

**МИНИСТЕРСТВО ВЫСШЕГО И СРЕДНЕГО СПЕЦИАЛЬНОГО
ОБРАЗОВАНИЯ РЕСПУБЛИКИ УЗБЕКИСТАН
ТАШКЕНТСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ ТЕХНИЧЕСКИЙ
УНИВЕРСИТЕТ имени АБУ РАЙХАНА БЕРУНИ
ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЙ ФАКУЛЬТЕТ**

На правах рукописи
УДК 621.341.572

МАМАЖАНОВ БЕКЗОД МАДРИДБЕК УҒЛИ

**РАЗРАБОТКА, ПРОЕКТИРОВАНИЕ И НАУЧНО-
ОБОСНОВАННЫЙ ВЫБОР ИСТОЧНИКОВ ПИТАНИЯ
НА БАЗЕ АВТОНОМНОГО ИНВЕРТОРА**

Специальность: 5А310704 – Электротехнические комплексы и системы
(по отраслям)

ДИССЕРТАЦИЯ

ДЛЯ ПРИСВОЕНИЯ СТЕПЕНИ МАГИСТРА ТЕХНИЧЕСКИХ НАУК

Работа рассмотрена и
допущена к защите
Зав. Кафедрой

Научный руководитель
проф. Хашимов А.А.

« _____ » _____ 2015 г.

Ташкент – 2015

ОГЛАВЛЕНИЕ

Введение	3
Глава 1 Основные положения и разнообразие источников питания на базе автономного инвертора	7
1.1 Общие сведения о солнечных батареях.....	7
1.2 Анализ состояния вопроса. Формулирования требований к проектируемым источникам питания на базе автономного инвертора.	20
1.3 Аналитический обзор литературы (отечественных и зарубежных материалов из интернета)	21
Выводы по главе	25
Глава 2. Экспериментальные исследования источников питания на базе автономного инвертора	25
2.1 Обзор и классификация источников питания на базе автономного инвертора	25
2.2 Методика и обоснование экспериментальных исследований, расчет и анализ режимов (статический и динамический, тепловой режим) источников питания	47
2.3 Выбор оптимальных параметров автономного инвертора, при котором будет η_{\max} и \cos_{\max}	65
2.4 Методика проведения электрических измерений источников питания на базе автономного инвертора	87
Выводы по главе	91
Глава 3. Расчет АИН, Составление схематических данных и автоматизаций	91
3.1 Расчет однофазной мостовой схемы транзисторного автономного инвертора напряжения	91
3.2 Составление монтажных схем. Наладка источников питания на базе автономного инвертора	109
Выводы по главе	112
Заключение	112
Список использованных литератур	114
Приложения	119

Введение

Энергия, которую мы используем сегодня, получают в основном из ископаемых видов топлива - угля, нефти и природного газа. Однако их ресурсы могут закончиться в недалеком будущем.

Вот почему во всем мире проявляется огромный интерес к использованию альтернативных видов энергии, в частности, возобновляемых источников энергии, и прежде всего солнечной энергии. Возобновляемые источники энергии практически неисчерпаемы и благодаря быстрому распространению современных технологий весьма доступны. Технологии, основанные на использовании возобновляемые источники энергии (ВИЭ), являются экологически чистыми из-за отсутствия выбросов загрязняющих веществ в атмосферу. Вообще, прорыв в этом направлении может вызвать глубокое реформирование производства и образа жизни человечества.

Одним из перспективных направлений развития возобновляемых источников энергии является преобразование солнечной энергии в электричество с помощью фотоэлектрических и термодинамических устройств. Преимущество фотоэлектрических систем неоспоримо в условиях Узбекистана и всей Центральной Азии

До последнего времени в мировой энергетике прослеживалась достаточно четкая закономерность. Финансировались преимущественно те направления, которые обеспечивали достаточно быстрый экономический эффект. Социальные и экологические последствия рассматривались лишь как сопутствующие. При таком подходе (ВИЭ) рассматривались лишь как энергоресурсы будущего, которое представлялось достаточно отдаленным. Отношение к ВИЭ начало меняться в последние десятилетия, когда стало очевидным, что запасы ископаемого топлива могут закончиться уже в обозримом будущем. Внедрение ВИЭ стало рассматриваться, как одно из приоритетных направлений энергетической политики многих стран мира.

Узбекистан обладает значительным потенциалом возобновляемой энергии, в три раза превышающим существующие национальные объемы производства всех видов органического топлива.

Использование альтернативных источников энергии – один из ключевых тенденций в энергетике XXI века. Сегодня практически все развитые страны мира уже реализуют собственные проекты по развитию возобновляемых источников энергии, несмотря на имеющиеся большие запасы нефти, газа и угля. В этом плане Узбекистан имеет колоссальные возможности для развития альтернативных видов энергии, в первую очередь – энергии солнца.

Как отметил Президент Республики Узбекистан И.А. Каримов в книге «Узбекистан на пороге XXI века: угрозы безопасности, условия и гарантии прогресса» (1997): «На карте мира немного государств, которые владели бы такими богатствами, которыми располагает земля Узбекистана» [1].

Согласно подсчетам ученых, потенциал солнечной энергии в Узбекистане, где средняя продолжительность светового дня составляет около 10 часов и солнечными бывают 300 дней в году, составляет порядка 50,973 млрд. тонн нефтяного эквивалента. Исходя из этого, в Узбекистане принята государственная программа по развитию возобновляемых источников энергии, а под Самаркандом уже строится самая крупная в Центральной Азии солнечная электростанция.

Известно, что в истории цивилизации поиск самых эффективных источников энергии всегда оставался в центре внимания. На разработку, в первую очередь, углеводородов как основного сырья для получения электрической и тепловой энергии за последние десятилетия направлялись и направляются огромные инвестиционные вложения.

Однако такие трансформации ни в коей мере не могут изменить растущие с каждым годом интерес и потребность в возобновляемых

источниках энергии и, в первую очередь, в использовании самой чистой в мире солнечной энергии.

Как развивать возобновляемые источники энергии в Узбекистане? Об этом сказано в Указе Президента Узбекистана «О мерах по дальнейшему развитию альтернативных источников энергии», принятом 1 марта 2013 года.[2]

Опыт применения установок возобновляемых источников энергии показывает, что они в целом окупают себя. Поэтому внедрение альтернативных источников энергии сегодня - один из важнейших приоритетов на пути перехода экономики республики на инновационные и экологически чистые технологии.

Актуальность работы. Одним из перспективных направлений использования возобновляемых источников энергии является энергия солнца. Для этого применяются фотоэлектрические станции, одной из характерных особенностей использования солнечной энергии является значительный потенциал возобновляемой энергии и получение ее без вреда экологии.

Цель работы заключается в создании автономной системы электроснабжения на солнечных батареях для факультета Энергетики Ташкентского Государственного Технического Университета, а также применение полученных результатов в комнатах 105 и 107 кафедры «ЭЭЭ». Обоснование рациональных параметров автономных инверторов напряжения, обеспечивающих повышение энергоэффективности.

Задачи исследования. Разработка, проектирование и научно-обоснованный выбор источников питания на базе автономного инвертора.

В соответствии с поставленной задачей в работе рассматриваются следующие вопросы:

- разработка схемотехнического решения и конструкции;
- анализ методов исследования;

— проведение экспериментальных исследований.

Идея работы. Заключается в том, что выходные параметры инвертора напряжения зависят от его схематического исполнения и совершенствуются при использовании современных элементов, улучшающие процесс преобразования энергии.

Объект исследования. Являются автономные инверторы напряжения.

Предмет исследования. Являются процессы преобразования энергии.

Методы исследования. Применяемые для решения поставленных задач: анализ литературных источников и фактического состояния базы от ведущих производителей, технико-экономический анализ.

Научная новизна. Выполненные исследования заключаются в совершенствовании схематических данных для повышения эффективности, а также применение в учебных заведениях для обеспечения электроэнергией.

Практическое значение работы. Состоит в внедрении использование возобновляемых источников энергии в учебные заведения и уменьшению затрат на электроэнергию, а также уменьшению выбросов углекислого газа в атмосферу.

Реализация результатов работы. Создание автономной системы электроснабжения для комнат 105 и 107 кафедры «ЭЭЭ» на солнечных батареях на основе действующего макета.

Структура и объем работы. Диссертация состоит из введения, 3х глав, заключения, списка литературы и приложений на 115 страницах, включая 50 рисунок, 2 таблиц и 45 наименований использованной литературы.

ГЛАВА 1. ОСНОВНЫЕ ПОЛОЖЕНИЯ И РАЗНООБРАЗИЕ ИСТОЧНИКОВ ПИТАНИЯ НА БАЗЕ АВТОНОМНОГО ИНВЕРТОРА

1.1 ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ О СОЛНЕЧНЫХ БАТАРЕЯХ

Солнечная энергетика — направление нетрадиционной энергетики, основанное на непосредственном использовании солнечного излучения для получения энергии в каком-либо виде. Солнечная энергетика использует возобновляемый источник энергии и является экологически чистой, то есть не производящей вредных отходов. Производство энергии с помощью солнечных электростанций хорошо согласовывается с концепцией распределённого производства энергии.

Как работают солнечные панели

Наиболее эффективными с энергетической точки зрения устройствами для превращения солнечной энергии в электрическую являются полупроводниковые фотоэлектрические преобразователи (ФЭП), поскольку позволяют осуществить прямой, одноступенчатый переход энергии. Преобразование энергии в ФЭП основано на фото-вольтаическом эффекте, который возникает в неоднородных полупроводниковых структурах при воздействии на них солнечного излучения. Фото-вольтаический эффект (преобразование энергии света в электроэнергию) был открыт в 1839 году молодым французским физиком Эдмондом Беккерелем. Однажды 19-летний Эдмонд, проводя опыты с маленькой электролитической батареей с двумя электродами обнаружил, что на свету некоторые материалы производят электрический ток. Отчего это происходит? Дело в том, что солнечный свет несет определенную энергию. Разным длинам волн света, воспринимаемыми нами как разные цвета (красный, синий, желтый и т.д.) соответствуют свои уровни энергии. Попадая на воспринимающий полупроводниковый слой, свет передает

свою энергию электрону, который срывается со своей орбиты в атоме. А поток электронов и есть электрический ток. Но до создания первой солнечной батареи прошло еще более сорока лет: в 1883 г. Чарльз Фритц покрыл кремниевый полупроводник очень тонким слоем золота и получил солнечную батарею, КПД которой составил не более 1%. Аналогичные современным фотовольтаические элементы были запатентованы как «светочувствительные элементы» в 1946 г. компанией Russell Ohl. Первый искусственный спутник с применением фотовольтаических элементов был запущен СССР в 1957 г., а в 1958 г. США осуществили запуск спутника Explorer 1 с солнечными панелями. Эти два события показали, что солнечные панели могут служить единственным и достаточным источником энергоснабжения геостационарных спутников, что подтвердило компетентность солнечных батарей. Это был важный момент в развитии данной технологии, так как в результате успешных запусков несколько правительств инвестировали колоссальный объем средств в ее разработку. Начиная с 2000 г. в арифметической прогрессии росла эффективность производимых кремниевых моно- и поликристаллических фотоэлектрических элементов, достигнув к 2007 году максимальных значений 19%. Другие же технологии из-за меньшей эффективности оказались обделены вниманием разработчиков до недавнего времени. В целом погоня за эффективностью и создание дорогих солнечных элементов оправдывали себя только для применения в космосе, где важен каждый грамм и квадратный сантиметр. Для практического использования солнечных панелей на Земле требовались сравнительно недорогие и качественные элементы, пригодные для массового производства и применения. Именно такими и стали кремниевые солнечные панели. В настоящее время лидером является моно- и поликристаллический кремний - 87% мирового рынка. Аморфный кремний составляет 5% рынка, а тонкопленочные кадмий-теллуровые элементы - 4,7%. Основным материалом для производства солнечных фотоэлектрических панелей

остаётся кремний. Причиной является его повсеместная доступность. Немалую роль играет и разработанность технологии, поскольку кремний очень широко используется в разных видах электроники. Основой для солнечных панелей являются тонкие срезы кремниевых кристаллов. Чем тоньше слой - тем меньше себестоимость. Параллельно повышается эффективность. В 2003 году в среднем в индустрии фотовольтаики толщина слоя в наиболее качественных элементах составляла 0,32 мм, а к 2008 году уменьшилась до 0,17 мм. А эффективность повысилась с 14% до 16%. В этом году планируется достигнуть показателей 0,15 мм при эффективности 16,5%. [3]

Фотоэлемент — электронный прибор, который преобразует энергию фотонов в электрическую энергию. Первый фотоэлемент, основанный на внешнем фотоэффекте, создал Александр Столетов в конце XIX века.



Рис.1.1. Фотоэлемент на основе поликристаллического кремния

Физический принцип работы фотоэлемента

Преобразование энергии в ФЭП основано на фотоэлектрическом эффекте, который возникает в неоднородных полупроводниковых структурах при воздействии на них солнечного излучения.

Неоднородность структуры ФЭП может быть получена легированием одного и того же полупроводника различными примесями (создание р-п переходов) или путём соединения различных полупроводников с неодинаковой шириной запрещённой зоны - энергии отрыва электрона из атома (создание гетеропереходов), или же за счёт

изменения химического состава полупроводника, приводящего к появлению градиента ширины запрещённой зоны (создание варизонных структур). Возможны также различные комбинации перечисленных способов.

Эффективность преобразования зависит от электрофизических характеристик неоднородной полупроводниковой структуры, а также оптических свойств ФЭП, среди которых наиболее важную роль играет фотопроводимость. Она обусловлена явлениями внутреннего фотоэффекта в полупроводниках при облучении их солнечным светом.

Основные необратимые потери энергии в ФЭП связаны с:

- отражением солнечного излучения от поверхности преобразователя,
- прохождением части излучения через ФЭП без поглощения в нём,
- рассеянием на тепловых колебаниях решётки избыточной энергии фотонов,
- рекомбинацией образовавшихся фото-пар на поверхностях и в объёме ФЭП,
- внутренним сопротивлением преобразователя,
- и некоторыми другими физическими процессами.

Для уменьшения всех видов потерь энергии в ФЭП разрабатываются, и успешно применяются различные мероприятия. К их числу относятся:

- использование полупроводников с оптимальной для солнечного излучения шириной запрещённой зоны;
- направленное улучшение свойств полупроводниковой структуры путём её оптимального легирования и создания встроенных электрических полей;
- переход от гомогенных к гетерогенным и варизонным полупроводниковым структурам;

- оптимизация конструктивных параметров ФЭП (глубины залегания p-n перехода, толщины базового слоя, частоты контактной сетки и др.);

- применение многофункциональных оптических покрытий, обеспечивающих просветление, терморегулирование и защиту ФЭП от космической радиации;

- разработка ФЭП, прозрачных в длинноволновой области солнечного спектра за краем основной полосы поглощения;

- создание каскадных ФЭП из специально подобранных по ширине запрещённой зоны полупроводников, позволяющих преобразовывать в каждом каскаде излучение, прошедшее через предыдущий каскад, и пр.;

Также существенного повышения КПД ФЭП удалось добиться за счёт создания преобразователей с двухсторонней чувствительностью (до +80 % к уже имеющемуся КПД одной стороны), применения люминесцентно переизлучающих структур, предварительного разложения солнечного спектра на две или более спектральные области с помощью многослойных плёночных светоделителей (дихроичных зеркал) с последующим преобразованием каждого участка спектра отдельным ФЭП и т. д.

