварочное оборудование, высоковольтное электрооборудование промышленного, научного и медицинского назначения и др.

Источниками электромагнитных полей (излучений) радиочастотного диапазона являются генерирующее, передающее и излучающее оборудование радио- и телевизионных центров, радиолокационных станций, установки высокочастотной термообработки, высокочастотные установки для нагрева металла и диэлектриков, физиотерапевтические аппараты и пр.

По законам физики изменения в веществе может вызвать только та часть энергии излучения, которая поглощается этим веществом, а отраженная или проходящая через него энергия действия не оказывает. Электромагнитные волны лишь частично поглощаются тканями биологического объекта, поэтому биологически и эффект зависит от физических параметров электромагнитного излучения: длины волны (частоты колебаний), интенсивности и режима излучения (непрерывный, прерывистый, импульсно-модулированный), продолжительности и характера облучения организма, а также от площади облучаемой поверхности и анатомического строения органа или ткани.

Степень поглощения энергии тканями зависит от их способности к ее отражению на границе раздела, определяемой содержанием воды в тканях и другими их особенностями. Колебания дипольных молекул воды и ионов, содержащихся в тканях, приводят к преобразованию электромагнитной энергии внешнего поля в тепловую, что сопровождается повышением температуры тела или локальным избирательным нагревом тканей, органов, клеток, особенно с плохой терморегуляцией (хрусталик глаза, стекловидное тело, семенники и др.). При облучении электромагнитными полями наблюдаются: постоянные изменения в крови (фазовые изменения лейкоцитов, эритроцитов и гемоглобина), поражение глаз в виде помутнения

хрусталика (катаракты), изменения функционального состояния сердечно-сосудистой и центральной нервной систем, нарушения обменных процессов.

Нормируемыми параметрами в диапазоне частот 60 кГц – 300 МГц являются напряженности E и H электромагнитного поля. В диапазоне низких частот интенсивность излучения не должна превышать 50 В/м по электрической составляющей и 5 А/м по магнитной составляющей напряженности поля.

Напряженность магнитного поля на расстоянии 10 см от экрана варьируется в диапазоне 0,4 – 1,8 А/м. С расстоянием эти показатели уменьшаются. Следовательно, напряженность магнитного поля аудитории соответствует норме. Естественным средством, защищающим пользователя от воздействия вредных излучений, являются фильтры для экранов мониторов. Временно допустимые уровни ЭМП, создаваемые ЭВМ приведены в таблице 8.5.

Таблица 8.5. Временные допустимые уровни ЭМП, создаваемых ПЭВМ (СанПиН 2.2.2/2.4.1340-03)

Наименование параметров		ВДУ ЭМП
Напряженность электрического поля	в диапазоне частот 5 Гц - 2 кГц	25 В/м
	в диапазоне частот 2 кГц – 400 кГц	2,5 В/м
Плотность магнитного потока	в диапазоне частот 5 Гц - 2 кГц	250 нТл
	в диапазоне частот 2 кГц – 400 кГц	25 нТл
Напряженность электростатического поля		15 кВ/м

Электростатический потенциал экрана видеомонитора	500 В
---	-------

Защита быть выполнена следующими путями:

- снижением мощности источника излучения;
- снижением параметров излучения;
- ослаблением ЭМП на рабочем месте.

Снижение мощности источника излучения может быть реализовано путем выбора генератора излучения минимально необходимой мощности.

Удобными материалами для экранирования являются поглощающие материалы: резина, полистирол, полиуретан, ферритовые пластины. Листы поглощающих материалов могут быть одно- или многослойными. Многослойные обеспечивают поглощение электромагнитных волн в более широком диапазоне. Для улучшения экранирующего действия у многих типов поглощающих материалов с одной стороны впрессована металлическая сетка или латунная фольга. При создании экранов эта сторона обращена в сторону, противоположную источнику излучения.

При необходимости работы под действием электромагнитного излучения, превышающего допустимые значения (ремонт, профилактика и т. п.), используются средства индивидуальной защиты сиз: защитные костюмы из металлизированной ткани, комплекты индивидуальной защитной экранирующей одежды, защитные очки из стекла с металлизированным слоем диоксида олова, шлем-маски из металлической сетки с ячейкой, соответствующей длине волны излучения.

8.4. Микроклимат производственных помещений

Общие требования к параметрам микроклимата

Параметры микроклимата в соответствии с ГОСТ 12.1.005-88 и СанПиН 2.2.4. 548-96 должны обеспечивать сохранение теплового баланса человека с окружающей производственной средой и поддержание оптимального или допустимого теплового состояния организма.

Параметрами, характеризующими микроклимат в производственных помещениях, являются:

- Температура воздуха, $t^{\circ}\text{C}$;
- Температура поверхностей (стен, потолка, пола, ограждений оборудования и т.п.), $t_{\text{п}}^{\circ}\text{C}$;
- Относительная влажность воздуха, $W\%$;
- Скорость движения воздуха, $V\text{ м/с}$;
- Интенсивность теплового облучения, $P\text{ Вт/м}^2$.

Стандартами (ГОСТ 12.1.005-88 и СанПиН 2.2.4.548-96)

предусмотрены два качественных уровня норм микроклимата, таблица 2:

- Оптимальные величины параметров микроклимата;
- Допустимые величины параметров микроклимата.

Оптимальные нормы параметров микроклимата установлены по критериям оптимального теплового и функционального состояния человека (см. п. 2.6). Они обеспечивают общее и локальное ощущение теплового комфорта, когда человек не испытывает тепловых неудобств в течение 8-часовой рабочей смены.

В этом случае создаются благоприятные условия для высокопроизводительного труда. Оптимальные нормы являются предпочтительными на рабочих местах.

К мероприятиям по оздоровлению воздушной среды в производственном помещении относятся: правильная организация вентиляции и кондиционирования воздуха, отопление помещений. Вентиляция может осуществляться естественным и механическим путём. В помещении ВЦ должны подаваться следующие объёмы наружного воздуха: при объёме помещения до 20 м^3 на человека – не менее 30 м^3 в час на человека; при объёме помещения более 40 м^3 на человека и отсутствии выделения вредных веществ допускается естественная вентиляция.

В кабинете осуществляется искусственная и естественная вентиляция. Воздух поступает и удаляется через щели, окна, двери и с помощью

кондиционера. Так как объём на одного человека 40 м^3 , что соответствует норме (должно быть 40 м^3), то достаточный приток свежего воздуха обеспечивается.

В зимнее время в помещении необходимо предусмотреть систему отопления. Она должна обеспечивать достаточное, постоянное и равномерное нагревание воздуха. В помещениях с повышенными требованиями к чистоте воздуха должно использоваться водяное отопление. В рассматриваемой аудитории используется водяное отопление со встроенными нагревательными элементами и стояками. Кроме того, воздух нагревается с помощью кондиционера.

8.5. Экологическая безопасность

Экологическая безопасность на предприятии — это определенный комплекс мер. Их цель – приведение его деятельности к соответствию природоохранным нормативам и повышение его рентабельности. Организация, использующая энерго - и ресурсосберегающие процессы, увеличивает свою эффективность, а кроме того, снижает воздействие вредных веществ, как на самих работников, так и на окружающую среду.

Солнечные станции вызывают большие по площади затенения земель, что приводит к сильным изменениям почвенных условий, растительности и т. д. Нежелательное экологическое действие в районе расположения станции вызывает нагрев воздуха при прохождении через него солнечного излучения, сконцентрированного зеркальными отражателями. Это приводит к изменению теплового баланса, влажности, направления ветров; в некоторых случаях возможны перегрев и возгорание систем, использующих концентраторы, со всеми вытекающими отсюда последствиями. Применение низкокипящих жидкостей и неизбежные их утечки в солнечных энергетических системах во время длительной эксплуатации могут привести к значительному загрязнению питьевой воды. Особую опасность

представляют жидкости, содержащие хроматы и нитриты, являющиеся высокотоксичными веществами.

Неблагоприятные воздействия солнечной энергии на окружающую среду могут проявляться:

- в отчуждении земельных площадей, их возможной деградации;
- в большой материалоемкости;
- в возможности утечки рабочих жидкостей, содержащих хлораты и нитриты;
- в опасности перегрева и возгорания систем, заражения продуктов токсичными веществами при использовании солнечных систем в сельском хозяйстве;
- в изменении теплового баланса, влажности, направления ветра в районе расположения станции;
- в затемнении больших территорий солнечными концентраторами, возможной деградации земель;
- в воздействии на климат космических СЭС;
- в создании помех телевизионной и радиосвязи;
- в передаче энергии на Землю в виде микроволнового излучения, опасного для живых организмов и человека.

8.6. Безопасность в чрезвычайных ситуациях

Наиболее распространенными источниками возникновения чрезвычайных ситуаций техногенного характера являются пожары и взрывы, которые происходят в зданиях и сооружениях жилого, социально-бытового и культурного назначения.

Предусматриваемые при проектировании зданий и установок противопожарные мероприятия зависят прежде всего от пожарной или взрывопожарной опасности размещенных в них помещений. Помещения и здания в целом делятся по степени пожарной или взрывопожарной опасности на пять категорий в соответствии с НПБ 105-03. Данное помещение можно

отнести к категории «В». Категория «В» включает в себя помещения содержащие горючие и трудногорючие жидкости, твердые горючие и трудногорючие вещества и материалы (в том числе волокна и пыль), вещества и материалы, способные при взаимодействии с водой, кислородом воздуха или друг с другом гореть при условии, что помещения, в которых они имеются или обращаются, не относятся к категориям А или Б.

Основными причинами пожаров от электрического тока является короткое замыкание, перегрузки электрических установок, переходные сопротивления и искрения.

Причинами короткого замыкания могут быть неправильный выбор сечения и марки кабелей приводов, износ и различные механические повреждения изоляции. Перегрузка электрических цепей вызывает нагрев электрических установок, снижение диэлектрических свойств изоляции и ее воспламенение. Большие переходные сопротивления вызывают нарушения диэлектрических свойств изоляции и ее возгорание. Они, как правило, возникают, когда проводники состоят из проводов разного сечения и разнородного материала, а также плохого контакта между собой и коммуникационными аппаратами. Искрение происходит в момент разъединения находящихся под напряжением проводов выключателей, предохранителей и т.п.