Фотоэлектрический эффект - явление испускания электронов веществом под действием света. Было открыто в 1887 Г.Герцем, обнаружившим, что искровой разряд в воздушном промежутке легче возникает при наличии поблизости другого искрового разряда. Герц экспериментально показал, что это связано с ультрафиолетовым излучением второго разряда. В 1889 Дж.Томсон и Ф.Ленард установили, что при освещении поверхности металла в откачанном сосуде она испускает электроны. Продолжая эти исследования, Ленард продемонстрировал в 1902, что число электронов, вылетающих в 1 с с поверхности металла, пропорционально интенсивности света, тогда как их энергия зависит лишь от световой длины волны, т.е. цвета. Оба эти факта

противоречили выводам теории Максвелла о механизме испускания и поглощения света. Согласно этой теории, интенсивность света служит мерой его энергии и, конечно, должна влиять на энергию испускаемых электронов.

При определенных условиях фотоэффект возможен в газах и атомных ядрах, из которых фотоны с достаточно высокой энергией могут выбивать протоны и рождают мезоны. Фотоэлектрические свойства поверхности металла широко используются для управления электрическим током посредством светового пучка, при воспроизведении звука со звуковой дорожки киноплёнки, а также в многочисленных приборах контроля, счета и сортировки. Фотоэлементы находят применение также в светотехнике.



Рис.1.2. Фотоэлектрические установки.

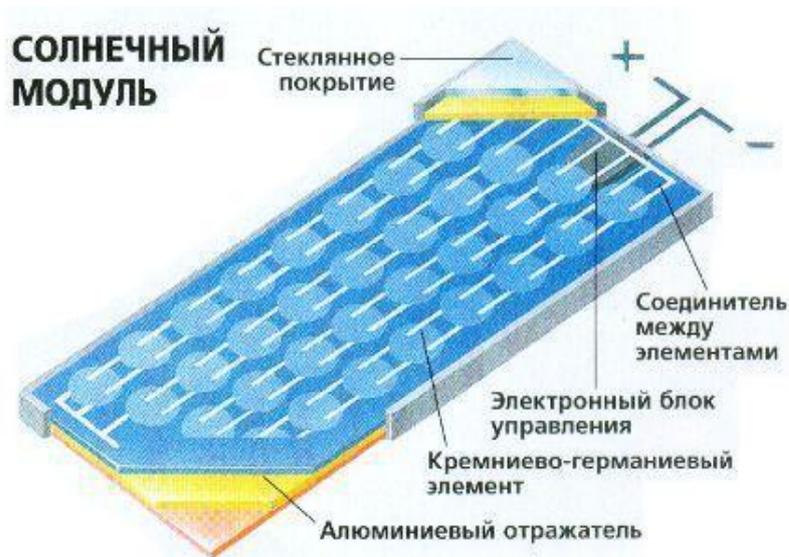


Рис.1.3. Модули солнечные (фотоэлектрические)

Солнечные батареи

В наше время тема развития альтернативных способов получения энергии как нельзя более актуальна. Традиционные источники стремительно иссякают и уже через каких-нибудь пятьдесят лет могут быть исчерпаны. И уже сейчас энергетические ресурсы довольно дороги и в значительной мере влияют на экономику многих государств.

Всё это заставляет жителей нашей планеты искать новые способы получения энергии. И одним из наиболее перспективных направлений является получение солнечной энергии. И это вполне естественно. Ведь именно Солнце даёт жизнь нашей планете и обеспечивает нас теплом и светом. Солнце обогревает все уголки Земли, управляет реками и ветром. Его лучи выращивают не менее одного квадриллиона тонн всевозможных растений, которые, в свою очередь, являются пищей для животных.

Таким образом, мы уже используем солнечную энергию в своих нуждах и все традиционные источники энергии (нефть, уголь, торф) появились на земном шаре благодаря Солнцу.

Человек с самых древних времён учился пользоваться дарами Солнца. Даже простой костёр, который согревал наших предков тысячи лет назад и продолжает это делать теперь, является по сути дела использованием солнечной энергии, которую накопила древесина. Но Солнце способно удовлетворять и более масштабные потребности человека. По подсчётам учёных, человечество нуждается в десяти миллиардах тонн топлива.

Если высчитать количество таких условных тонн, которые предоставляются Солнцем в течение года, мы получим фантастическую сумму – около ста триллионов тонн. Таким образом, люди получают количество энергии, превышающее необходимые ресурсы в десять раз. Нужно только взять это энергетическое богатство. Вот этот вопрос и является крайне актуальным для науки.

Результатом многолетней работы стало такое устройство как солнечная батарея.

Сырье, или из чего делают солнечные батареи

Затронем проблему сырья. Ученые заявляют, что кремний (основной ресурс для производства большинства типов солнечных батарей) - второй по распространенности элемент на нашей планете. На кремний приходится более четверти общей массы земной коры, но на какой кремний? Дело в том, что в большинстве случаев это вещество встречается в виде окиси - SiO₂ (припоминаете песок из детской песочницы?), а вот добыть чистый силиций (Silicium так химики называют кремний) из этого соединения сложно, даже проблематично. Здесь имеют место стоимостные факторы, особенности технологий. Интересно отметить, что себестоимость чистого «солнечного» кремния равна себестоимости урана для АЭС, вот только запасов кремния на нашей планете в 100 тысяч раз больше.

По причине дороговизны кремния, отражающейся на розничной цене солнечных элементов, исследовательские центры на протяжении многих лет работают над поиском достойной альтернативы. К примеру, немецкие ученые Института Физической электроники в Штутгарте предложили использовать вместо кремния синтетические волокна, способные под воздействием света генерировать электрический ток. Новые разработки хоть и не могут похвастаться высокими показателями КПД, но они дешевы и подходят для питания маломощных цифровых устройств. Рубашка из «синтетической» ткани может обеспечить энергией карманный ПК, мобильный телефон или MP3-плеер. Подумать только, а если мореплавателям попробовать сшить парус из такого вот полотна? На обеспечение энергией бортовой электроники уж точно хватит.

Сегодня, в эпоху нанотехнологий, когда человек с легкостью завоевывает микромир, научные вклады инженеров могут в несколько раз ускорить процесс развития «солнечной» отрасли. Ярким примером тому

может послужить заявление сотрудников норвежской компании Scates AS. Ученые уверены, что панели, изготовленные с применением нанотехнологий, позволят снизить стоимость солнечной энергии по сравнению с распространенными сейчас фотогальваническими ячейками в 2 раза.

Типы солнечных элементов

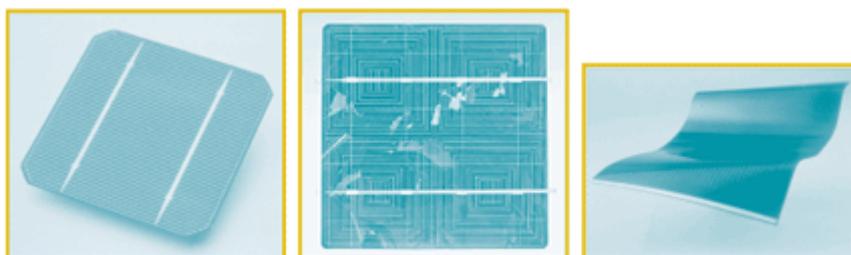


Рис.1.4 Монокристаллические, поликристаллические и аморфные солнечные элементы

Cell Type	Cell Size (mm)	Efficiency (%)	Pmax (W)	Voc (V)	Isc (A)
 6" multi	156x156	16.40	3.99	0.618	8.27
		16.20	3.94	0.616	8.21
		⋮	⋮	⋮	⋮
		15.00	3.65	0.607	7.77
 6" mono	156x156	17.60	4.21	0.624	8.63
		17.40	4.16	0.623	8.57
		⋮	⋮	⋮	⋮
		16.00	3.82	0.613	8.08
 5" mono	125x125	17.40	2.59	0.621	5.35
		17.20	2.56	0.619	5.31
		⋮	⋮	⋮	⋮
		16.00	2.26	0.619	5.31

Рис.1.5 Типичные размеры солнечных элементов и их электрические параметры

Монокристаллический кремний

Наиболее эффективными и распространенными для широкого потребления являются монокристаллические кремниевые элементы. Для изготовления таких элементов кремний очищается, плавится и кристаллизуется в слитках, от которых отрезают тонкие слои. Внешне

монокристаллические элементы выглядят как однотонная поверхность темно-синего или почти черного цвета. Сквозь кремний проходит сетка из металлических электродов. Эффективность такого элемента составляет от 16 до 19% в стандартных условиях тестирования (прямой солнечный свет, +250С).

Срок службы таких панелей у хороших производителей составляет обычно 40-50 лет. Производительность за каждые 20-25 лет службы постепенно снижается примерно на 20%.

Поликристаллический кремний

Технология принципиально не отличается от монокристаллических элементов, но разница состоит в том, что для изготовления используется менее чистый и более дешевый кремний. Внешне это уже не однотонная поверхность, а узор из границ множества кристаллов. Эффективность такого элемента составляет от 14 до 15%. Тем не менее, эти панели пользуются примерно такой же популярностью на рынке, что и монокристаллические, поскольку пропорционально эффективности снижается цена производства.

Ленточный кремний

Принципиально такой же как и предыдущие типы, отличается лишь тем, что кремний не нарезается от кристалла, а наращивается тонким слоем в виде ленты. Антибликовое покрытие дает радужную окраску таким панелям. Эта технология не смогла завоевать рынок, занимая на нем лишь около 2%. В России почти не встречается.

Аморфный кремний

В этом типе используются не кристаллы, а тончайшие слои кремния, напыленные в вакууме на пластик, стекло или металл. Этот тип является наиболее дешевым в производстве, но обладает серьезным недостатком. Слои кремния выгорают на свету значительно быстрее, чем у предыдущих типов. Снижение производительности на 20% может произойти уже через два месяца. Очень часто в России привлеченные низкой ценой люди

приобретают такие панели и потом разочаровываются, поскольку уже через год-два такой элемент перестает давать энергию.

Распознать такую панель на вид можно по более блеклому сероватому или темному цвету непонятных оттенков. На данном этапе развития этой технологии, применение таких панелей в России не рекомендуется.



Рис.1.6 Мобильная солнечная батарея, изготовленная на аморфных фотомодулях

Теллурий кадмия

Этот тип тонкослойных солнечных элементов обладает потенциально большей эффективностью и в качестве проводящего компонента использует оксид олова. Эффективность составляет 8-11%. По себестоимости эти элементы не намного дешевле моно- и поликристаллических кремниевых и обладают проблемой использования токсичного кадмия. Сейчас этот тип элементов занимает менее 5% общего рынка. Допуск таких панелей в Россию нежелателен в первую очередь из-за отечественного неумения, обращаться с потенциально токсичной продукцией.

Другие элементы

Помимо вышеперечисленных есть еще много различных солнечных элементов, не получивших большого распространения. Потенциально перспективными являются медно-галлиевые, концентрирующие, композитные и некоторые другие элементы.[42]

Производство солнечных панелей растет бешеными темпами, стараясь поспеть за стремительно растущим спросом. Причем одновременно растет спрос и для промышленных электростанций и для бытового потребления.

Лидером в производстве солнечных панелей является Китай. Здесь производят почти треть (29%) от общемировой продукции. При этом большая часть уходит на экспорт - в США и Европу. Примечательно, что американцы, являясь крупнейшим потребителем, производят лишь 6% от всех солнечных панелей, предпочитая инвестировать в перспективные крупные заводы в Китае.

Не намного от Китая отстают Япония и Германия, которые производят соответственно 22% и 20% от общемировой продукции. Еще одним лидером является Тайвань - 11% рынка. Все остальные страны производят значительно меньшее количество солнечных панелей.

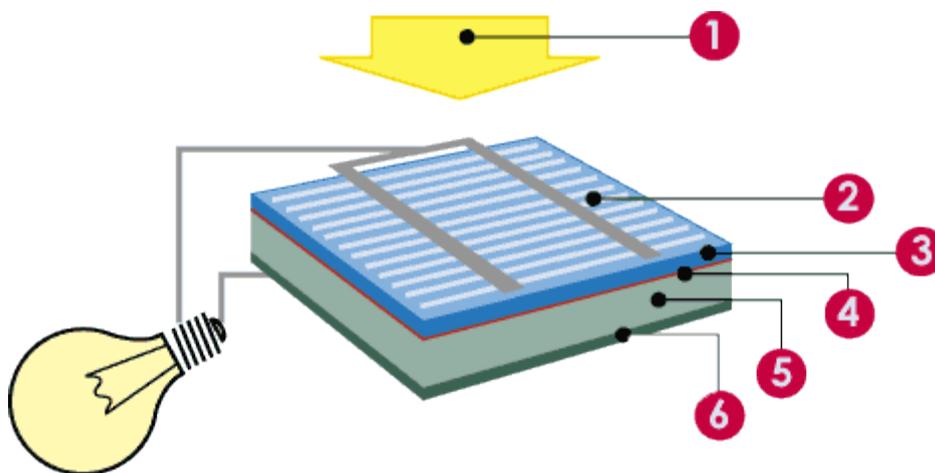


Рис.1.7 Структура солнечного элемента из кремния

1. свет (фотоны)
2. лицевой контакт
3. отрицательный слой
4. переходной слой
5. положительный слой
6. задний контакт

Технологии солнечной энергетики

Более чем за полвека ученые перепробовали огромное количество различных вариантов и способов добычи и использования солнечной энергии. Дорогие и малоэффективные технологии уступали место

привлекательным и дешевым разработкам, которые не прекращают совершенствоваться на протяжении многих лет. Выделим самые распространенные группы технологий «солнечной» отрасли и постараемся выявить наиболее привлекательные варианты для потребителя. Для начала стоит определиться с классификацией «солнечных» технологий, разделенных учеными на 4 группы: активные, пассивные, непосредственные (или «прямые») и непрямые (косвенные).[4]

Активные – вместе с преобразователями задействуются механизмы, электромоторы, помпы. Солнечная энергия используется для нагрева воды, освещения, вентиляции.

Пассивные – отличаются от активных отсутствием в контурах систем каких-либо механизмов, движущих частей. Особенностью построения пассивных солнечных структур для организации систем вентиляции, отопления является подбор соответствующих по физическим параметрам строительных материалов, специфическая планировка помещения, размещение окон.

К **непосредственным** или **«прямым»** технологиям относят системы, преобразовывающие солнечную энергию в ходе одного уровня или этапа.

К группе **«непрямых»** технологий принадлежат системы, процесс функционирования которых включает в себя многоуровневые преобразования и трансформации для получения требуемой формы энергии.

Исходя из выше представленной классификации групп технологий солнечной энергетики, можно с легкостью охарактеризовать сферы деятельности человека, где энергия солнца получила наибольшее распространение.

1.2 Анализ состояния вопроса. Формулирования требований к проектируемым источникам питания на базе автономного инвертора.

В современном производстве все большую роль играют полупроводниковые преобразователи электрической энергии. Об этом, в частности, говорит тот факт, что более 30% всей вырабатываемой электрической энергии, обладающей определенными исходными параметрами (величиной, формой, частотой напряжения и тока) преобразуются в электрическую энергию с другими параметрами, отличными от исходных. Преобразователи электрической энергии, как правило, выполняют следующие функции: преобразуют переменный ток в постоянный и наоборот, регулируют или стабилизируют выходной ток или напряжение, а также изменяют частоту переменного тока. В связи с этим они нашли широкое применение в электроприводе (ЭП), транспорте, фотоэлектрических станциях, электротехнологии, различного вида системах электроснабжения.

Качественное бесперебойное электроснабжение является важным критерием для любого объекта, будь то частный коттедж, офисное помещение или специализированный объект (например, узел связи в сфере телекоммуникаций).

В современном промышленном производстве происходят объективные процессы, которые накладывают жесткие требования на условия реализации этого производства. К ним, в первую очередь, относится рост энергоемких технологий при возрастающей сложности получения энергии и дефиците доступных энергоресурсов. Этот быстро прогрессирующий процесс определяет все обостряющуюся необходимость экономии энергии вообще и электроэнергии, в частности, т. к. известно, что в настоящее время добыть одну тонну топлива или соответствующее количество энергии вдвое дороже, чем сэкономить. В связи с этим, задачами, стоящими перед промышленностью и наукой, являются расширение производства менее энергоемкого оборудования, широкое

внедрение энергосберегающих технологий, повышение КПД энергопроизводящего, энергопреобразующего и энергопотребляющего оборудования.

Одним из путей решения поставленных задач является повышение эффективности преобразования электрической энергии вентильными преобразователями и АИН, в частности. [5]

Эффективность прежде всего определяется качеством входной и выходной энергии инвертора и потерями в самом преобразователе. Качество входной и выходной энергии в свою очередь определяет величину дополнительных потерь электрической энергии соответственно во входных цепях АИН и в нагрузке. Таким образом, повышение эффективности преобразования электрической энергии в инверторе напряжения связано с уменьшением электрических потерь в системе в целом.

Как было сказано выше, характеристики АИН во многом определяются способом его управления. Следовательно, современные требования, предъявляемые к автономным инверторам напряжения с точки зрения эффективности преобразования электрической энергии, делают актуальным вопрос разработки энергооптимальных способов программного управления.

1.3 Аналитический обзор литературы (отечественных и зарубежных материалов из интернета)



Рис.1.8. Инвертор от SMA

Инверторы от SMA Solar Technology AG

Немецкая компания SMA Solar Technology AG является ведущим технологическим лидером в мире по разработке и производству инверторов, а также устройств мониторинга для солнечных систем

Инверторы SMA Solar сочетают в себе все новаторские идеи в области солнечной энергетики и отличаются незаурядной эффективностью и высокими показателями качества исполнения и надёжности. Располагают системой самодиагностики, аварийного питания, поддержки сетей.

Инверторы SMA Solar применяются в сетевых, автономных и резервных установках солнечного электроснабжения любого размера, всех классов мощности и спецификаций, независимо от типа солнечных модулей.

Описание

Инверторы для фотоэлектрических, резервных и автономных систем электроснабжения следующего производителя SMA

Характеристики

Инвертор это электрическое устройство, предназначенное для преобразования постоянного тока в переменный и наоборот, а также, в зависимости от модификации прибора, более высокое напряжение в более низкое и наоборот.

Следует различать инверторы с нормальной и модифицированной синусоидой на выходе. Если форма напряжения максимально приближена к синусоиде, такие инверторы считаются синусоидальными. От таких инверторов можно питать любую нагрузку переменного тока, так как такое напряжение полностью соответствует форме напряжения в сети.

Форма же напряжения прямоугольной формы, ступенчатая или трапециевидная подходит не всем потребителям. Инверторы, генерирующие такое напряжение являются несинусоидальными.

Пример: При прямоугольном напряжении утюг будет работать нормально, но телевизор — в пол экрана, радио с помехами.[48]

Инверторы от Kostal Solar Electric

Фирма Kostal Solar Electric надёжный партнер в области солнечной энергетики и производит бестрансформаторные инверторы для систем автономного или резервного энергоснабжения.

Новая серия бестрансформаторных однофазных и трехфазных инверторов фирмы KOSTAL имеет диапазон мощностей от 3 до 10 кВт и центральный инвертор от 40 до 155 кВт. Инверторы имеют один из самых высоких показателей КПД, и подходят для работы с любыми типами солнечных модулей.

Инверторы Kostal PIKO 3.0 и Kostal PIKO 3.6 это однофазные инверторы напряжения, а Kostal PIKO 4.2, Kostal PIKO 5.5, Kostal Piko 7.0, Kostal PIKO 8.3 и Kostal PIKO 10.1 это трехфазные инверторы напряжения. Все инверторы фирмы Kostal Solar Electric являются бестрансформаторными.

Инверторы Kostal PIKO очень просты в установке, и благодаря панели управления, встроенной в корпус, имеют простой в использовании интерфейс. Инверторы предназначены для применения как внутри здания так и снаружи.

Таблица-1

Входные и выходные характеристики инвертора от Kostal Solar Electric

Input side (DC)			Output side (AC)		
Max. PV power	kWp	4.3	Rated output, $\cos \varphi = 1$ ($P_{AC,r}$)	kW	3
Rated input voltage ($U_{DC,r}$)	V	400	Max. output apparent power $\cos \varphi_{adj}$	kVA	3
Max. input voltage (U_{DCmax})	V	900	Max. output voltage (U_{ACmax})	V	264.5
Min. input voltage (U_{DCmin})	V	160	Min. output voltage (U_{ACmin})	V	184
Start input voltage ($U_{DCstart}$)	V	180	Rated output current	A	13
Max. MPP voltage (U_{MPPmax})	V	730	Max. output current (I_{ACmax})	A	13.7
Min. MPP voltage with DC rated output in single-tracker operation (U_{MPPmin})	V	270	Short-circuit current (peak / RMS)	A	26.4 / 16.9
Min. MPP voltage with DC rated output in dual-tracker or parallel operation (U_{MPPmin})		–	Grid connection		1/N/PE, AC, 230V
Max. input current (I_{DCmax})	A	12.5	Rated frequency (f_r)	Hz	50
Max. input current with parallel connection	A	–	Max. grid frequency (f_{max})	Hz	51.5
Number of DC inputs		1	Min. grid frequency (f_{min})	Hz	47.5
Number of independent MPP trackers		1	Setting range of the power factor $\cos \varphi_{AC,r}$		0.9...1...0.9
			Power factor for rated power ($\cos \varphi_{AC,r}$)		1
			Max. total harmonic distortion	%	≤ 3

Автономный инвертор для солнечных батарей мощностью 2000 Вт от Mean Well

Компания Mean Well представляет инвертор мощностью 2000 Вт с модифицированным синусоидальным напряжением с зарядным устройством от солнечных батарей с отслеживанием точки максимальной

мощности. Этот автономный солнечный инвертор может быть превращён в энергосберегающую энергетическую установку путём подключения свинцово-кислотных аккумуляторов и солнечных батарей. При помощи зарядного устройства с отслеживанием точки максимальной мощности солнечная энергия сохраняется в аккумуляторной батарее и далее преобразуется в выходное переменное напряжение.[49]

Инвертор ISI-2000 разработан с применением современных высокочастотных схемотехнических решений и микропроцессорного управления, что обеспечивает ему низкий вес и КПД до 88%. Они обеспечивают выходную мощность до 2000 Вт в непрерывном режиме работы (1450 Вт для моделей с 12 В входным напряжением). Инвертор может выдерживать пиковые нагрузки до 110% от номинальной мощности в течение 1 минуты и до 200% от номинала в течение 30 циклов выходного напряжения. КПД преобразования зарядного устройства от солнечных батарей составляет до 98%. Использование отслеживания точки максимальной мощности позволяет подстраивать напряжение и ток заряда аккумуляторной батареи и получать максимальную мощность от солнечных батарей. Кроме того, эти инверторы оборудованы полным комплектом защит, включая защиту от переплюсовки по входу, предупреждение и отключение при разряде батареи, от перенапряжения на батарее, защиту от короткого замыкания по выходу, от перегрузки и перегрева инвертора. Также инверторы ISI-2000 имеют ряд стандартных функций, например, выключатель выхода, светодиодный индикатор, релейный сигнал «Разряд батареи».

Все инверторы серии ISI-2000 имеют сертификаты соответствия требованиям CE, FCC, IEC60950-1. Типичные области применения этих инверторов – питание всех видов осветительных приборов и бытовых устройств и переносного оборудования в местах, где электрическая сеть недоступна, но могут быть установлены солнечные панели.

- Выход: модифицированная синусоида, 2000 Вт

- Встроенное зарядное устройство от солнечных батарей с отслеживанием точки максимальной мощности с КПД до 98%
- КПД инвертора 88%
- Нестабильность выходного напряжения $\pm 10\%$
- Пиковая перегрузка до 200% от номинала
- Выключатель и светодиодный индикатор
- Защиты по входу: полярность батареи, сигнал разряда батареи, отключение при разряде батареи, перенапряжение на батарее
- Защита по выходу: от короткого замыкания по выходу, от перегрузки и перегрева инвертора
- Функция включения и выключения вентилятора
- Выходное напряжение: $\sim 110\text{В}$ или $\sim 230\text{В}$, опции: $\sim 100/115/120\text{ В}$ или $\sim 200/220/240\text{ В}$
- Сертификаты: CE, FCC, IEC60950-1
- Размеры 205x158x67мм

Выводы по главе

1. Представлена краткая история развития получения электрической энергии на основе солнечных батарей их принцип работы.
2. Анализируются схемы соединения солнечных модулей для получения требуемой мощности на выходы солнечных батарей.

Глава 2. Экспериментальные исследования источников питания на базе автономного инвертора

2.1.1 Обзор и классификация источников питания на базе автономного инвертора

Солнечный генератор (каким бы сложным и большим он не был) может вырабатывать лишь постоянный ток. К счастью, имеется много

потребителей, использующих именно постоянный ток (зарядка аккумуляторов, освещение, радиоаппаратура и т.д.), но потребителей переменного напряжения 220В ни меньше. Для преобразования постоянного тока аккумуляторной батареи в переменный синусоидальной формы, нужен инвертор. Инверторы - полупроводниковые приборы. Они могут быть поделены на два типа в соответствии с типом фотоэлектрических систем:

- инверторы для автономных систем солнечных батарей;
- инверторы для сетевого использования.

Выходной каскад у обоих типов во многом похож, а основное отличие в схеме управления. Первый тип имеет генератор частоты, а второй должен работать синхронно с промышленной сетью (и в качестве генератора частоты использует саму сеть).

Для всех типов ключевой параметр - КПД (который должен быть более 90%). [6]

Выходное напряжение автономных инверторов, как правило, составляет 220В (50/60 Гц), а в инверторах мощностью 10 - 100кВт можно получать трехфазное напряжение 380В. Все автономные инверторы трансформируют постоянный ток аккумуляторных батарей. Вследствие этого входное напряжение выбирается из ряда 12, 24, 48 и 120В. Чем больше входное напряжение, тем проще инвертор и тем выше его КПД. При больших напряжениях существенно меньше потери на передачу энергии от солнечного генератора к аккумуляторной батарее, регулятору зарядки и инвертору, однако при этом усложняется конструкция солнечной электростанции и ее эксплуатация при опасных напряжениях (выше 40 В). К форме выходного сигнала автономных инверторов предъявляются менее жесткие требования. В ряде случаев (если позволяет нагрузка) возможно использование инверторов с трапециевидным выходным сигналом. Такие инверторы стоят в 2 - 3 раза дешевле инверторов с синусоидальным выходным сигналом. Важный параметр

автономных инверторов - зависимость КПД от мощности подключенной нагрузки. КПД не должен значительно снижаться при подключении нагрузки в десять раз меньшей (по потребляемой мощности), чем номинальная мощность инвертора. Вместе с тем инвертор должен выдерживать перегрузки в выходных цепях (при подключении электродвигателей и прочих динамичных нагрузок). Таким образом, к автономному инвертору предъявляются следующие требования:

- способность переносить без последствий перегрузки (как кратковременные, так и длительные);
- маленькие потери при малых нагрузках и на холостом ходу;
- стабилизация выходного напряжения;
- низкий коэффициент гармоник;
- высокий КПД;
- отсутствие помех на радиочастотах.

Иностранные фирмы предлагают широкий ассортимент инверторов, специально разработанных для солнечных батарей. Такие инверторы уже имеют блок регулятора отбора максимальной мощности, блок регулятора заряда, а также дополнительный вход подключения дизель-генератора (для экстренной подзарядки аккумуляторной батареи).

К выходному сигналу сетевых инверторов предъявляются наиболее жесткие требования. Для понижения потерь на преобразование такие инверторы работают при высоких входных напряжениях. Поскольку их входные цепи запитываются напрямую от солнечной батареи, инверторы имеют регулятор отбора максимальной мощности (встроенный в инвертор). Сетевые инверторы имеют также блок контроля мощности солнечной батареи (и включаются автоматически, как только мощность солнечной батареи становится достаточной для формирования переменного сигнала).

2.1.2 Классификация и принципы построения автономных инверторов

Автономные инверторы (АИ) – это, как указывалось выше, преобразователи постоянного тока в переменный, которые работают на сеть, в которой нет других источников электроэнергии. Коммутации вентилей в них осуществляются благодаря применению полностью управляемых вентилей или устройств искусственной коммутации. При этом частота напряжения на выходе АИ определяется частотой управления, а величина напряжения – параметрами нагрузки и системой регулирования.

Автономные инверторы (АИ) классифицируются по ряду признаков.