Во избежание пожаров от электрического тока необходимо, чтобы электрические сети и электрооборудование отвечали требованиям правил технической эксплуатации электроустановок потребителей и межотраслевых правил по охране труда при эксплуатации электроустановок ПОТ Р М-016-2001.

Пожарная безопасность на производстве обеспечивается следующими мероприятиями пожарной профилактики:

- организационные – противопожарный инструктаж, создание добровольных пожарных дружин и комиссий, разработка планов эвакуации;

- технические – соблюдение норм и правил при проектировании и строительстве зданий, соблюдение норм при выборе оборудования, устройство вентиляции и отопления, оснащение средствами пожаротушения и т.д.;

- режимные – запрещение курения в неустановленных местах;
- эксплуатационные – своевременный ремонт оборудования.

Система пожарной защиты предусматривает следующие меры:

- предотвращение распространения пожара за пределы очага;
- применение средств пожаротушения;
- эвакуация людей в случае пожара;
- применение средств пожарной сигнализации и средств извещения.

Надёжная и безопасная работа электрооборудования обеспечивается в результате правильного его выбора, качества изготовления и регулярного проведения осмотров, профилактических испытаний и ремонтов. Поэтому имеет особое значение выполнения требований ПУЭ и ГОСТ при выборе электрооборудования.

В помещении площадью 60 м² согласно документу «Правила противопожарного режима в РФ» от 25.04.2012г. необходимо иметь:

- 1 огнетушителя типа ОП-5;
- не менее 1 огнетушителей типа ОВП-10;
- план эвакуации людей;
- средства пожарной сигнализации и средств извещения о пожаре.

План эвакуации людей приведен на рис. 8.1.

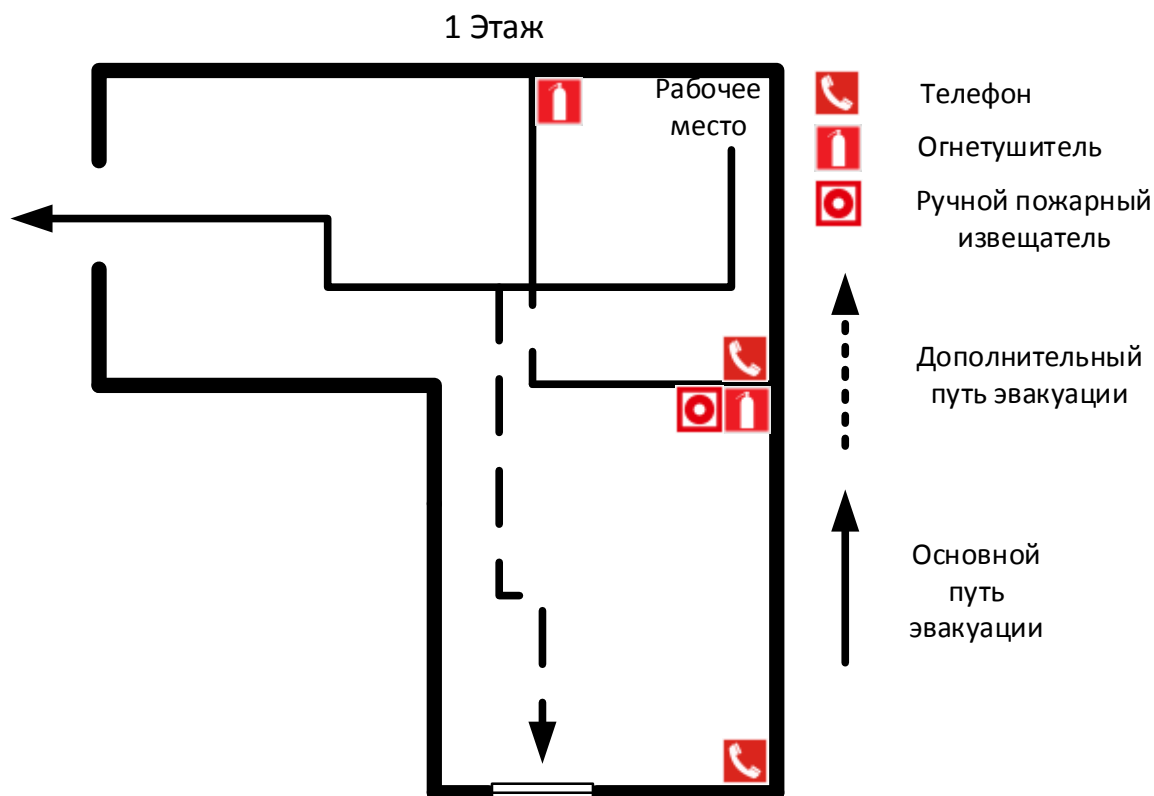


Рис. 8.1. План эвакуации людей при пожаре

Каждый, обнаруживший пожар или загорание, обязан немедленно вызвать пожарную охрану по телефону 01, а также при необходимости вызвать газоспасательную, медицинскую и другие службы. Информацию об очаге возгорания необходимо сообщить лицу ответственному за эвакуацию людей из здания. Если в помещении, где произошло загорание, находятся предметы, потеря которых может привести к серьезным финансовым затруднениям предприятия или к потере ценной информации, то нужно приступить к тушению очага пожара.

В помещении назначен ответственный за эксплуатацию электрохозяйства, а обеспечение пожароопасной электроустановок и электросетей. В его обязанности входит:

- своевременное проведение профилактических осмотров и ППР;
- следить за правильностью выбора и применения оборудования;
- систематически контролировать состояние аппаратов,

предохраняющих от отклонений в режимах работы;

- следить за наличием средств пожаротушения;
- организовать систему обучения и инструктаж по вопросам, обеспечения пожароопасности.

Меры пожарной безопасности:

- наличие необходимого количества выходов;
- пожарная сигнализация;
- организационно-технические мероприятия.

8.7. Правовые и организационные вопросы обеспечения безопасности

Рабочее место – место, где работник должен находиться или куда ему необходимо прибыть в связи с его работой и которое прямо или косвенно находится под контролем работодателя.

Постоянное рабочее место – место, на котором работник находится большую часть (более 50% или более 2 часов непрерывно) своего рабочего времени.

Рабочая зона – пространство высотой до 2 м от уровня пола или площадки, на котором находятся места постоянного или временного пребывания работников.

Находясь на своем рабочем месте, т.е. в производственной среде, человек может подвергаться действию целого ряда опасных и (или) вредных производственных факторов, от действия которых он должен быть максимально защищен. В соответствии с ГОСТ 12.2.061-81 «Оборудование производственное. Общие требования безопасности к рабочим местам» рабочее оборудование, инструмент, приспособления должно полностью отвечать требованиям безопасности, окружающая производственная среда соответствовать санитарно-гигиеническим требованиям и, кроме того, рабочее место должно быть организовано таким образом, чтобы человек при

выполнении работы затрачивал минимальное количество энергии. Соблюдение этих условий будет способствовать постоянно высоко производительному безопасному труду. Правильная организация рабочего места подразумевает знание и выполнение эргономических требований, которые определяются существующими стандартами. Так ГОСТ 12.2.032-78. «ССБТ. Рабочее место при выполнении работ сидя. Общие эргономические требования» определяет общие эргономические требования к рабочему месту при выполнении работ сидя, а ГОСТ 12.2.033-78. «ССБТ. Рабочее место при выполнении работ стоя. Общие эргономические требования» – при выполнении работ стоя.

Режим труда и отдыха – это устанавливаемые для каждого вида работ порядок чередования периодов работы и отдыха и их продолжительность.

Рациональный режим – это такое соотношение и содержание периодов работы и отдыха, при которых высокая производительность труда сочетается с высокой и устойчивой работоспособностью человека без признаков чрезмерного утомления в течение длительного времени. Один из основных вопросов установления рационального режима труда и отдыха – это выявление следующих принципов их разработки:

- Удовлетворение потребностей производства. Режим труда и отдыха строится применительно к наиболее рациональному производственному режиму, с тем, чтобы обеспечить нормальное исполнение работником своих обязанностей;
- Обеспечение наибольшей работоспособности человека. Нельзя строить режим труда и отдыха без учета работоспособности человека и объективной необходимости организма в отдыхе;
- Сочетание общественных и личных интересов. Режим труда и отдыха должен быть ориентирован в некоторой степени на удовлетворение личных интересов трудящихся и отдельных категорий работников (женщин, детей, учащихся и т. д.).

Научно обоснованным режимом труда и отдыха считается такой режим, который одновременно сочетает сохранение и повышение работоспособности и производительности труда с сохранением здоровья работников и созданием благоприятных условий для всестороннего развития человека.

Здоровье человека напрямую связано с его работоспособностью и утомляемостью, а от состояния здоровья во многом зависит успешность трудовой деятельности работника. Утрачивание резервных возможностей, сопротивляемости организма к внешним и внутренним негативным факторам ведут к существенному снижению эффективности профессиональной трудовой деятельности.

Заключение

В данной магистерской диссертации было произведено построение математических моделей повышающего преобразователя напряжения с широтно-импульсной модуляцией. Разработаны численно-аналитические алгоритмы с переменным шагом, позволяющие сочетать достаточную точность с приемлемой быстротой расчётов установлением. Полученные

результаты проверены при помощи имитационных моделей и экспериментов на физическом макете исследуемого устройства.

В среде Matlab написаны программные средства для выполнения бифуркационного анализа повышающего преобразователя напряжения. Результаты представлены в виде однопараметрических и двухпараметрической бифуркационных диаграмм. Как можно видеть из диаграмм, динамике ППН свойственно не только наличие областей бифуркационных режимов различной формы и периодичности, но, что еще важнее, взаимное пересечение таких областей. Это явление, называемое *мультистабильностью* [5], что особенно важно для исследования, так как в местах пересечения областей с разными m -циклами существуют устойчивые топологически различные решения исходной задачи (1). А это практически означает, что невозможно заранее предсказать какой вид будут иметь выходные сигналы преобразователя напряжения для данной области параметров.

Таким образом синтез системы управления для повышающего преобразователя напряжения с широтно-импульсной модуляцией проводится с таким расчетом, чтобы динамика рабочей точки ППН не пересекалась с зонами бифуркационных явлений – установка работала только в штатном режиме.

Исследование динамики повышающего преобразователя так же затрагивает вопросы поиска точки максимальной мощности ВАХ солнечных батарей. На основе полученных при моделировании и макетировании результатов можно сделать следующие выводы:

- Достигнутое значение точности нахождения точки максимальной мощности (95–96 %) при работе неадаптивного алгоритма возмущения и наблюдения удовлетворяет теоретическим и экспериментальным данным отечественных и зарубежных исследователей [1, 5–20].

- Для увеличения точности (до 99 %) экстремального регулирования мощности наиболее приемлем алгоритм изменения шага регулируемого параметра (ток, напряжение, мощность СБ или скважность ключа) при определении максимума мощности.

- Метод возмущения и наблюдения является наилучшим, поскольку менее требователен к ресурсам микроконтроллера и при реализации адаптивного алгоритма обеспечивает высокий уровень точности, сочетающийся с достаточным быстродействием.

Список литературы

1. Осипов А.В., Шурыгин Ю.А., Шиняков Ю.А., Отто А.И., Черная М.М. Сопоставительный анализ энергетической эффективности преобразования энергии солнечной батареи преобразователями постоянного напряжения, Доклады ТУСУРа, №1 (27), март 2013, стр. 14.

2. Construction and the analysis of bifurcation charts of the dynamic processes proceeding in the boost voltage converter. Mikhalchenko S.G., Russkin V.A. International Siberian Conference on Control and Communications SIBCON-2015, Omsk, Russia, may 2015.
3. Михальченко С.Г. Автоматизация анализа и синтеза импульсных преобразователей энергии с двухполярной реверсивной модуляцией. Кандидатская диссертация. Брянск, 2001.
4. Кобзев А.В., Коновалов Б.И., Семенов В.Д. Энергетическая электроника. Учебное пособие. Томск: Томский межвузовский центр дистанционного образования, 2010. 164 с.
5. Зиновьев Г.С. Силовая электроника. Учебное пособие. 5-е издание, исправленное и дополненное. М.: Юрайт – 2015, 667 с.
6. Muhammad H. Rashid. Power Electronics Handbook: devices, circuits and applications. Third Edition, 2011.
7. Андриянов А.И., Малаханов А.А. Математическое моделирование динамики импульсного преобразователя напряжения повышающего типа. Вестник Брянского государственного технического университета. 2006. №1 (9). – с. 61-69.
8. Михальченко Г. Я., Малаханов А. А. Математическая модель однофазного корректора коэффициента мощности // Доклады ТУСУР. – 2008. – № 2(18). – Ч. 2. – С. 143 149.
9. Михальченко С.Г. Функционирование импульсно-модуляционных преобразователей в зонах мультистабильности // Доклады Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники. 2012. № 1-1.
10. Баушев В.С., Жусубалиев Ж.Т. О недетерминированных режимах функционирования стабилизатора напряжения с широтно-импульсным регулированием // Электричество, – 1992. № 8. С. 47-53.

11. Кобзев А.В., Михальченко Г.Я., Андриянов А.А., Михальченко С.Г. Нелинейная динамика полупроводниковых преобразователей. Томск: Томск. Гос. Ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 2007. 224 с.
12. Андриянов А.И., Михальченко Г.Я. Математическое моделирование импульсных преобразователей напряжения на базе однополярной реверсивной модуляции. // Мехатроника, автоматизация и управление, – М: - 2005, № 1.
13. C.K. Tse, Complex Behavior of Switching Power Converters, Boa Raton, USA: CRC Press, 2003.
14. V. J. Thottuvelil and G. C. Verghese, "Analysis and control of paralleled dc/dc converters with current sharing," IEEE Trans. Power Electron., vol. 13, pp. 635–644, July 1998.
15. Y. Panov, J. Rajagopalan, and F. C. Lee Analysis and design of N paralleled converters with master-slave current-sharing control / in Proc. IEEE APEC'97., 1997, pp. 436–442.
16. H. H. C. Iu and C. K. Tse Bifurcation Behavior in Parallel-Connected Buck Converters / IEEE Trans. Circuits Syst. I, vol. 48, pp. 233–240, Feb. 2001.
17. Рускин В.А., Михальченко С.Г. Построение и анализ бифуркационных диаграмм динамических процессов, протекающих в повышающем преобразователе напряжения. // Научная сессия ТУСУР. Томск, 2015.
18. Рускин В.А., Михальченко С.Г. Математическая модель исследования динамических процессов в повышающем преобразователе напряжения. // Научная сессия ТУСУР. Томск, 2015.
19. Рускин В.А., Михальченко С.Г. Математическая модель преобразователя напряжения для бифуркационного анализа его динамики. // Вторая российская молодёжная научная школа-конференция "Энергетика, электромеханика и энергоэффективные технологии глазами молодежи", труды. Томск, 2014.
20. Manimekalai P., Harikumar R., Raghavan S. A Hybrid Maximum Power Point Tracking with Interleaved Converter for Standalone Photovoltaic Power

- Generation System // International Energy Journal. – 2014. – Vol. 14. – issue 12. – pp. 143–154.
21. Pradeep Kumar Yadav A., Thirumaliah S., Haritha G. Comparison of MPPT Algorithms for DC-DC converters based PV systems // Directory of open access journals. 2013. URL: <https://doaj.org/article/10517792b1d843e9b69779fb5560a214> (дата обращения: 20.12.2015).
22. Moring S., Pols A. Maximum Power Point Tracking: Algorithm and Software Development // Delft University of Technology. 2012. URL: <http://repository.tudelft.nl/view/ir/uuid%3Aceb32d5b-985a-4684-ab14-84888f0b1b11/>
23. Характеристики фотоэлектрического модуля KCM-160 // ОАО НПФ «Квант». 2013. URL: www.rusnanonet.ru/download/nano/file/ksm160.pdf (дата обращения 20.12.2015).
24. Ting-Chung Yu, Yu-Cheng Lin. A study on maximum power point tracking algorithms for photovoltaic systems. // Lunghwa University of Science and Technology. 2012. URL: <https://www.lhu.edu.tw/m/oaa/synthetic/publish/publish/30/> (дата обращения 20.12.2015).
25. Saurav Stapathy. Photovoltaic power control using MPPT and boost converter. // National Institute of Technology Rourkela. 2012. URL: http://ethesis.nitrkl.ac.in/3510/1/PHOTOVOLTAIC_POWER_CONTROL_USIN_G_MPPT_AND_BOOST_CONVERTER.pdf (дата обращения 20.12.2015).
26. Divya Teja Reddy Challa, Raghavendar I. Implementation of Incremental Conductance MPPT with Direct Control Method Using Cuk Converter. // International Journal of modern engineering research. – 2012. – Vol. 2. – issue 6. – pp. 4491-4496.
27. Dezso Sera, Tamas Kerekes, Remus Teodorescu, Frede Blaabjerg. Improved MPPT algorithms for rapidly changing environmental conditions. // Power Electronics and Motion Control Conference. Contents of 12th International Power

- Electronics and Motion Control Conference (EPE/PEMC 2006). – Portoroz, 2006. – Vol. 1. – pp. 1614-1619.
28. Samer Alsadi, Basim Alsayid. Maximum power point tracking simulation for photovoltaic systems using perturb and observe algorithm. // International journal of engineering and innovative technology. – 2012. – Vol. 2. – issue 6. – pp. 80-85.
29. Adel A. Elbaset, Ahmed Emad-Eldin Hussein, Ayman Brisha, Ramadan Mahmoud Mostafa. Implementation of PIC-based, Photovoltaic Maximum Power Point Tracking Control System. // International Journal of Emerging Technology and Advanced Engineering. – 2014. – Vol. 4. – issue 5. – pp. 392–401.
30. Raju D., S. Ranga Rajan. Simulation and hardware implementation of change in conductance MPPT controller for a solar photovoltaic system using Cuk converter. // International Journal of Research in Engineering and Technology. – 2013. – Vol. 2. – issue 7. – pp. 188-195.
31. Sreekumar A.V., Arun Rajendren. MPPT of PV arrays under partial shading condition using sepic converter. // International journal of Research in Engineering and Technology. – 2014. – Vol. 3. – issue 7. – pp. 398-404.
32. Deepak Verma, S. Nema, A.M. Shandilya, Soubhagya K. Dash. Comprehensive analysis of maximum power point tracking techniques in solar photovoltaic systems under uniform insolation and partial shaded condition. // Journal of Renewable and Sustainable Energy. 2015. URL: <http://scitation.aip.org/content/aip/journal/jrse/7/4/10.1063/1.4926844> (дата обращения 20.12.2015).
33. Saleh Elkelani Babaa, Matthew Armstrong, Volker Pickert. Overview of Maximum Power Point Tracking Control Methods for PV Systems // Journal of Power and Energy Engineering. – 2014. – Vol. 2. – issue 8. – pp. 59-71.
34. Wei Guo, Dong-mei-Zhao. The Maximum Power Tracking Method and Reactive Compensation Simulation Research Based on DIgSILENT // Energy and Power Engineering. – 2013. – Vol. 5. – issue 4. – pp. 398-403.