1. По виду входного тока или напряжения АИ делятся:

а) на автономные инверторы тока (АИТ). На входе АИТ действует источник тока, образованный источником ЭДС и большой индуктивностью, форма тока на выходе вентильной группы прямоугольная, а форма напряжения определяется характером нагрузки (рис. 2.1 а – б). Нагрузка может быть только активной или активно-емкостной, т.к. при активно-индуктивной нагрузке ток не может мгновенно изменить направление. Рассмотрим работу схемы при активно-емкостной нагрузке. В момент t_1 начинают проводить тиристоры V_1, V_2 ; в момент t_2 тиристоры V_1, V_2 выключаются, а тиристоры V_3, V_4 включаются. Ток через нагрузку меняет направление. Под действием проходящего тока напряжение на нагрузке изменяется по экспоненте;

б) на автономные инверторы напряжения (АИН). На входе АИН действует источник ЭДС, напряжение на выходе вентильной группы прямоугольное, а форма тока определяется характером нагрузки. Напряжение на нагрузке переключается мгновенно, поэтому нагрузка может быть активной или активно-индуктивной (см. рис. 2.1 в – г). Рассмотрим работу схемы при активно-индуктивной нагрузке. В момент t_1 начинают проводить тиристоры V_1, V_2 . Под действием приложенного

напряжения ток нарастает по экспоненте. В момент t_2 тиристоры V_1, V_2 выключаются, но ток через нагрузку идет в том же направлении через диоды VD_3, VD_4 за счет энергии, запасенной в индуктивности, при этом напряжение на нагрузке уже изменило знак, а ток постепенно спадает. В момент t_3 ток равен нулю и включаются тиристоры V_3 и V_4 , полярность напряжения при этом не меняется, а ток меняет направление. Диоды предназначены для возврата реактивной энергии в источник питания. Конденсатор C_d ее воспринимает;

в) на резонансные (колебательные) автономные инверторы (РАИ).

РАИ – это инвертор, на входе и на выходе вентиляционной группы которого ток прерывистый, а форма напряжения на выходе определяется нагрузкой (см. рис. 2.1 д – е). В РАИ должно выполняться условие:

$$R_n < 2 \cdot \sqrt{\frac{L_d}{C_d}} \quad (2.1)$$

При выполнении условия (2.1) процессы при включении тиристоров носят колебательный характер. При включении V_1 и V_2 проходит полуволна тока и конденсатор C_k заряжается с указанной полярностью. После перехода тока через нуль тиристор запирается. При включении V_3 и V_4 напряжение источника и напряжение на конденсаторе C_k действуют согласно, ток проходит в противоположном направлении, конденсатор перезаряжается, V_3 и V_4 запираются при спаде тока до нуля. Напряжение на нагрузке R_n повторяет форму тока. [7]

Как видно из описания работы в РАИ могут работать обычные (не запираемые) тиристоры.

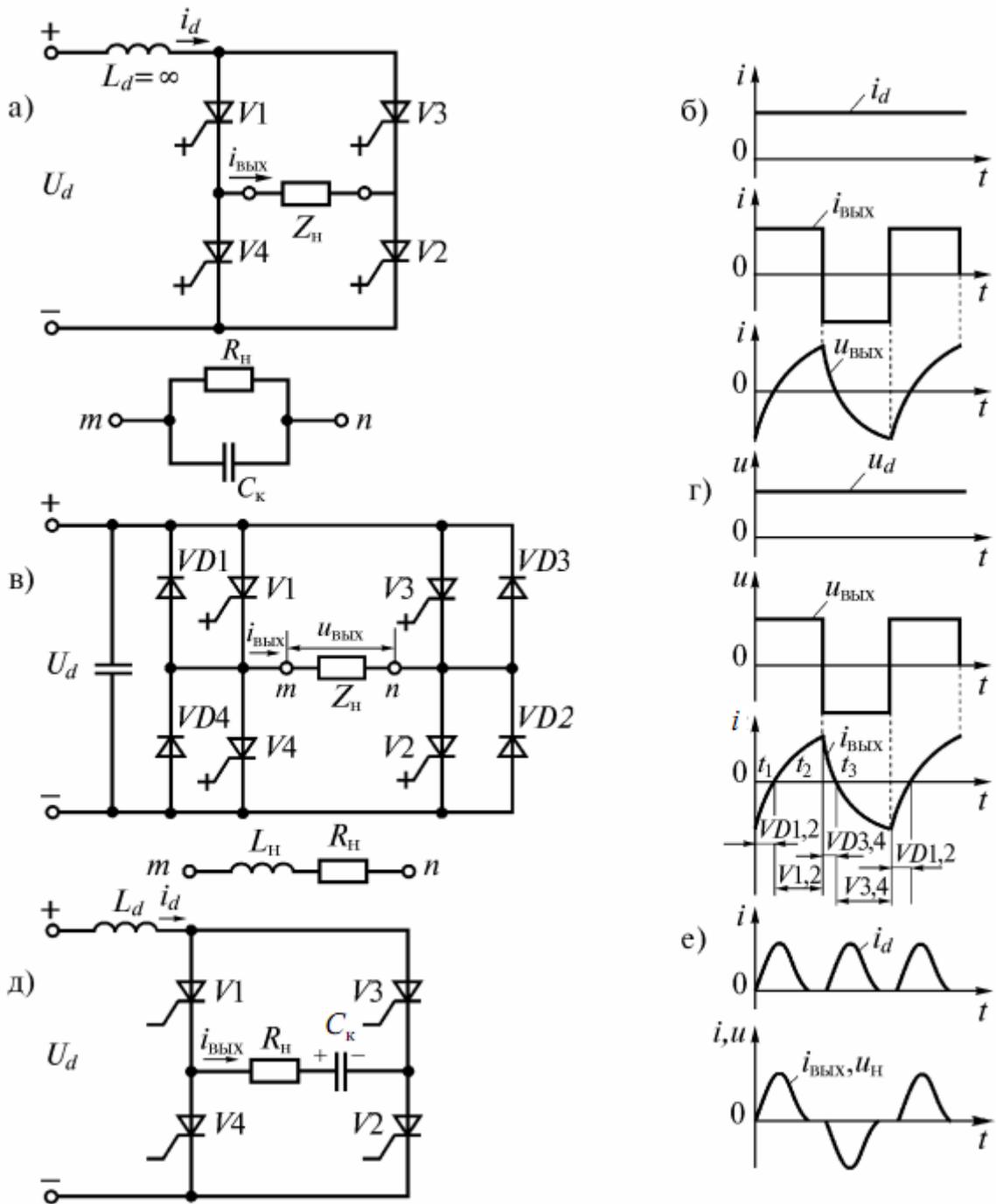


Рис. 2.1. Принципиальные схемы идеальных автономных инверторов тока (а), напряжения (в), резонансного (д) и диаграммы напряжений и токов, иллюстрирующие их работу (б, г, е)

2. По применяемым вентилям АИ делятся:

а) на АИ на вентилях с неполным управлением (обычных тиристорах);

б) на АИ на вентилях с полным управлением (транзисторах и запираемых тиристорах).

3. По способу коммутации АИ на незапираемых тиристорах делятся:

а) на АИ с одноступенчатой коммутацией, в которых коммутация осуществляется с помощью коммутирующих конденсаторов основными вентилями схемы без применения дополнительных тиристоров;

б) на АИ с двухступенчатой коммутацией, в которых для коммутации применяются специальные коммутирующие вентили.

4. По месту включения коммутирующих конденсаторов АИ с одноступенчатой коммутацией делятся:

а) на параллельные АИ (коммутирующие конденсаторы включены параллельно нагрузке);

б) на последовательные АИ (коммутирующие конденсаторы включены последовательно с нагрузкой).

2.1.3 Параллельные автономные инверторы тока

На рис. 2.2 а приведена схема однофазного параллельного АИТ на обычных тиристорах с неполной управляемостью, а на рис. 2.2 б - временные диаграммы токов и напряжений в схеме. Запирание происходит с помощью энергии, запасенной в конденсаторе C_k . Рассмотрим работу схемы. В момент t_1 после подачи управляющего импульса начинают проводить тиристоры V_1, V_2 . Ток идет по пути «+», $L_d, V_1, R_n \parallel C_k, V_2, -$ «. Под действием проходящего тока напряжение u_c на коммутирующем конденсаторе получает полярность, показанную на рис. 11.2 а знаками «+», «-» без скобок. В момент t_2 включаются тиристоры V_3, V_4 , и конденсатор C_k подключается к цепочкам V_2, V_4 и V_3, V_1 так, что его разрядный ток короткого замыкания направлен навстречу току в ранее проводивших тиристорах V_1, V_2 . Они выключаются. Коммутация происходит

практически мгновенно, так как мала индуктивность в контуре коммутации. Поэтому за время коммутации напряжение на конденсаторе практически не успевает измениться. Ток через нагрузку меняет направление и конденсатор перезаряжается (знаки в скобках). Таким образом, коммутирующий конденсатор служит для выключения предыдущего вентиля при включении последующего.

На диаграмме (см. рис. 2.2 б) показано, что в момент выключения $V1$ к нему прикладывается отрицательное напряжение, которое при перезарядке конденсатора меняет знак. Во избежание опрокидывания инвертора за время t_5 должна восстановиться запирающая способность тиристоров в прямом направлении. Это время ограничивает частотные возможности тиристоров. АИТ могут работать до частот 2-2,5 кГц. При больших частотах тиристор не успевает восстановить запирающие свойства.

Рассмотрим качественно область возможной работы АИТ.

АИТ «боится» коротких замыканий (КЗ), т.к. при этом коммутирующий конденсатор закорочен и нечем коммутировать. При уменьшении сопротивления нагрузки (приближении к КЗ) уменьшается время t_δ . При достижении времени $t_{\delta min}$, равного времени восстановления запирающей способности тиристоров в прямом направлении, коммутация становится невозможной.

Для оценки возможности работы на холостом ходу (ХХ) предположим, что АИТ идеален и $R_n = \infty$. При этом ничего не мешает коммутации, энергия непрерывно потребляется от источника, но нигде не рассеивается, следовательно, запасается в реактивных элементах. Поэтому напряжение на конденсаторе стремится к бесконечности. Таким образом, на холостом ходу АИТ работать не может.[8]

При расчете АИТ примем следующие допущения: тиристоры идеальны, потери в элементах схемы отсутствуют.

На рис. 2.2 в приведена схема замещения АИТ, учитывающая, что через диагональ (выход) моста проходит прямоугольный ток $I_{\text{ВЫХ}}$. Его действующее значение равно I_d . Если разложить в ряд Фурье кривую фазного тока, то амплитуда первого члена ряда

$$I_{\text{ВЫХ}(1)m} = \frac{4}{\pi} \cdot I_d \quad (2.2)$$

Для дальнейшего расчета АИТ применим метод основной гармоники. Действующее значение первой гармоники тока

$$I_{\text{ВЫХ}(1)} = \frac{I_{\text{ВЫХ}(1)m}}{\sqrt{2}} = 0,9I_d \quad (2.3)$$

По схеме замещения можно построить векторную диаграмму (см. рис. 2.2 г). Угол сдвига выходного тока инвертора относительно напряжения на нагрузке φ_u можно определить из векторной диаграммы

$$\operatorname{tg} \varphi_u = \frac{I_{\text{C}(1)}}{I_{\text{H}(1)}} = \frac{R_{\text{H}}}{\frac{1}{\omega_{\text{упр}} C_{\text{к}}}} = \omega_{\text{упр}} C_{\text{к}} R_{\text{H}} \quad (2.4)$$

Активная мощность, передаваемая в нагрузку

$$P_{\text{H}} = U_{\text{H}(1)} I_{\text{ВЫХ}(1)} \cos \varphi_u \quad (2.5)$$

Мощность потребляемая от источника питания

$$P_d = U_d I_d \quad (2.6)$$

Коэффициент полезного действия идеального преобразователя $\eta = 1$. Тогда можно записать уравнение баланса мощностей на входе и выходе АИТ

$$U_d I_d = U_{\text{H}(1)} I_{\text{ВЫХ}(1)} \cos \varphi_u \quad (2.7)$$

Отметим, что в равенстве (2.7) мы пренебрегли всеми высшими гармониками. Поэтому фактически всегда правая часть меньше P_d . Чем ближе к синусоиде формы напряжений, тем точнее расчет.

Угол сдвига φ_u примерно равен углу управления (углу опережения) β (см. рис. 2.2 б). Угол β определяет, насколько раньше переходит через нуль ток выключается тиристор), чем переходит нуль напряжение на вентиле.

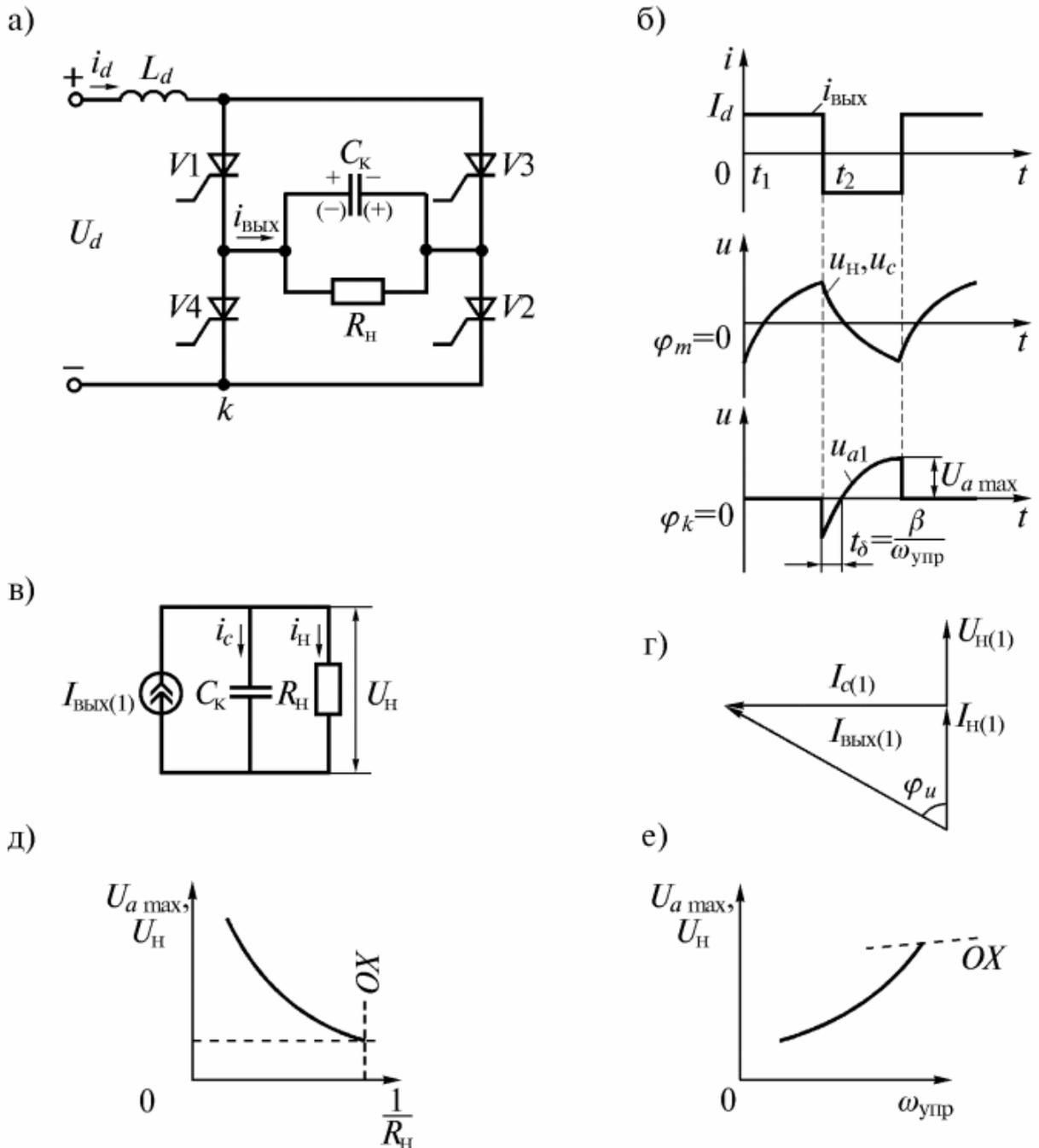


Рис. 2.2. Параллельный АИТ (а), диаграммы токов и напряжений (б), его упрощенная схема замещения (в), векторная диаграмма (г), внешние (д) и регулировочные (частотные) (е) характеристики