35. Mohammed El Alami, Mohamed Habibi, Seddik Bri. Modeling the Chain of Conversion for a PV System // Smart Grid and Renewable Energy. – 2014. – Vol. 5. – issue 10. – pp. 239-248.
36. Areen Abdallah Allataifeh, Khaled Bataineh, Mohamad Al-Khedher. Maximum Power Point Tracking Using Fuzzy Logic Controller inder Partial Conditions // Smart Grid and Renewable Energy. – 2015. – Vol. 6. – issue 1. – pp. 1-13.
37. Devabhaktuni V., Alam M., Reddy Depuru S.S.S., Green II R.C., Nims D., Near C. Solar Energy: Trends and Enabling Technologies. // Renewable and Sustainable Energy Reviews. – 2013. – Vol. 19. – issue 3. – pp. 555-556.
38. V. Salas, E. Olias, A. Barrado, A. Lazaro. Review of the maximum power point tracking algorithms for stand-alone photovoltaic systems. // Solar Energy Materials and Solar Cells. – 2006. – Vol. 90. – issue 11. – pp. 1555-1578.
39. Русскин В.А., Семенов С.М., Диксон Р.К. Исследование алгоритмов поиска точки максимальной мощности для повышающего преобразователя напряжения солнечного инвертора. Известия ТПУ. Т. 327 (2016 г.), №4, 78-87.
40. Русскин В.А., Семенов С.М., Михальченко С.Г. Исследование динамических процессов в повышающем преобразователе напряжения с жесткой и мягкой коммутацией. Промышленная энергетика, №8, 2015.
41. Русскин В.А., Семенов С.М., Дементьев Ю.Н. Технология мягкой коммутации двухфазного повышающего преобразователя. // Эффективное и качественное снабжение и использование электроэнергии, сборник докладов 4-й международной научно-практической конференции. Екатеринбург, 2015.
42. Михальченко С.Г., Русскин В.А. Бифуркационный анализ динамики повышающего преобразователя напряжения. // Эффективное и качественное снабжение и использование электроэнергии, сборник докладов 4-й международной научно-практической конференции. Екатеринбург, 2015.
43. Диксон Р.К., Русскин В.А., Семенов С.М. Алгоритм поиска точки максимальной мощности для повышающего преобразователя с ПИ-регулятором в солнечном инверторе. // Материалы VII международной

- научно-технической конференции "Электромеханические преобразователи энергии". Томск, 2015.
44. Михальченко Г.Я, Михальченко С.Г. Математические модели импульсных систем преобразования энергии. Монография. - Томск: изд-во ТУСУР, 2013. - 160 с.
 45. Антонова Н.А. Существование периодических режимов в системах с интегральной широтно-импульсной модуляцией. // Автоматика и телемеханика. - 1979. - №7. - С. 175-181.
 46. Исследование локальной устойчивости периодических режимов в нелинейных импульсных системах. // Электричество. - 1991. - №4.
 47. Баушев В.С. Нормальные структуры устройств преобразования электрической энергии и автоматизация проектирования. // Проблемы преобразования электрической энергии: тезисы докл. междунар. конф. - М.: МЭИ; Ассоциация "АПЭМ", 1993.
 48. Mazumder S.K. Multiple Lyapunov Function Based Reaching Condition for Orbital Existence of Switching Power Converters Modulation // IEEE transactions on power electronics. - 2008. Vol. 23, №3. - P. 1449-1471.
 49. Mazumder S.K. An Investigation Into the Fast- and Slow-Scale Instabilities of a Single Phase Bidirectional Boost Converter // IEEE transactions on power electronics. - 2003. - Vol. 18, №4. - P. 1063-1069.
 50. Арнольд В. И. Теория катастроф.- М.: Наука, 1990.-128 с.
 51. Арнольд В. И. Дополнительные главы теории обыкновенных дифференциальных уравнений. - М.: Наука, 1978. – 304 с.
 52. Арнольд В. И. Обыкновенные дифференциальные уравнения. – М.: Наука, 1984. – 272 с.
 53. Жуйков В. Я., Леонов А. О. Хаотические процессы в электротехнических системах. — Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт, 1991, № 1.
 54. TMS320F2806x Technical Reference.
 55. Миллер А.В. Разработка и создание технологии программирования DSP-процессоров преобразователей электрической энергии. Отчет по научно-

- исследовательской работе. ООО «Компания Промышленная Электроника», Томск, 2013.
56. Design Concept for a Transformerless Solar Inverter. Michael Frisch, Temesi Erno. [<http://www.vincotech.com/>]
57. Comparison of Transformerless Converter Topologies for Photovoltaic Application Concerning Efficiency and Mechanical Volume. W.-Toke Franke, Nils Oestreich, Friedrich W. Fuchs. Institute of Power Electronics and Electrical Drives Christian-Albrechts University of Kiel Kaiserstr. Kiel, Germany.
58. A Single-stage Grid Connected Inverter Topology for Solar PV systems With Maximum Power Point Tracking. Sachin Jain, Vivek Agarwal, Senior Member, IEEE.
59. Гаврикова Н.А., Тухватулина Л.Р., Видяев И.Г. Финансовый менеджмент, ресурсоэффективность и ресурсосбережение. Учебно-методическое пособие. Издательство ТПУ, Томск, 2014. 73 с.
60. ГОСТ 12.0.003-74 ССБТ. Опасные и вредные производственные факторы. Классификация URL: http://www.znaytovar.ru/gost/2/GOST_12000374_SSBT_Opasnye_i_v.html
61. ГОСТ 12.1.003-83 Межгосударственный стандарт: Шум. Общие требования безопасности
62. СНиП 23-05-95 Строительные нормы и правила Российской Федерации: Естественное и искусственное освещение.
63. ГОСТ 12.1.002-84 ССБТ. Электрические поля промышленной частоты.
64. СанПиН 2.2.4.548-96 Гигиенические требования к микроклимату производственных помещений
65. ГОСТ 12.1.038–82 ССБТ Электробезопасность. Предельно допустимые значения напряжений прикосновения и токов.

Приложение А

Раздел 5

Mathematical modeling of solar inverter

Студент

Группа	ФИО	Подпись	Дата
5ГМ4А	Русскин Виктор Александрович		

Консультант кафедры

Должность	ФИО	Ученая степень, звание	Подпись	Дата
Доцент каф. ЭПЭО	Ляпунов Д.Ю.	к.т.н.		

Консультант – лингвист кафедры ИЯЭИ

Должность	ФИО	Ученая степень, звание	Подпись	Дата
Доцент каф. ИЯЭИ	Токмашев Д.М.	к.ф.н.		

The following research is based on a solar battery inverter included into a stand-alone electric power supply system. A chain diagram of this system is shown on fig. 5.1.

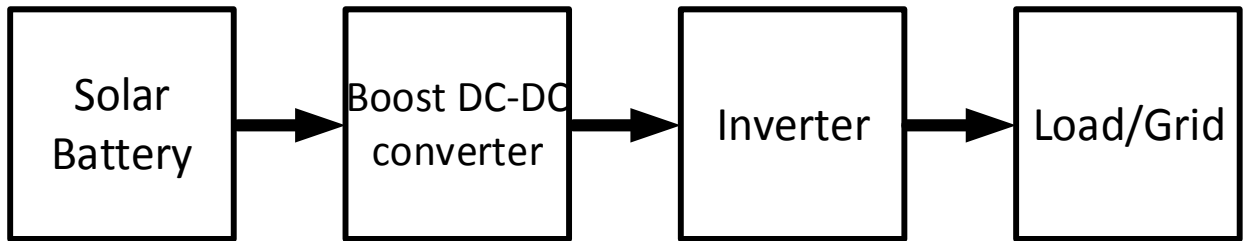


Fig. 5.1. Chain diagram of a stand-alone electric power supply system based on solar batteries

For increasing the range of solar inverter operation and fulfilling the task of optimal power control, a DC-DC converter is used as an intermediate link between a solar battery and inverter; its electrical diagram is shown on fig. 5.2.

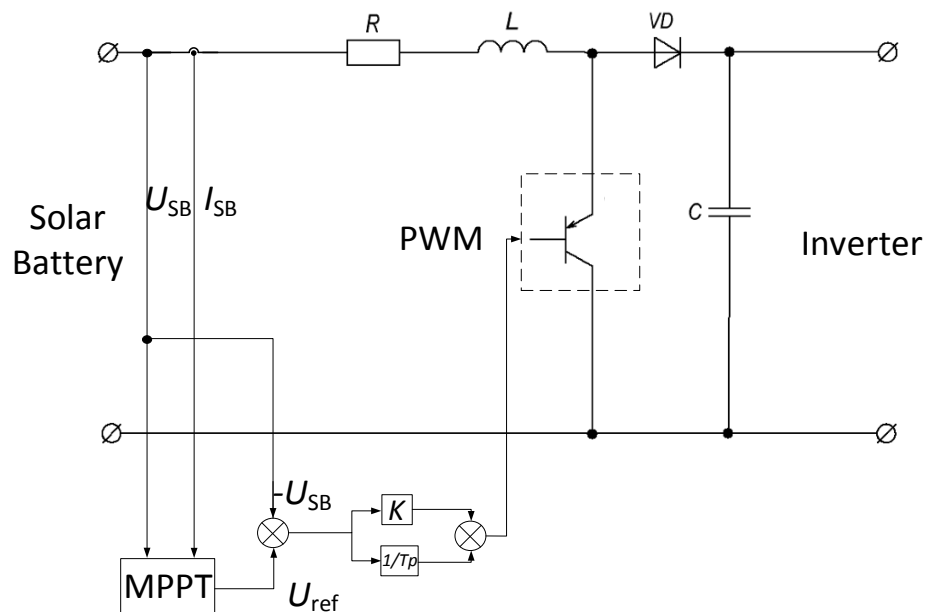


Fig. 5.2. Electrical diagram of a boost DC-DC converter

It is most appropriate to use a boost DC-DC converter as such an energy converter; its mathematical model is examined in detail in [1]. One of the main methods of increasing the energy efficiency of photovoltaic systems is

implementing maximum power takeoff mode in the appropriate point of volt-ampere characteristic of the solar battery with inverter operation for a grid [5-10].

In the system under examination perturb and observe algorithm of maximum power point tracking was implemented as a boost DC-DC converter control system. A chain diagram of the control system is shown on fig. 5.3.

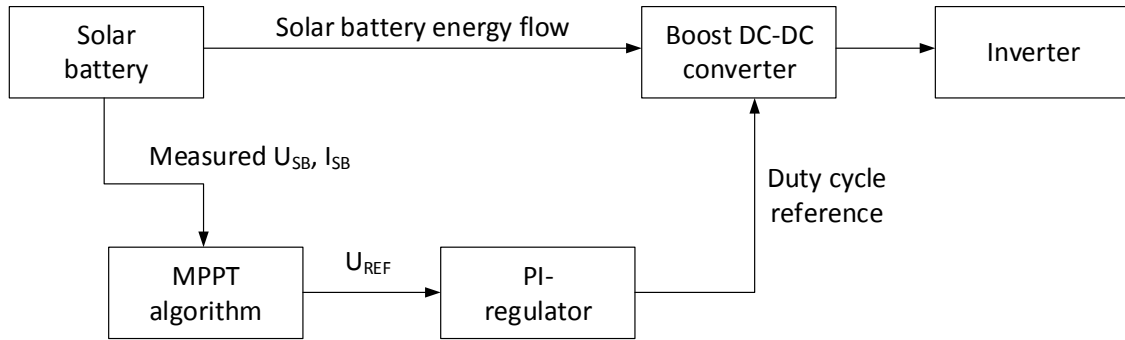


Fig. 5.3. Chain diagram of a boost DC-DC converter control system

Test results of a boost DC-DC converter test model are given on fig. 5.4.

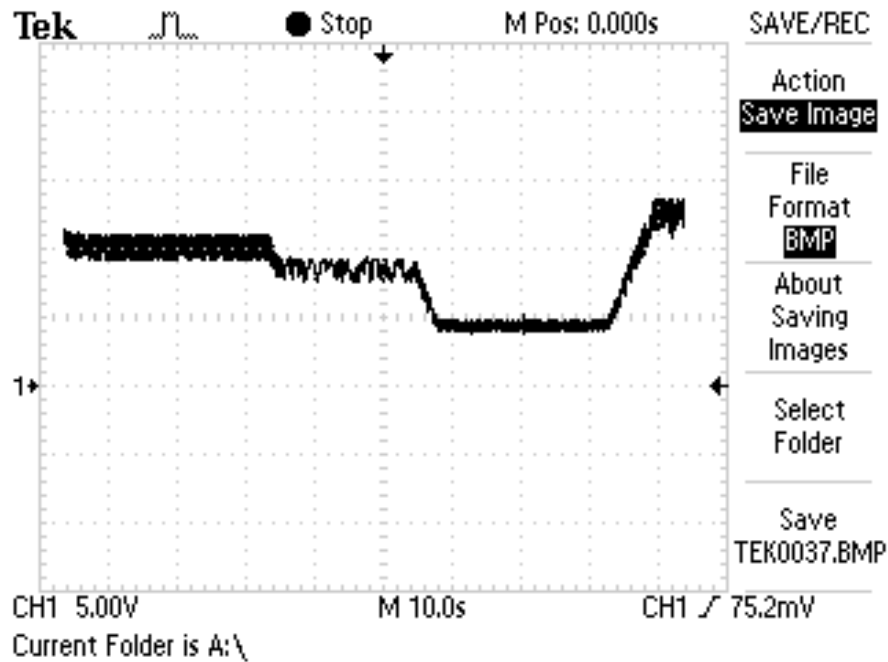


Fig. 5.4. Oscillogram of algorithm implementation when simulating illumination changes

Inverter topology under examination (fig. 5.5) is made as an asymmetrical transistor bridge. Presence of slow-acting power keys (IGBT-transistors) switched

with the formed mains frequency (50-60 Hz), on the high voltage side for changing load polarity is supposed. Load is connected with negative potential through output inductors and MOSFET transistors, controlled by pulse-width modulation and intended for forming the required current and voltage waveform on corresponding half-waves [2, 3].

Use of the above diagram solution has certain advantages as compared to classical inverter topologies:

- Low switching losses due to slow-acting key switching over and, consequently, high system efficiency.
- Electromagnetic disturbance does not influence the direct current link and solar battery as far as positive potential is switched on low frequencies.

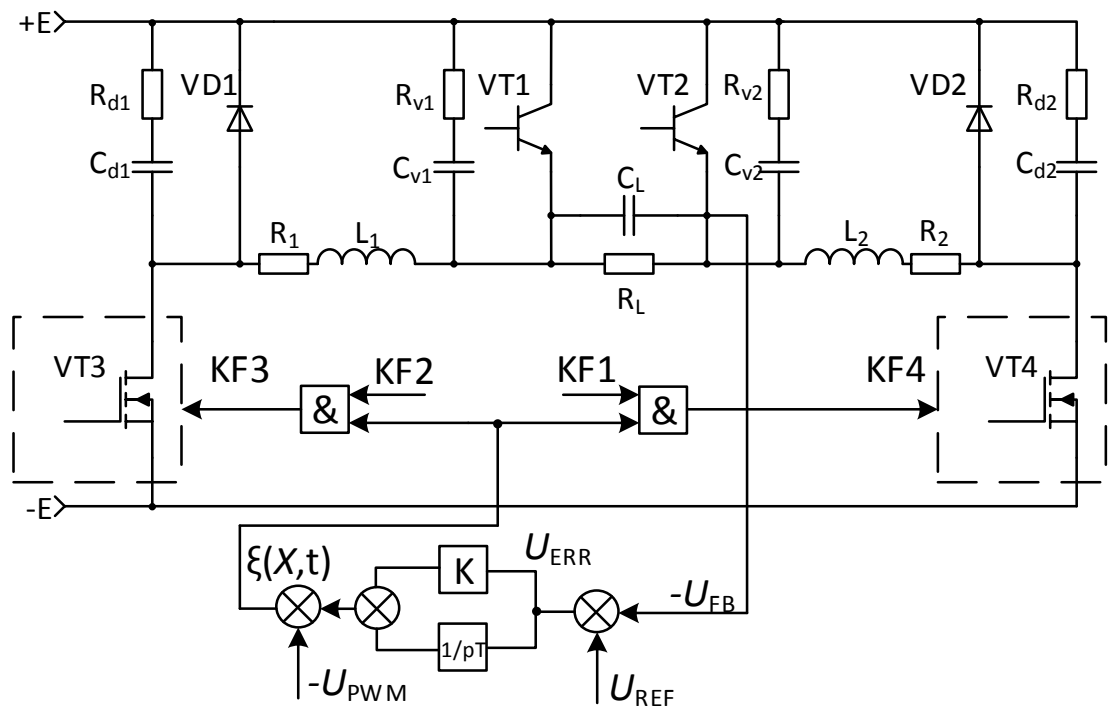


Fig. 5.5. Electrical diagram of a stand-alone solar battery inverter

Principles of switching slow-acting (VT1, VT2) keys and forming unipolar PWM for quick-acting (VT3, VT4) converter keys are shown on fig. 5.6.

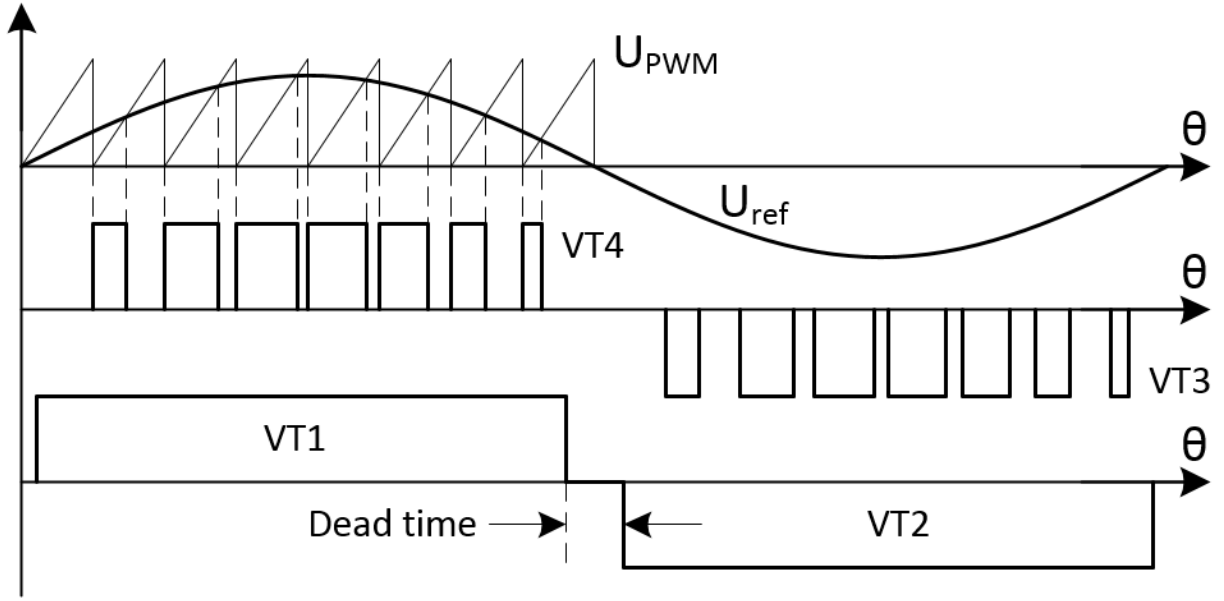


Fig. 5.6. State of keys depending on control action

The following designations are adopted on the figure: E – Output voltage of a boost DC-DC converter; L_1, L_2 – inductors; R_1, R_2 – resistors characterizing losses in inductors; C_L – output filter capacitance; R_L – load resistance; $R_{d1}, R_{d2}, C_{d1}, C_{d2}$ – resistances and capacitances of snubber circuits of diodes $VD1$ and $VD2$; $R_{v1}, R_{v2}, C_{v1}, C_{v2}$ – resistances and capacitances of snubber circuits $VT1$ and $VT2$ respectively; $VT1, VT2$ – slow-acting keys operating on a frequency of sinusoidal task; $VT3, VT4$ – quick-acting keys switched on a frequency of 100 kHz; $VD1, VD2$ – diodes; K – proportional gain of a PI regulator; T – time constant of a PID integral term; U_{REF} – task for instantaneous value of output voltage; U_{FB} – inverter output voltage; U_{ERR} – error signal; $KF3, KF4$ – switching functions of quick keys; $\xi(X,t)$ – difference function.

Parameters of the electric diagram shown on fig. 5.5:

$$\begin{aligned} R_1 &= R_2 = 0,02\Omega; L_1 = L_2 = 0,05Hn; E = 350V; \\ C_v &= C_{v1} = C_{v2} = 0,33nF; R_d = R_{d1} = R_{d2} = 0,1M\Omega; \\ R_v &= R_{v1} = R_{v2} = 0,1M\Omega; R_L = 100\Omega; C_L = 2,2\mu F; \\ K &= 1; T = 0,1. \end{aligned}$$

When constructing a diagram of substitution of a stand-alone voltage inverter, the following assumptions were taken into account [5]:

- Input power source E is an ideal source of voltage as far as it is a boost DC-DC converter with voltage regulation;
- Diodes VD1, VD2 and power keys VT1–VT4 are made as ideal elements with zero reverse recovery time;
- All the elements R, L, C are linear;
- Compensating devices are based on ideal elements.