Учитывая (2.3) и (2.7), а также то, что $\varphi_u \approx \beta$ можно найти первую гармонику напряжения на нагрузке

$$U_{н(1)} = \frac{U_d}{\cos \beta} \cdot \frac{\pi}{2 \cdot \sqrt{2}} \quad (2.8)$$

Амплитуда тока через вентиль

$$I_{amax} = I_d \quad (2.9)$$

а среднее значение

$$I_a = \frac{I_d}{2} \quad (2.10)$$

Амплитуда напряжения, прикладываемого к запорному вентилю

$$U_{amax} = \sqrt{2} U_{н(1)} \quad (2.11)$$

Угол, предоставляемый на восстановление запирающих свойств тиристоров в прямом направлении, с учетом (2.4) и $\varphi_u \approx \beta$, определится по формуле

$$\beta = \arctg(\omega_{упр} R_n C_k) \quad (2.12)$$

а соответствующее ему время

$$t_\delta = \frac{\beta}{\omega_{упр}} \quad (2.13)$$

Емкость конденсатора C_k выбирается исходя из самой высокой частоты диапазона $\omega_{упр.max}$ и времени выключения тиристора t_q по условию

$$\beta_{min} \geq \omega_{упр.max} t_q \quad (2.14)$$

Из (2.12) и (2.14) можно найти C_k . Внешняя характеристика АИТ $U_n = f(1/R_n)$ крутопадающая (см. рис. 2.2 д). Как указывалось выше, на холостом ходу выходное напряжение идеального АИТ стремится к бесконечности. Регулировочная (частотная) характеристика $U_n = f(\omega_{упр})$

приведена на рис. 2.2 е. Обе характеристики доходят до ограничительной характеристики ОХ.

Недостаток АИТ - плохая внешняя характеристика. Для улучшения внешних характеристик АИТ применяют усовершенствованные схемы – с обратными выпрямителями, с индуктивнотиристорными компенсаторами и с отсекающими диодами (рис. 2.3 и 2.4)

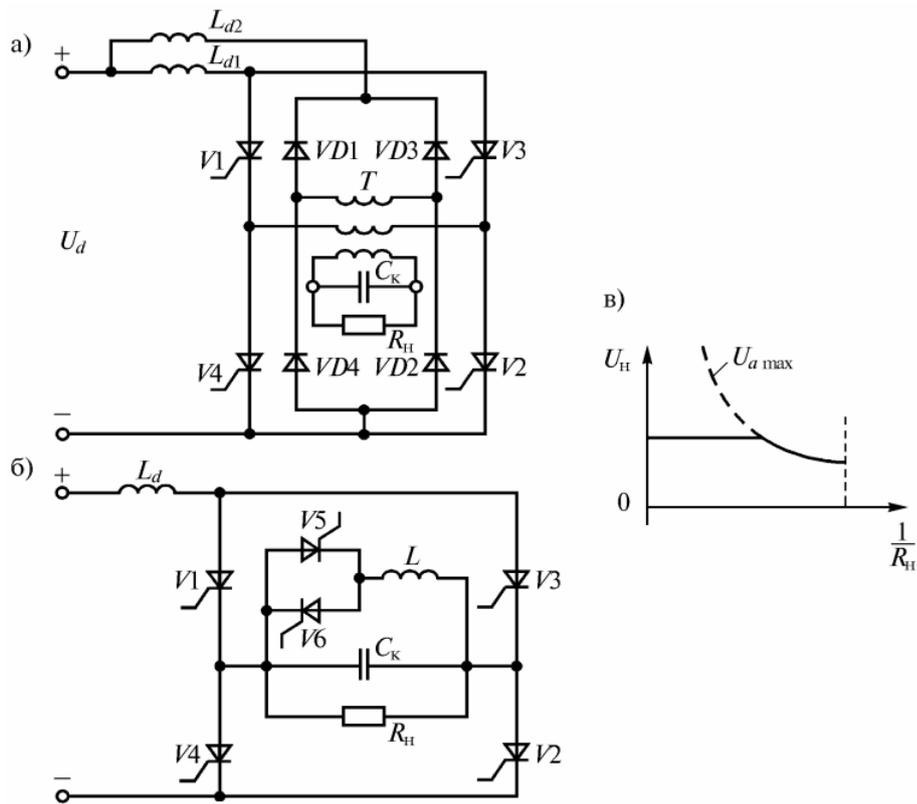


Рис. 2.3. Параллельные АИТ с обратным выпрямителем (а), индуктивно-тиристорным компенсатором (б) и внешняя характеристика АИТ с обратным выпрямителем (в)

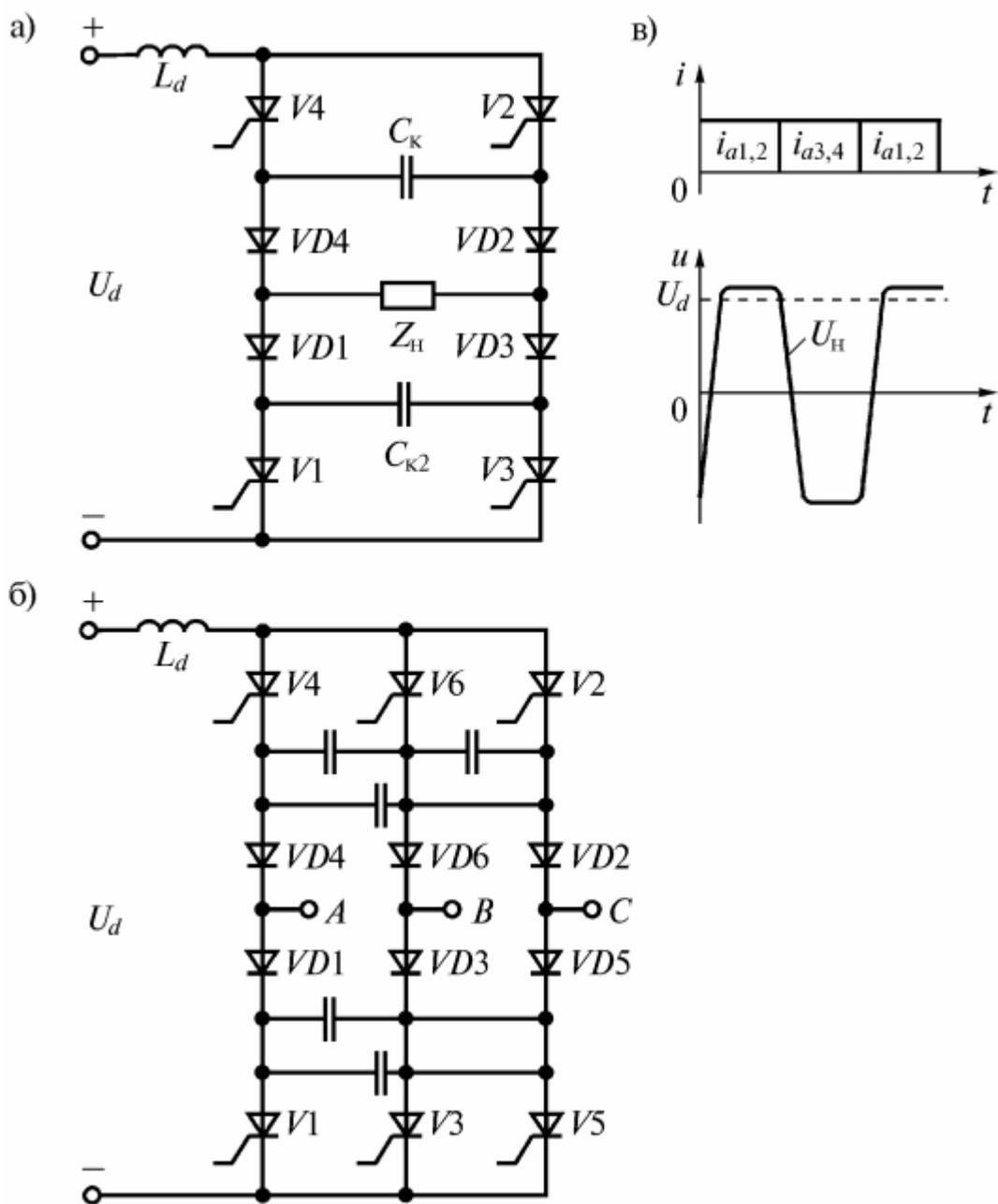


Рис. 2.4. Параллельные автономные инверторы тока с отсекающими диодами, выполненные по однофазной мостовой (а) и трехфазной мостовой (б) схемам и диаграммы токов и напряжений в однофазной схеме (в)

2.1.4 Автономные инверторы напряжения на тиристорах

На рис. 2.5 а приведена схема однофазного параллельного АИН на обычных тиристорах с неполной управляемостью, а на рис. 2.5 в – временные диаграммы напряжений в схеме. Конденсатор C_k служит для

коммутации вентилях, индуктивности L_k – для ограничения тока при перезарядке конденсатора. В момент t_1 включаются вентили V1, V2. Ток идет по цепочке “+“, $L_{к1}$, V1, $R_H \parallel C_K$, V2, $L_{к2}$, “–“. В момент t_2 конденсатор заряжается до напряжения U_d и открываются диоды VD1, VD2. В дальнейшем напряжение на нагрузке остается постоянным до момента t_3 . В этот момент времени включаются V3, V4, коммутирующая емкость выключает V1, V2. Конденсатор перезаряжается, процессы повторяются.

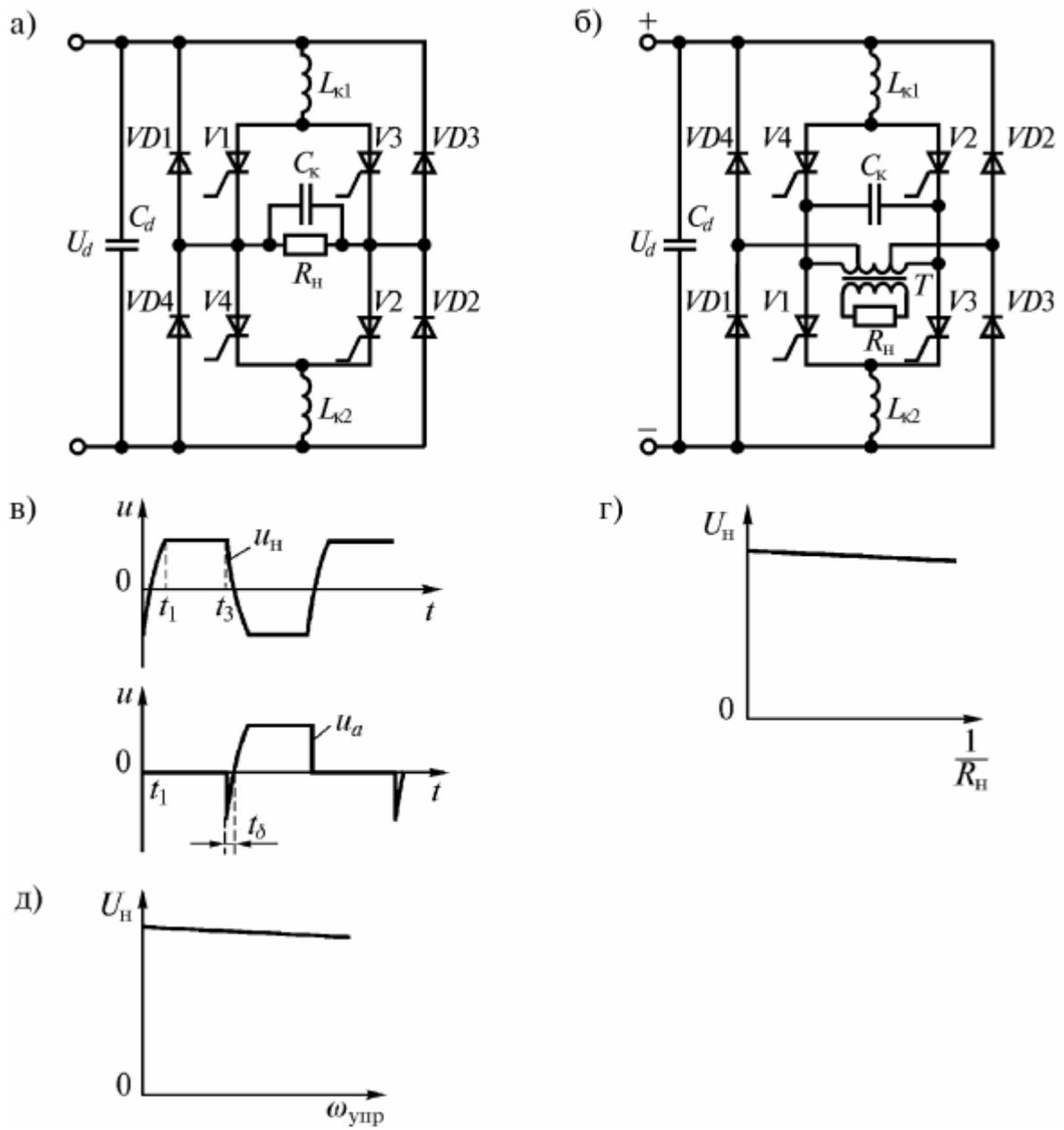


Рис. 2.5. Параллельный автономный инвертор напряжения на тиристорах (а), и его модификация (б), диаграммы напряжений (в), внешняя (г) и регулировочная (д) характеристики

Напряжение на нагрузке, в отличие от идеального АИН, трапецеидальное (см. рис. 2.5 в). Чем меньше значение индуктивности L_k , тем все более трапеция стремится к прямоугольнику, и зарядный ток больше.

В идеальном АИН действующее значение напряжения на выходе инвертора

$$U_n = U_d \quad (2.15)$$

Внешняя характеристика АИН жесткая (см. рис. 2.5 г). Наклон ее определяется внутренним сопротивлением источника питания, а также падением напряжения на активных сопротивлениях реакторов и вентилях.

На рис. 2.5 д показана регулировочная (частотная) характеристика. При повышении частоты напряжение на нагрузке мало меняется.