Dynamic model of a continuous part of the inverter substitution diagram is described as a system of nonlinear differential equations [6]:

$$\begin{cases} \frac{d\mathbf{X}}{dt} = \mathbf{A}_k K_F(\xi(t)) \cdot \mathbf{X} + \mathbf{B}_k K_F(\xi(t)) , \\ \mathbf{X}_{t_0} = \mathbf{X}_0; \end{cases} \quad (5.1)$$

Table 1 contains possible key states for a positive half-wave of control action (and output voltage respectively) therefore, variants for transistors VT2 and VT3 are not included. Each key state has corresponding topology of a schematic circuit diagram and, consequently, different values of coefficients of matrices $\mathbf{A}_k$, $\mathbf{B}_k$.

TABLE 5.1.

State No.	VT1	VT4	VD1	VD2
1	0	0	0	0
2	0	0	0	1
3	1	0	0	0
4	1	0	0	1
5	1	0	1	1
6	1	1	1	0

7	0	0	1	0
8	1	1	0	0

Values of matrix coefficients for each state:

$$A_1 = \begin{bmatrix} -\frac{R_1 + R_d + 0,5R_v}{L_1} & \frac{R_v}{2L_1} & -\frac{1}{2L_1} & -\frac{1}{2L_1} & -\frac{1}{2L_1} & -\frac{1}{L_1} & 0 \\ \frac{R_v}{2L_2} & -\frac{R_2 + R_d + 0,5R_v}{L_2} & -\frac{1}{2L_2} & \frac{1}{2L_2} & \frac{1}{2L_2} & 0 & -\frac{1}{L_2} \\ \frac{1}{2C_L} & \frac{1}{2C_L} & -\left(\frac{1}{C_L R_L} + \frac{1}{2C_L R_v}\right) & \frac{1}{2C_L R_v} & -\frac{1}{2C_L R_v} & 0 & 0 \\ \frac{1}{2C_v} & -\frac{1}{2C_v} & \frac{1}{2C_v R_v} & -\frac{1}{2C_v R_v} & \frac{1}{2C_v R_v} & 0 & 0 \\ \frac{1}{2C_v} & -\frac{1}{2C_v} & -\frac{1}{2C_v R_v} & \frac{1}{2C_v R_v} & -\frac{1}{2C_v R_v} & 0 & 0 \\ \frac{1}{2C_d} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{2C_d} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix};$$

Values of coefficients of forcing vector:

$$B_1 = B_2 = B_3 = B_4 = B_5 = B_7 = 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0^T;$$

$$B_6 = B_8 = \begin{pmatrix} 0 & \frac{E}{L_2} & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{E}{C_d R_d} \end{pmatrix}^T;$$

State variable vector:

$$X = i_{L1} \ i_{L2} \ U_{CL} \ U_{v1} \ U_{v2} \ U_{d1} \ U_{d2}^T;$$

where i_{L1}, i_{L2} – inductor currents; U_{CL} – output filter capacitance voltage; U_{v1}, U_{v2} – capacitance voltage of snubbers of keys VT1, VT2; U_{d1}, U_{d2} – capacitance voltages of snubbers of diodes VD1, VD2; X – state variable vector (currents and voltages of corresponding inductors and capacitances); A – main system matrix that is interrupting and can have different states depending on switching functions K_{F1} – K_{F4} ; B – forcing vector.

State of switching function of PWM $K_F \xi$ controlling quick keys on positive (VT4) and negative (VT3) half-waves, is determined by difference function $\xi(\mathbf{X}, t)$:

$$K_F(\xi) = 0.5 \cdot [1 + \text{sign } \xi(\mathbf{X}, t)],$$

that describes feedback of the inverter control system and is as follows:

$$\xi(\mathbf{X}, t) = K \cdot U_{\text{REF}} - U_{\text{CL}} + U_I(U_{\text{CL}}) - U_{\text{PWM}}(t)$$

here: K – PI regulator proportional gain; $U_{\text{PWM}}(t)$ – saw-tooth sweep voltage preset by mathematical function

$$U_{\text{PWM}}(t) = t/\tau - E_1(t/\tau)$$

$E_1(t)$ – entier function – integral part of a number, and $\tau = 1 \cdot 10^{-5} \text{ c}$ – switching period of PWM. PI regulator integral term U_I is determined from differential equation

$$\frac{dU_I}{dt} = U_{\text{REF}}/T - U_{\text{CL}}/T,$$

that can be presented as

$$U_I = U_{I-1} + \Delta t \cdot (U_{\text{REF}}/T - U_{\text{CL}}/T)$$

where U_{I-1} – regulator integral part output signal at the previous calculated pitch; Δt – calculated pitch; T – time constant of an integrating element.

System of equations (1) is solved by numerical-analytical method when digit time slot τ is divided into several continuity sections, with borders determined by corresponding shift points of system switching elements – diodes and transistors.

Unlatching conditions of diodes VD1 and VD2:

$$U_d + R_d C_d \frac{dU_d}{dt} \geq 0;$$

On every continuity section, state variable vector evolution is described analytically

$$\mathbf{X}(t) = \mathbf{e}^{\mathbf{A}(t-t_0)} \mathbf{X}_0 + \mathbf{A}_k^{-1} \cdot \mathbf{B}_k - \mathbf{A}_k^{-1} \cdot \mathbf{B}_k,$$

and vector of a subsequent interval $\mathbf{x}_{t_k} = \mathbf{x}_{k-1}$ is taken equal to state variable values at the end of the preceding $k-1$ interval. Here k – interval number from table 1, and matrices $\mathbf{A}_k$, $\mathbf{B}_k$ are similar to matrix $\mathbf{A}_1$ for each continuity interval. These matrices are not covered in this paper due to its small volume.

Simulation modelling in LTspice IV for classical (fig. 5.7) and alternative (fig. 5.8) inverter topologies was made.

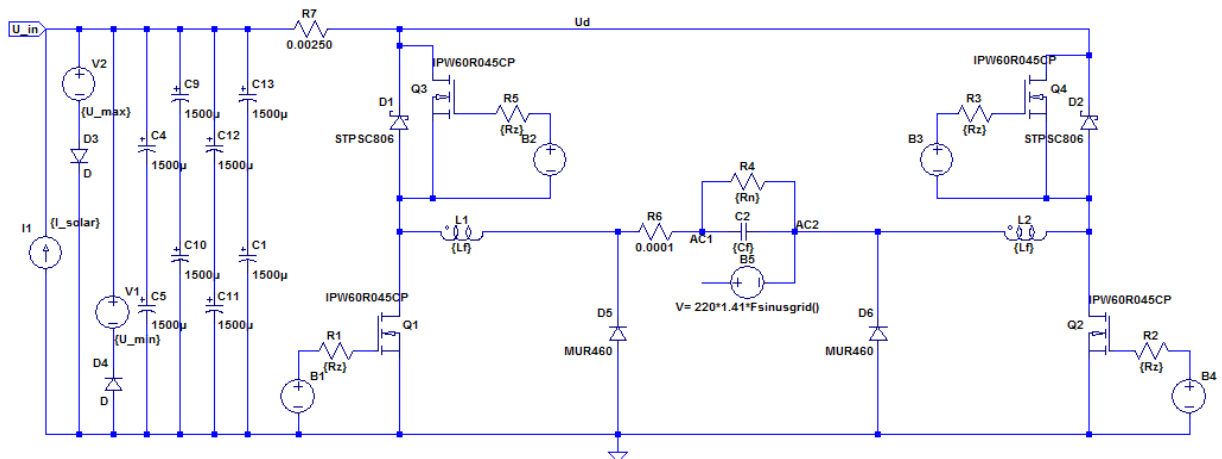


Fig. 5.7. Inverter simulation model with classical topology

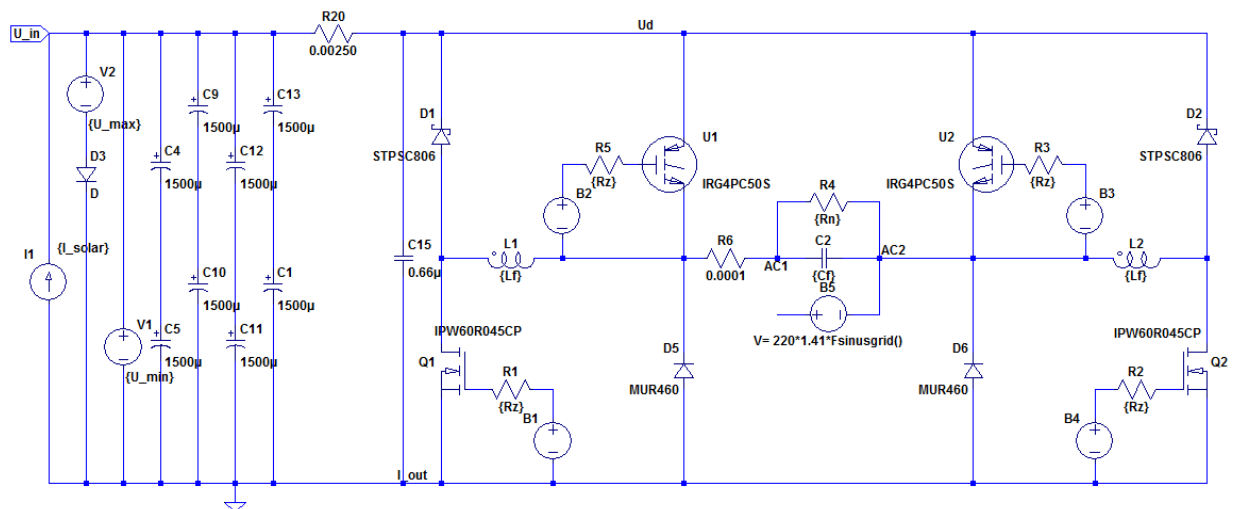
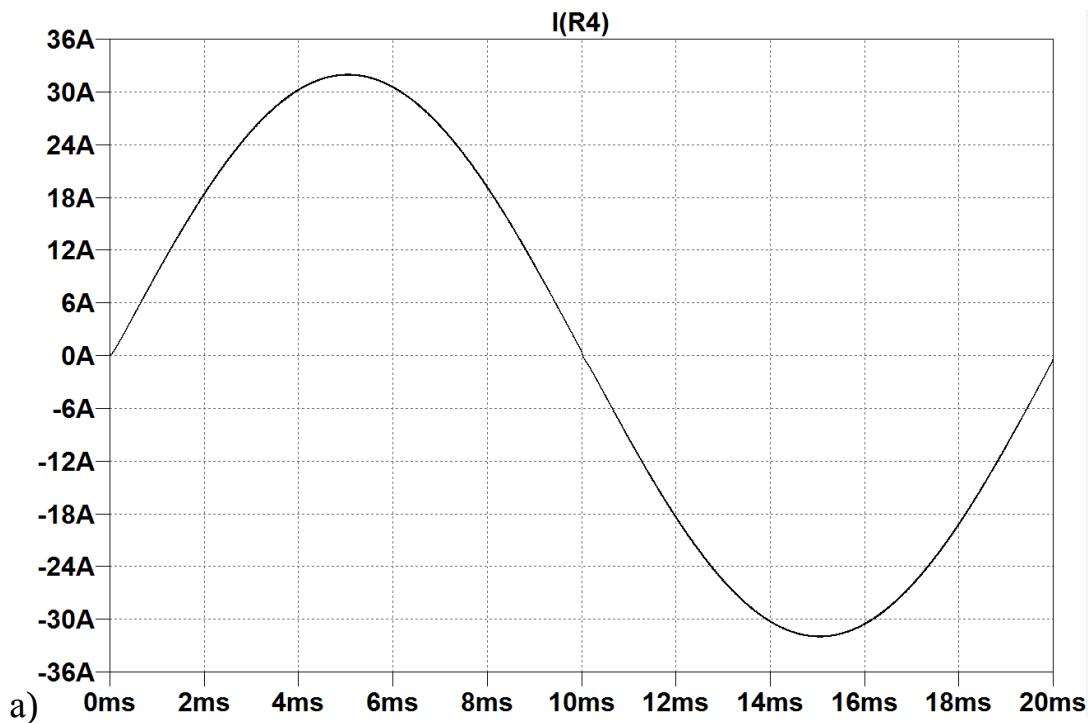