Предельная частота у АИН ниже, чем у АИТ, т.к. время t_5 , предоставляемое на восстановление запирающих свойств тиристоров меньше. Предельная частота достигает значений 500-1000 Гц.

В схеме (см. рис. 2.5 а) после открытия диодов VD появляется замкнутый контур VD, L, V , в котором бесполезно тратится энергия. Усовершенствованная схема (см. рис. 2.5 б) устраняет этот недостаток.[9]

2.1.5 Резонансные автономные инверторы

На рис. 2.6 а приведена схема последовательного резонансного АИ, выполненного по полумостовой схеме (схеме с разделенным источником питания). Условие его работоспособности

$$R_n < 2 \cdot \sqrt{\frac{L_k}{C_k}} \quad (2.16)$$

Схема «боится» холостого хода и короткого замыкания. На холостом ходу схема неработоспособна, так как нарушается условие (2.16). В идеальном РАИ при коротком замыкании напряжения на реактивных элементах стремятся к бесконечности, так как энергия непрерывно

потребляется от источника питания, но нигде не рассеивается, а, следовательно, накапливается в реактивных элементах.

В РАИ самое большое время t_{δ} за счет паузы в прохождении тока (см. рис. 2.6 б), поэтому схема может работать до частот порядка 20 кГц.

Внешняя характеристика достаточно жесткая (см. рис. 2.6 в).

Для ограничения напряжений на реактивных элементах, а, следовательно, и на вентилях, при коротком замыкании применяется обмотка сброса L_c , индуктивно связанная с L_k . Если напряжение на обмотке сброса $u_{Lc} > U_d$, то начнется возврат энергии в источник, и напряжение будет ограничиваться (см. рис. 2.6 в, штриховые линии). При этом схема работоспособна даже при коротком замыкании.

РАИ применяют в высокочастотных электротермических установках, а также в качестве узлов искусственной коммутации.

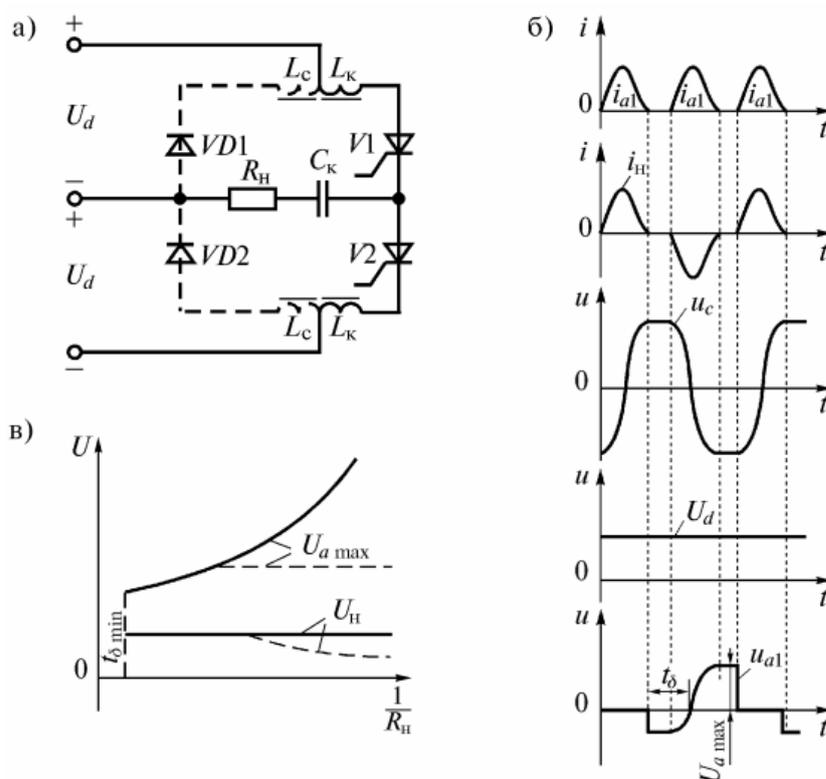


Рис. 2.6. Последовательный резонансный автономный инвертор по полумостовой схеме (а), диаграммы напряжений и токов, иллюстрирующие его работу (б) и внешние характеристики и зависимости амплитуды напряжения на вентиле от нагрузки (в)

2.1.6 Автономные инверторы на тиристорах с двухступенчатой коммутацией

На рис. 2.7 а приведена схема трехфазного мостового АИН с двухступенчатой коммутацией. Узел искусственной коммутации выполнен на тиристорах V7, V8 по схеме последовательного РАИ с закороченной нагрузкой. При поочередном включении вентилей V7, V8 на индуктивностях L_k появляются напряжения (см. рис. 2.7 б), которые включаются последовательно в цепь тиристорov V1 - V6, и в моменты, когда требуется выключить тиристоры, создают на них обратное напряжение. Вид выходного напряжения без учета процессов коммутации представлен на рис. 2.7 в.

2.1.7 Автономные инверторы напряжения на транзисторах и запираемых тиристорах

1) Однофазные транзисторные АИН

Автономный инвертор напряжения преобразовывает постоянное напряжение, подаваемое на его вход, в пропорциональное по величине переменное напряжение. Существует ряд схем однофазных АИН на полностью управляемых вентилях (транзисторах или запираемых тиристорах). На рис. 2.8 приведена однофазная мостовая схема и диаграммы токов и напряжений, иллюстрирующие ее работу.

Пары транзисторов V1, V2 и V3, V4 образуют диагонали моста, а пары транзисторов V1, V4 и V2, V3 образуют стойки моста. При попарном включении транзисторов V1, V2 или V3, V4 знаки напряжения на нагрузке противоположны.[10]

Рассмотрим подробнее процессы при работе АИН на активно-индуктивную нагрузку. При включении транзисторов V1, V2 с момента t_1 ток проходит по цепи +, V1, Y_n , L_n , V2, - источника питания. После выключения транзисторов V1, V2 в момент t_2 управляющие импульсы подаются на транзисторы V3, V4, но они не могут включиться, так как ток

в индуктивности не может мгновенно изменить направление. Поэтому, после выключения транзисторов V1, V2 ток проходит по цепи L_n , VD3, источник питания, VD4, R_n . Энергия, запасенная в индуктивности нагрузки, возвращается в источник питания. После спада тока до нуля в момент t_3 открываются транзисторы V3, V4 и ток в нагрузке меняет направление. Далее процессы идут аналогично.

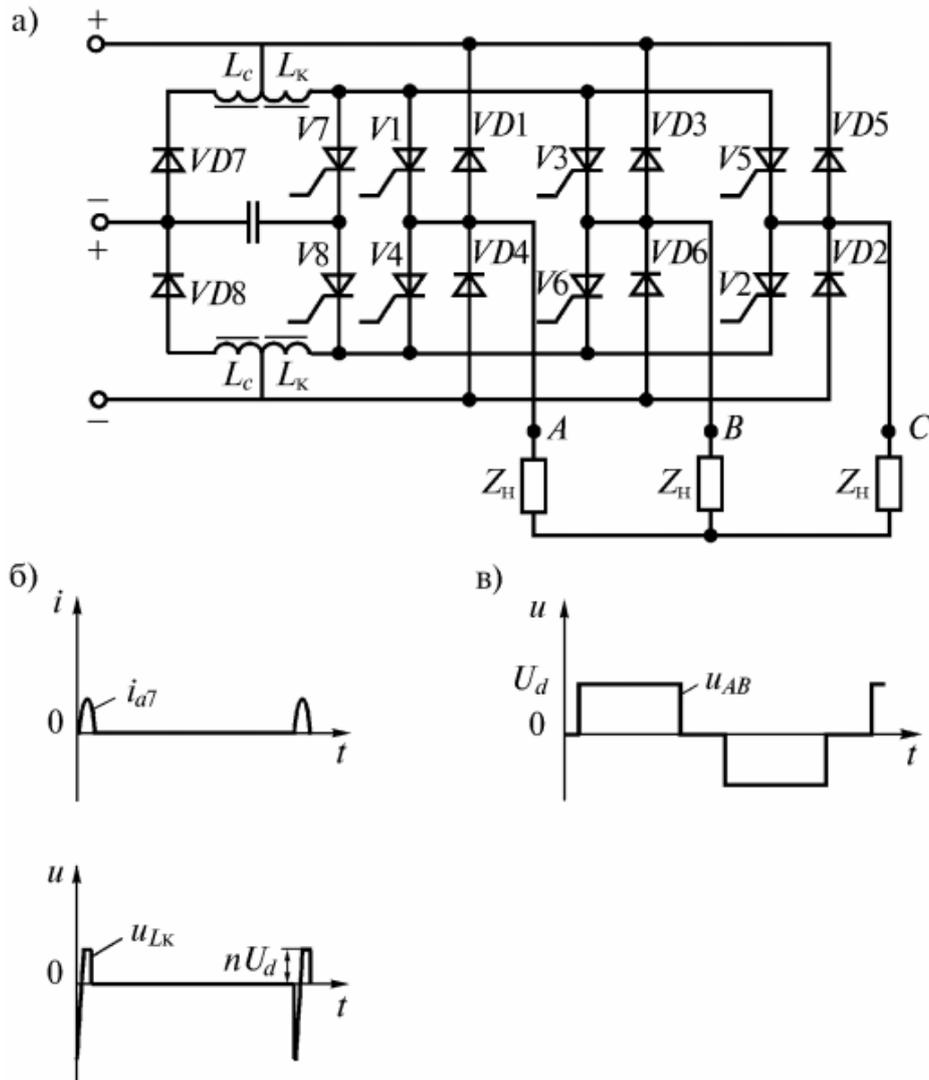


Рис. 2.7. Трехфазный мостовой автономный инвертор напряжения с двухступенчатой коммутацией и общим коммутирующим устройством (а), диаграммы напряжения и тока в коммутирующем устройстве (б) и диаграммы линейного напряжения (без учета коммутационных процессов) (в)

Конденсатор C_d на входе является обязательным элементом АИН.

Он имеет двойное назначение. Он обеспечивает постоянное потребление энергии от источника питания даже при запертом состоянии ключей и защищает полупроводниковые элементы от перенапряжений, возникающих на соединительных проводах между источником питания и блоком вентилей. Он должен быть включен как можно ближе к блоку вентилей.[11]

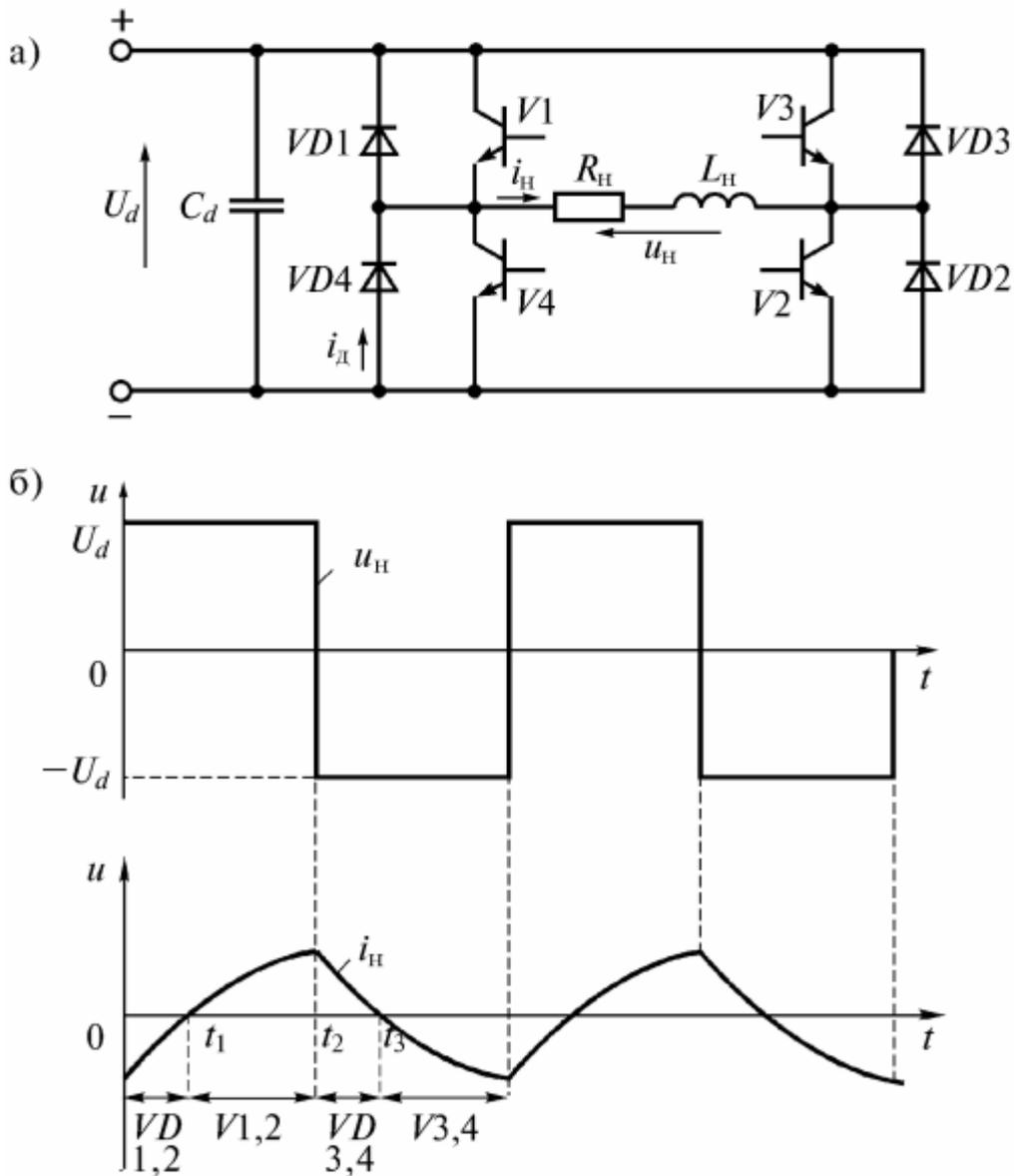


Рис. 2.8. Однофазный мостовой АИН (а) и диаграммы напряжений и токов, иллюстрирующие его работу

На рис. 2.9 приведена схема АИН с разделенным (симметричным) источником питания и диаграммы токов и напряжений, иллюстрирующие

ее работу. Средняя точка источника питания (нуль источника питания) может быть искусственной, то есть созданной одинаковыми резисторами или конденсаторами.