Fig. 5.8. Inverter simulation model with alternative topology

In the model with classical topology all keys are switched on a frequency of PWM (100 kHz), and currents of inductors L1 and L2 are equal. As a result, power dissipated on the bridge upper keys is 113.8 W.

With transition to alternative topology only keys Q1 and Q2 are switched on a high frequency that allows reducing switching losses (up to 11.1 W of the dissipated power on U1 and U2) due to decreasing switching frequency of the bridge upper keys to 50 Hz.

The results of modelling output currents and inductances for classical and alternative topologies are shown on fig. 5.9 and 5.10.



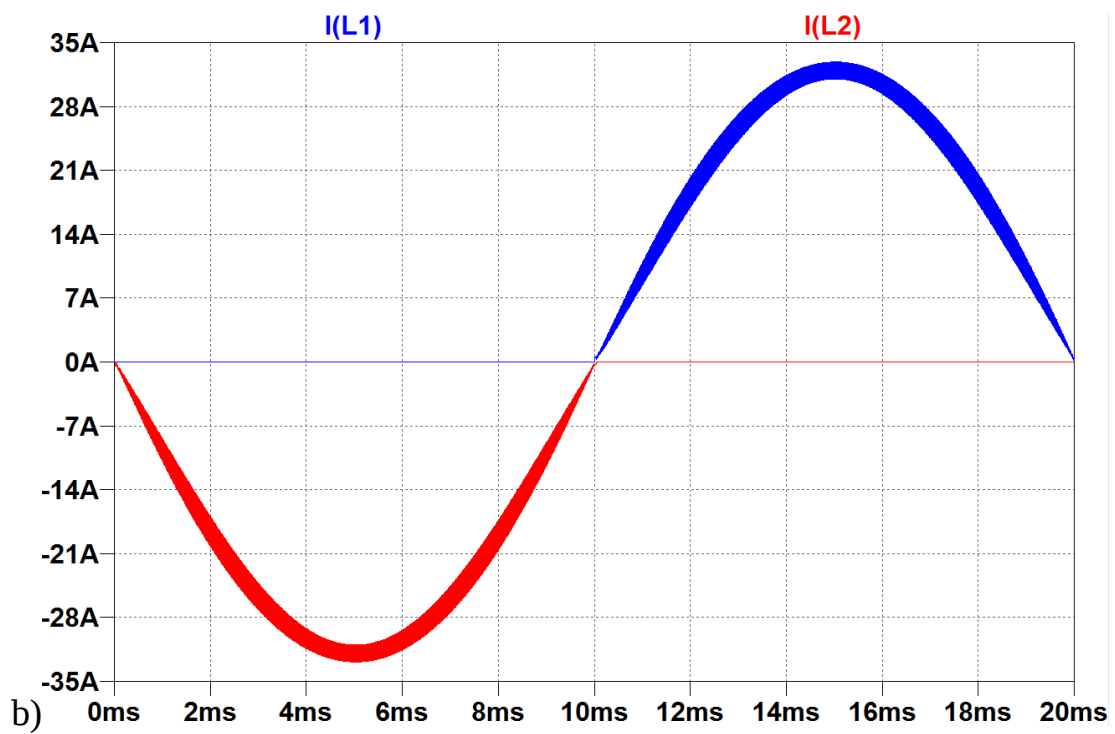
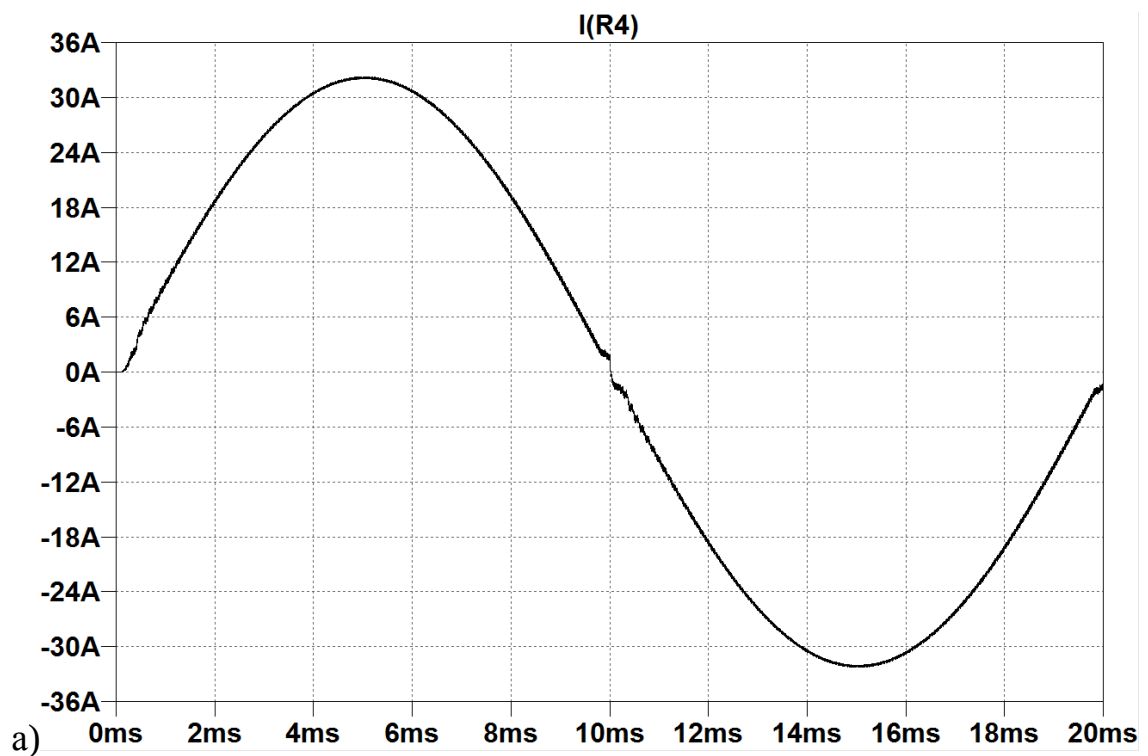


Fig. 5.9. Oscillograms of transition processes for alternative topology: a) load current; b) inductance currents



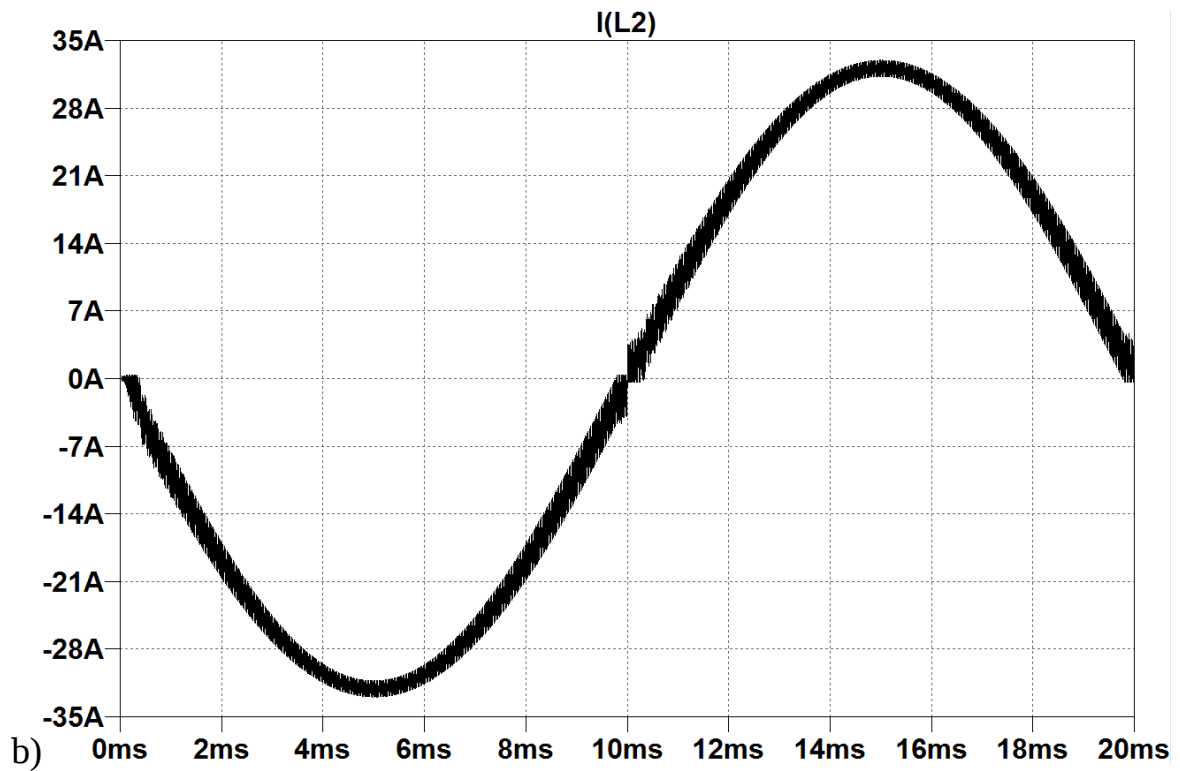


Fig. 5.10. Oscillograms of transition processes for classical topology: a) load current; b) inductance current

Efficiency was calculated for both diagrams. The results of calculation are given in table 5.2.

TABLE 5.2.

Diagram type	Efficiency, %
Classical	91,016
Alternative	98,561

Fig. 5.11 contains a photo of a solar inverter prototype consisting of two parallel-connected boost DC-DC converters, and an inverter. The inverter is made according to the diagram with alternative topology. Presence of two phases of the boost converter allows decreasing the inductor dimensions, reducing percent ripple, and increasing their inverter input frequency two times that provides a possibility to reduce capacitance on the two-phase boost DC-DC converter output.

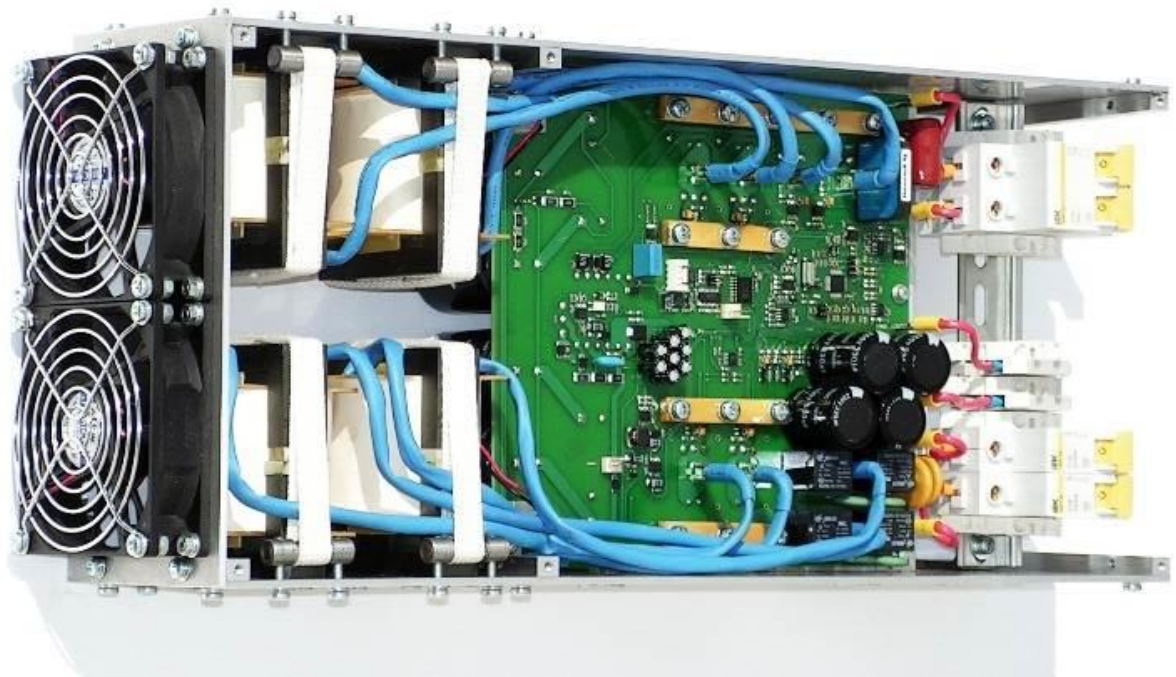
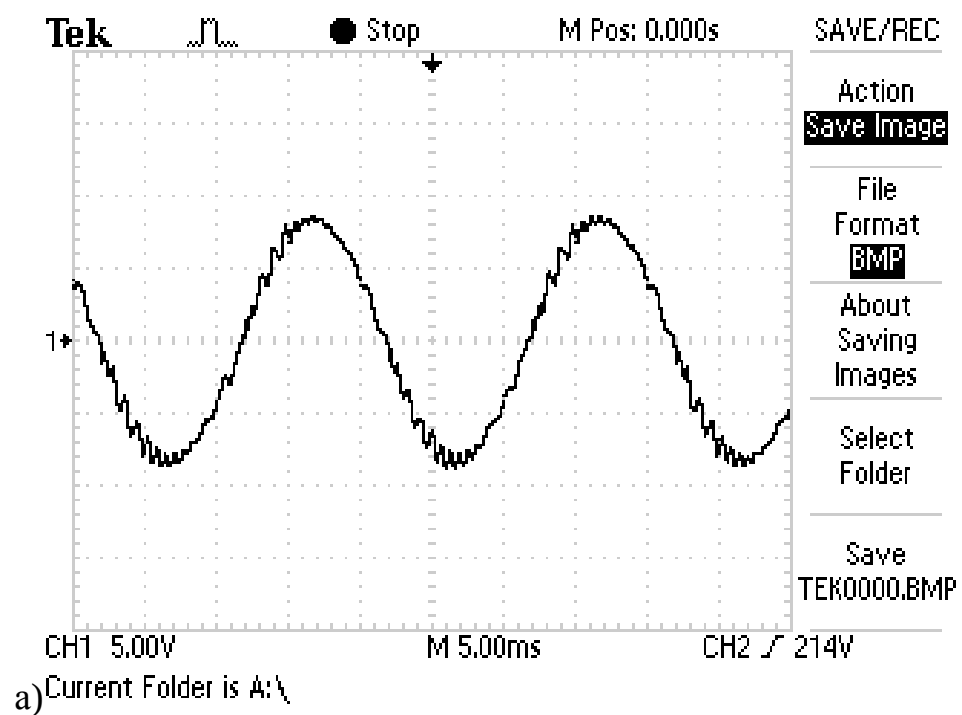


Fig. 5.11. Photo of the experimental mock-up

Fig. 5.12 shows oscillograms of inverter operation into active load with different PI regulator coefficients. One mark corresponds to 50 V.



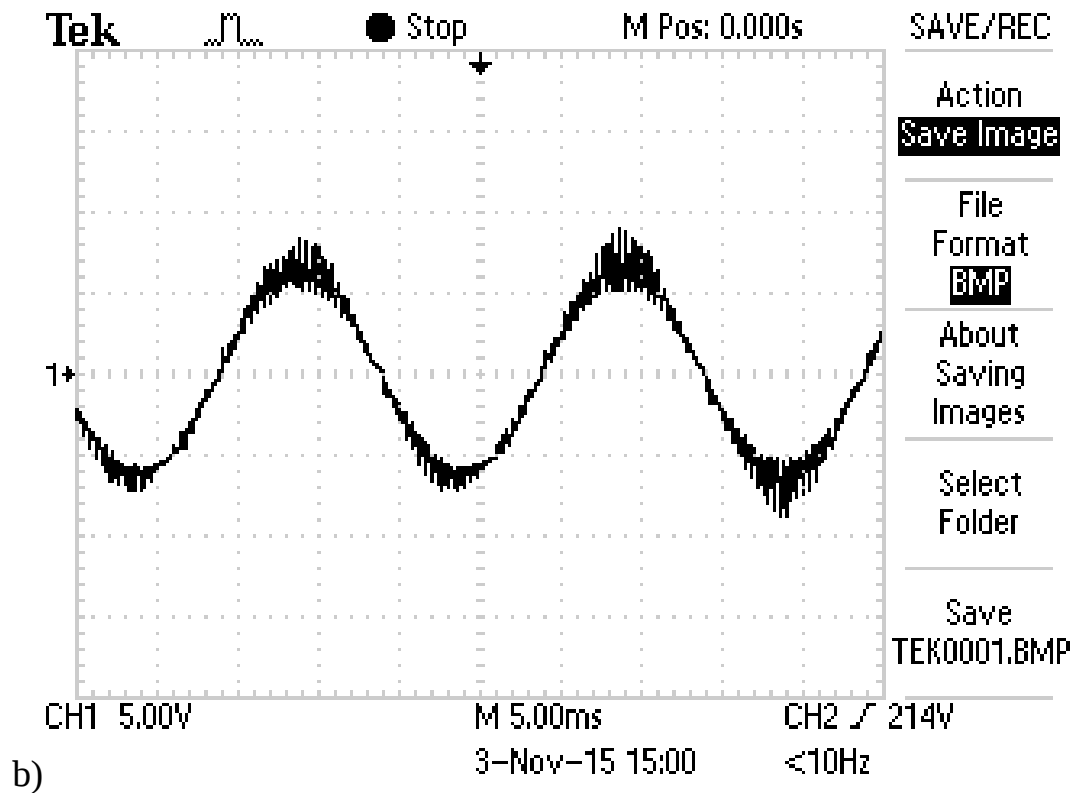


Fig. 5.12. Oscillograms of inverter output voltage with different PI regulator coefficients

The mathematical model of a stand-alone voltage inverter with alternative topology and unipolar modulation was constructed. Coefficient matrices for each key state and conditions of switching over were obtained.

Simulation modelling by LTspice IV was performed, and oscillograms of operation of classical and alternative diagrams obtained. Comparative analysis of energy efficiency of both inverter types was made. For alternative topology, efficiency is higher by 7.5%. It is achieved by practically complete elimination of switching losses on the bridge upper keys that considerably reduces power dissipated on them.

Experimental researches on a physical prototype were conducted as well. The obtained oscillograms of output voltage comply with the modelled ones that is the evidence of adequacy of the constructed models.