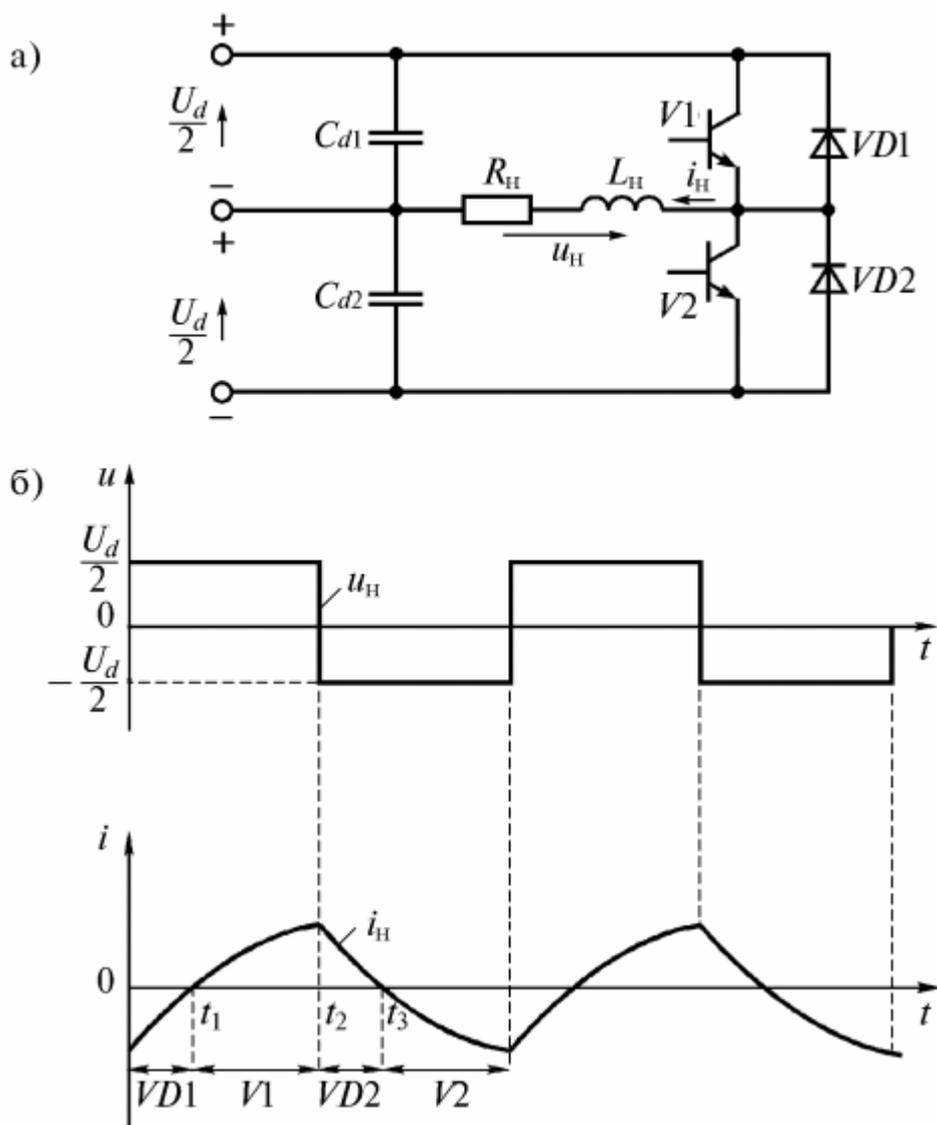


Рис. 2.9. Схема АИН с разделенным источником питания (а) и диаграммы напряжения и тока иллюстрирующие его работу (б)

При включении транзистора $V1$ с момента t_1 ток проходит по цепи $+$, $V1$, $L_{н}$, $R_{н}$, средняя точка источника питания. После выключения транзистора $V1$ в момент t_2 управляющий импульс подается на транзистор $V2$, но он не может включиться, так как ток в индуктивности не может мгновенно изменить направление. Поэтому, после выключения транзистора $V1$ ток проходит по цепи $L_{н}$, $R_{н}$, нижняя половина источника

питания VD2. Энергия, запасенная в индуктивности нагрузки, возвращается в источник питания. После спада тока до нуля в момент t_3 открывается транзистор V2, и ток в нагрузке меняет направление. Далее процессы идут аналогично.[12]

Как видно из сравнения рис. 2.8 б и рис. 2.9 б временные диаграммы одинаковы по форме и отличаются амплитудой напряжения.

Действующие значения напряжений на нагрузке, исходя из временных диаграмм рис. 2.8 б и рис. 2.9 б для однофазной мостовой схемы

$$U_H = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} U_d^2 \omega t} = U_d \quad (2.17)$$

а для схемы с разделенным источником питания

$$U_H = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} (U_d^2/4) \omega t} = \frac{U_d}{2} \quad (2.18)$$

Во многих случаях при применении АИН интересует первая гармоника. Если разложить в ряд Фурье кривую напряжения u_H , амплитуда первого члена ряда для однофазной мостовой схемы

$$U_{H(1)m} = \frac{4}{\pi} U_d \quad (2.19)$$

а для схемы с разделенным источником питания

$$U_{H(1)m} = \frac{2}{\pi} U_d \quad (2.20)$$

В разложении кроме первой имеются гармоники с номерами

$$k = nm \pm 1 \quad (2.21)$$

где m – произведение числа фаз на число пропускаемых полуволн ($m = 2$); $n = 1, 2, 3, \dots$ – натуральный ряд чисел.

Действующее значение первой гармоники напряжения на нагрузке для однофазной мостовой схемы

$$U_{H(1)} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} U_d = 0,9U_d \quad (2.22)$$

а для схемы с разделенным источником питания

$$U_{н(1)} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} U_d = 0,45U_d \quad (2.23)$$

2.1.8 Трехфазный мостовой АИН

Автономный инвертор напряжения преобразовывает постоянное напряжение, подаваемое на его вход, в пропорциональное по величине переменное напряжение. Существует много схем АИН. Однако, наибольшее применение в электроприводе переменного тока получила трехфазная мостовая схема на полностью управляемых вентилях (транзисторах или запираемых тиристорах), приведенная на рис. 2.10.

В этой схеме управляемые вентили могут работать с длительностью открытого состояния $\lambda = 120^\circ$ и $\lambda = 180^\circ$. При угле проводимости вентилей $\lambda=180^\circ$ обеспечивается непрерывная связь фаз нагрузки с источником питания и лучшая форма напряжений на выходе, независимая от параметров нагрузки. Это обусловило более широкое применение такого управления.

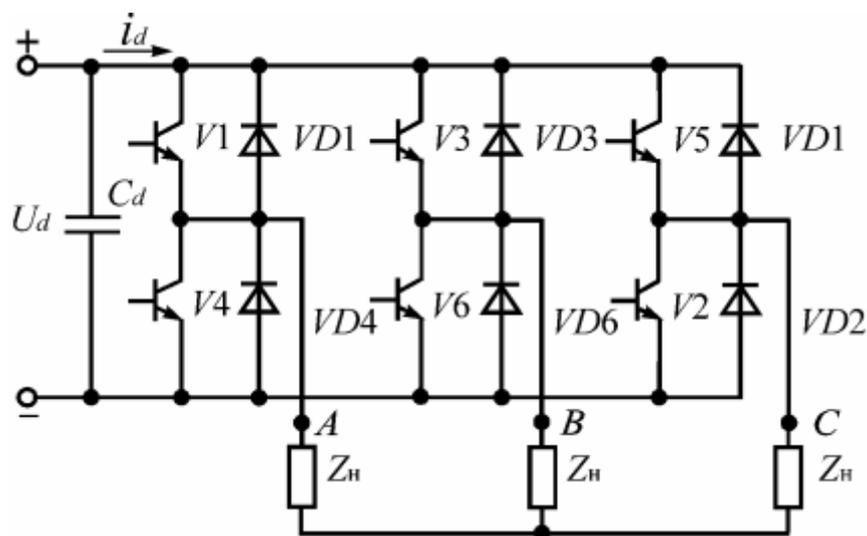


Рис. 2.10. Транзисторный трехфазный мостовой автономный инвертор напряжения при соединении нагрузки звездой

Рассмотрим работу схемы при угле проводимости $\lambda = 180^\circ$. В схеме всегда одновременно открыты три управляемых вентиля разных фаз, что обеспечивает независимость формы выходного напряжения на нагрузке от ее параметров. Из алгоритма переключения транзисторов (рис. 2.11 а) видно, что возможны шесть независимых сочетаний открытых и закрытых состояний управляемых вентилях. Каждому сочетанию соответствует своя эквивалентная схема. На рис. 2.11 б - в для момента ωt_1 приведены эквивалентные схемы при нагрузке, соединенной звездой и треугольником.

Из эквивалентных схем видно, что при соединении нагрузок звездой каждая фаза включена либо параллельно другой фазе и последовательно с третьей, либо последовательно с двумя другими параллельно соединенными фазами. Поэтому к каждой фазе прикладывается напряжение равное $U_d/3$ или $2U_d/3$ (при симметричной нагрузке), и фазное напряжение на нагрузке имеет двухступенчатую форму (см. рис. 2.11 а).

При соединении нагрузки треугольником к каждой фазе нагрузки либо прикладывается напряжение источника питания, либо в течение $1/6$ периода фаза оказывается замкнутой на себя, т.е. фазное напряжение прямоугольное с паузой длительностью $1/6$ периода (см. рис. 2.11 а). Линейное напряжение при соединении нагрузки звездой имеет такую же форму.

2.2 Методика и обоснование экспериментальных исследований, расчет и анализ режимов (статический и динамический, тепловой режим) источников питания

Расчет идеального трехфазного мостового АИН

При расчете АИН примем следующие допущения:

- 1) полупроводниковые ключи (встречно-параллельно включенные транзистор и диод) идеальны;
- 2) угол проводимости полупроводниковых ключей $\lambda = 180^\circ$,
- 3) нагрузка АИН активно-индуктивная.

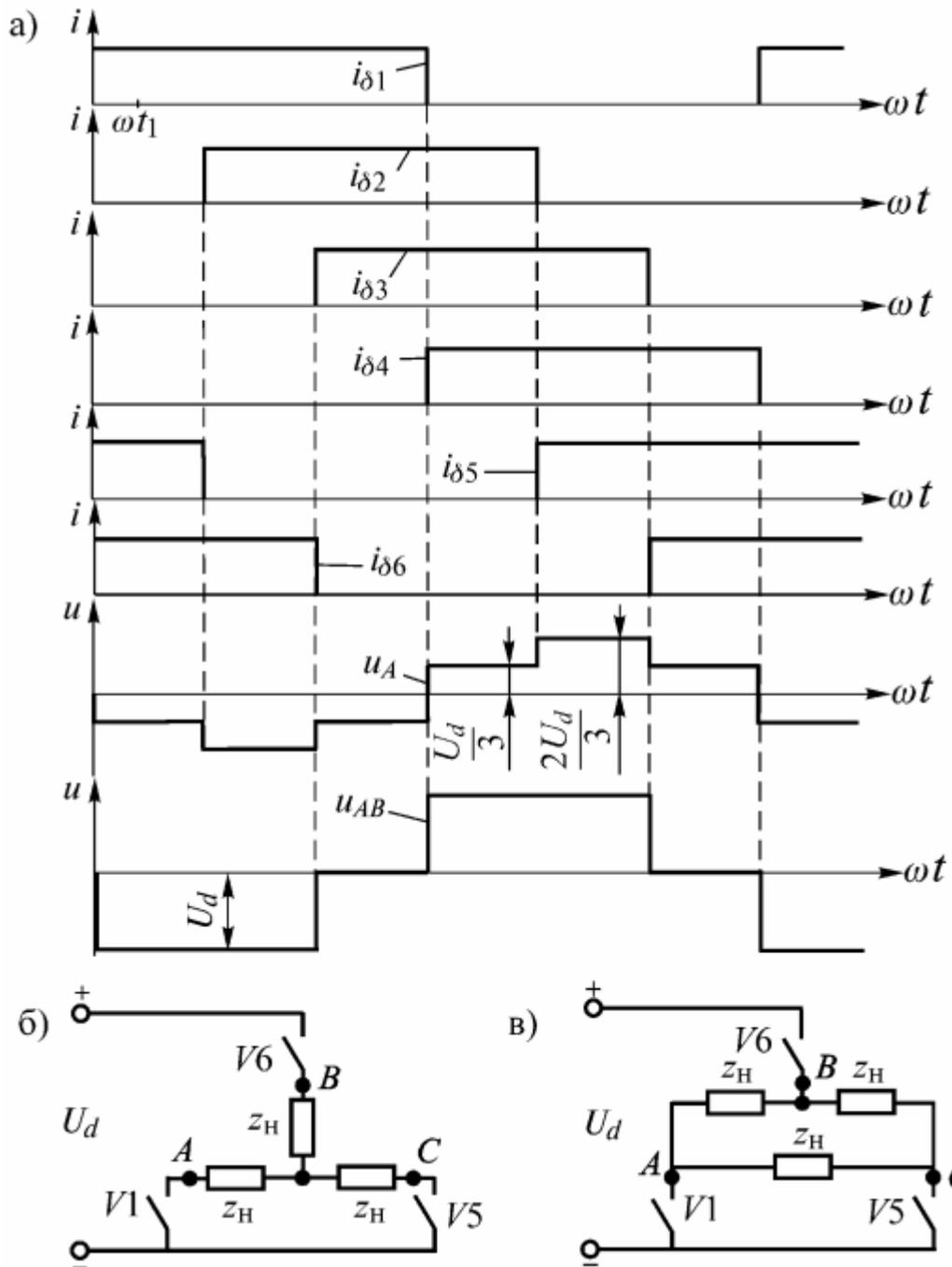


Рис. 2.11. Диаграммы токов и напряжений в трёхфазном мостовом АИН (а) и эквивалентные схемы при нагрузке соединённой звездой (б) и треугольником (в)

На рис. 2.11 а приведены диаграммы фазного и линейного напряжения трёхфазного мостового АИН, полученные при этих допущениях. Фазное напряжение имеет указанный вид при схеме

соединения нагрузки звездой, а линейное - не зависит от схемы соединений.[13]

Действующее значение линейного напряжения на нагрузке, исходя из диаграммы линейного напряжения $u_{\text{нл}}$ (см. напряжение u_{AB} на рис. 2.11 а)

$$U_{\text{нл}} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} u_{\text{нл}}^2 \omega t} = \sqrt{\frac{2}{3}} U_d = 0,816 U_d \quad (2.24)$$

Дальнейший расчет выполняется методом основной гармоники. Если разложить в ряд Фурье кривую напряжения $u_{\text{нл}}$, амплитуда первого члена ряда

$$U_{\text{нл}(1)m} = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} U_d \quad (2.25)$$

В разложении имеются, кроме первой, гармоники с номерами

$$k = nm \pm 1 \quad (2.26)$$

где m – произведение числа фаз на число пропускаемых полуволн ($m = 3 \cdot 2 = 6$); $n = 1, 2, 3, \dots$ – натуральный ряд чисел.

Действующее значение первой гармоники линейного напряжения

$$U_{\text{нл}(1)} = \frac{U_{\text{нл}(1)m}}{\sqrt{2}} = \frac{\sqrt{6}}{\pi} U_d = 0,78 U_d \quad (2.27)$$

Оно весьма близко к действующему значению линейного напряжения $U_{\text{нл}}$ (отличается меньше, чем на 5%), т.к. амплитуды гармоник с ростом номера быстро убывают.

Действующее значение первой гармоники фазного напряжения

$$U_{\text{нф}(1)} = \frac{U_{\text{нл}(1)}}{\sqrt{3}} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} U_d = 0,45 U_d \quad (2.28)$$

В дальнейших расчетах индекс "(1)" опускаем, т.к. расчет ведется везде по первой гармонике. Отмечая идеальность схемы, будем применять индекс "0".

Тогда

$$U_{\text{нф}0} = U_{\text{нф}(1)} \quad (2.29)$$

Фазный ток при активно-индуктивной нагрузке имеет кусочно-экспоненциальную форму (рис. 2.12 а). Форма тока ближе к синусоидальной, чем форма напряжения из-за фильтрующего действия индуктивной нагрузки.

После расчета по методу основной гармоники можно учесть это увеличение потерь. Тогда фазный ток при активно-индуктивной нагрузке

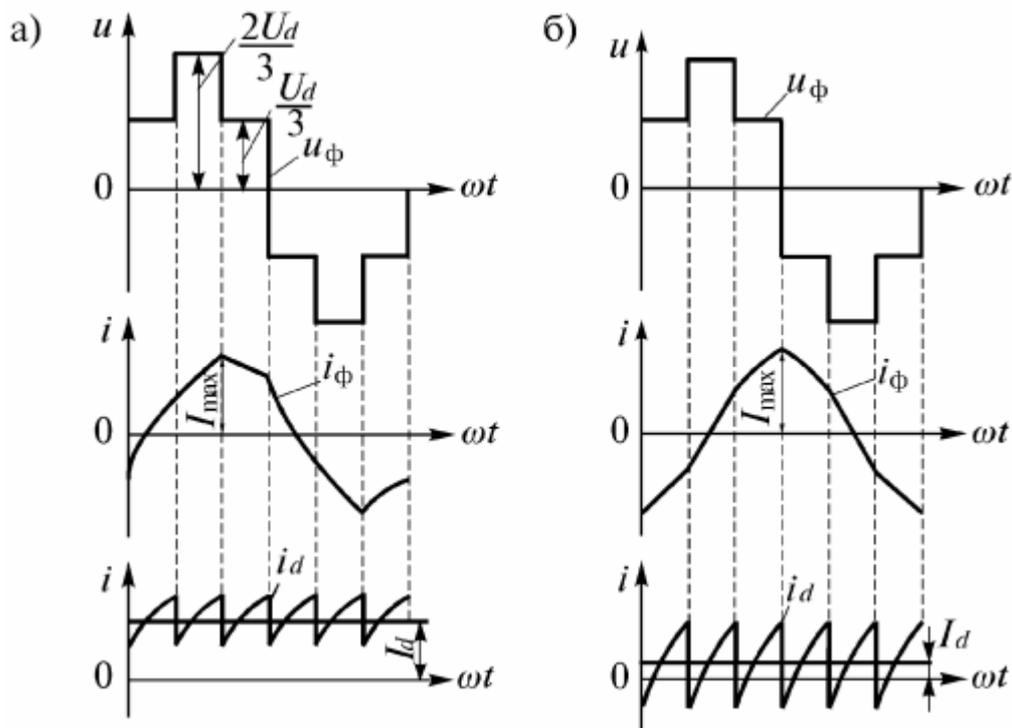


Рис. 2.12. Диаграммы напряжений и токов в трехфазном мостовом автономном инверторе напряжения при угле проводимости вентилей 180 эл.град и различных коэффициентах мощности нагрузки: а) $X > 0,528$;
б) $X < 0,528$

$$I_{\phi} = \frac{U_{\text{нф}0}}{Z_{\text{нф}}} \quad (2.30)$$

где $Z_{\text{нф}}$ – полное сопротивление фазы нагрузки.

Активная мощность, передаваемая в нагрузку

$$P_{\text{н}} = 3U_{\text{нф}0}I_{\phi} \cos \varphi_{\text{н}} \quad (2.31)$$

Здесь φ_n – угол сдвига тока нагрузки относительно напряжения.
 Мощность, потребляемая от источника питания

$$P_d = U_d I_d \quad (2.32)$$

где I_d – среднее значение тока потребляемого от источника питания.

Коэффициент полезного действия (КПД) идеального преобразователя $\eta=1$.

Тогда можно записать уравнение баланса мощностей на входе и выходе

АИН

$$U_d I_d = 3U_{нф0} I_\phi \cos \varphi_n \quad (2.33)$$

Отметим, что в равенстве (2.33) мы пренебрегли всеми высшими гармониками. Поэтому фактически всегда

$$U_d I_d > 3U_{нф0} I_\phi \cos \varphi_n \quad (2.34)$$

Равенство (2.33) выполняется тем точнее, чем ближе по форме к синусоиде ток I_ϕ .

Из равенства (2.33) с учетом (2.28, 2.29) следует:

$$I_d = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} I_\phi \cos \varphi_n = 1,35 I_\phi \cos \varphi_n \quad (2.35)$$

Амплитуда тока через полупроводниковый ключ

$$I_{\text{кmax}} \approx I_{\phi m} = \sqrt{2} I_\phi = \frac{1,05 I_d}{\cos \varphi_n} \quad (2.36)$$

где $I_{\phi m}$ – амплитуда фазного тока.

Амплитуда напряжения на полупроводниковом ключе

$$U_{\text{кmax}} = U_d \quad (2.37)$$

Остановимся подробнее на входном токе инвертора i_d . В момент выключения вентиля $V4$ и включения вентиля $V1$ (см. рис. 2.10) за счет ЭДС самоиндукции ток в фазе A сохраняет направление и протекает через диод $VD1$, тиристор $V5$ и фазу C . Таким образом, ток фазы A составляет часть тока фазы C и от источника потребляется ток, меньший на величину

этого реактивного тока. При этом если реактивный ток переключаемой фазы i_A больше тока фазы i_C , то в момент коммутации ток источника питания изменит направление. Если АИН питается от выпрямителя, то на его входе устанавливается конденсатор C_d и в него ответвляется часть реактивного тока нагрузки. По литературным данным ток на входе инвертора не меняет знак, если коэффициент мощности нагрузки $X > 0,528$. Если принять, что коэффициент несинусоидальности кривой линейного напряжения на выходе инвертора $v_n = 0,955$, то граничное значение $\cos\varphi_n$ составит 0,522, что соответствует углу $\varphi_{нгр} = 56^\circ$. На рис. 2.12 а - б показано как изменяется вид входного тока инвертора при разных углах φ_n . При расчете по методу основной гармоники $\varphi_{нгр} = 60^\circ$ и мало отличается от точного значения 56° . [14]

Конденсатор на входе инвертора рекомендуется выбирать по формуле

$$C_d = 0,13 \frac{U_d T_n}{r_n \Delta U_c} \quad (2.38)$$

где ΔU_c – допустимые колебания напряжения на конденсаторе; T_n – постоянная времени нагрузки.

$$T_n = \frac{L_n}{r_n} \quad (2.39)$$

где L_n – индуктивность нагрузки.

Формула (2.38) дает максимальное значение емкости с учетом самых низких выходных частот.

Таким образом, полученные соотношения позволяют выполнить расчет идеального трехфазного мостового АИН.

Регулирование величины и формы напряжения в АИН

Импульсная модуляция в АИН

Регулирование напряжения на выходе АИН может осуществляться с помощью импульсной модуляции. Из импульсных методов регулирования

выходного напряжения наибольшее распространение получили широтно-импульсное регулирование (ШИР) и широтно-импульсная модуляция (ШИМ). Частота модуляции (несущая частота) должна быть хотя бы на порядок выше, чем наибольшая частота выходного напряжения.[15]

Модуляция при ШИМ и ШИР осуществляется подачей на вход системы управления напряжения управления (модулирующего напряжения) определенной формы. Это напряжение сравнивается с пилообразным опорным напряжением (развертывающим напряжением). При изменении амплитуды модулирующего напряжения изменяется величина выходного напряжения.

При ШИР кривая выходного напряжения инвертора формируется в виде серии импульсов определенной частоты и одинаковой амплитуды и длительности. Регулирование напряжения осуществляется изменением относительной длительности импульсов. На рис. 2.13 а показан вид напряжения u_n на выходе однофазных АИН, выполненных по однофазной мостовой схеме (см. рис. 2.8 а) или схеме с разделенным источником питания (см. рис. 2.9 а). Там же показана гладкая составляющая $u_{нг}$, полученная усреднением средних значений напряжения за период модуляции. Она остается прямоугольной и повторяет форму управляющего (модулирующего) напряжения.

При широтно-импульсной модуляции (ШИМ) одновременно обеспечивается регулирование напряжения на выходе АИН и изменение его по квазисинусоидальному закону. На рис. 2.13 б показан вид напряжения u_n на выходе однофазных АИН, выполненных по однофазной мостовой схеме (см. рис. 2.8 а) или схеме с разделенным источником питания (см. рис. 2.9 а). При ШИМ кривая выходного напряжения u_n формируется в виде импульсов переменной длительности, модулированных чаще всего по синусоидальному закону. Регулирование напряжения осуществляется изменением длительности импульсов при сохранении закона модуляции (см. рис. 2.13 б). Там же показана гладкая

составляющая $u_{нГ}$, полученная усреднением средних значений напряжения за период модуляции. Она оказывается синусоидальной и повторяет форму управляющего (модулирующего) напряжения. По существу это первая гармоника напряжения.

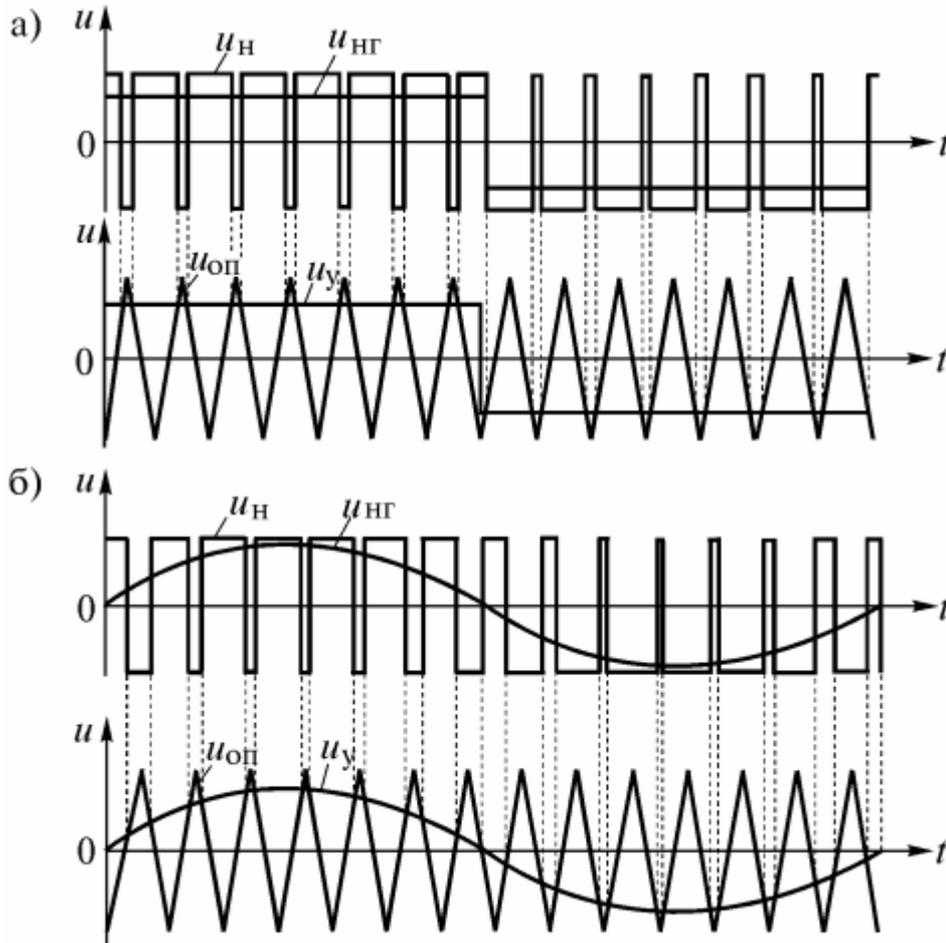


Рис. 2.13. Диаграммы напряжений на нагрузке (U_n) опорного ($U_{оп}$) и управляющего (U_y) в однофазном мостовом инверторе напряжения при ШИР (а) и ШИМ (б)

Модуляция может быть синхронной, когда несущая частота кратна частоте управления и изменяется одновременно с ней. При асинхронной модуляции несущая частота неизменна при изменении частоты управления, но всегда хотя бы на порядок выше наивысшей частоты управления. Наиболее широко применяется асинхронная модуляция.

Опорное напряжение при импульсной модуляции в автономных преобразователях всегда имеет пилообразную форму.[16]

Однако, форма «пилы» может быть разной. В зависимости от формы «пилы» модуляция управляющего импульса $u_{уи}$ происходит по переднему фронту, как показано на рис. 2.14 а, или аналогично по заднему фронту. Такая модуляция обычно применяется в однофазных схемах и в преобразователях

постоянного напряжения.

В трехфазных АИН для исключения одновременного переключения

транзисторов в разных фазах применяют модуляцию по обоим фронтам. Эту ШИМ называют

центрированной (см. рис. 1.14 б). Из рис. 2.14 видно, что при выключении одного транзистора сразу подается сигнал на включение противофазного. При этом возможно короткое замыкание источника питания на время переходного процесса переключения транзисторов. Для исключения возникающего при этом выброса тока применяют задержку включения очередного транзистора. На рис. 2.15 показано, как формируется время задержки. Это время составляет несколько микросекунд или доли микросекунды в зависимости от частотных свойств транзисторов.

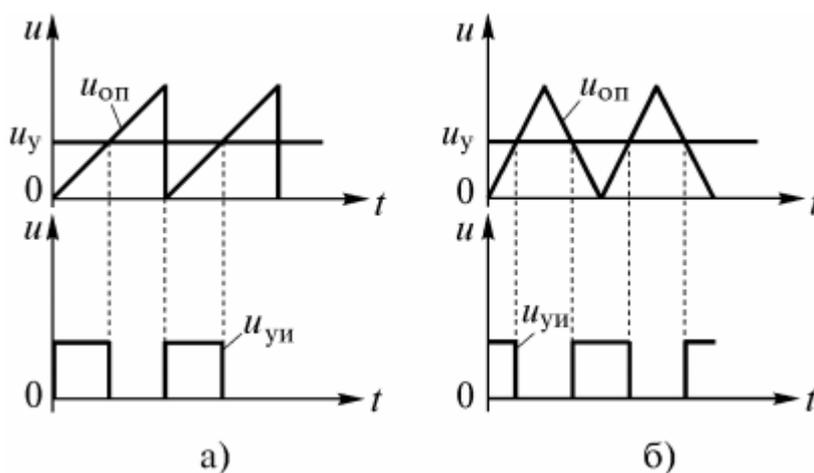


Рис. 2.14. Фронтая (а) и центрированная (б) ШИМ

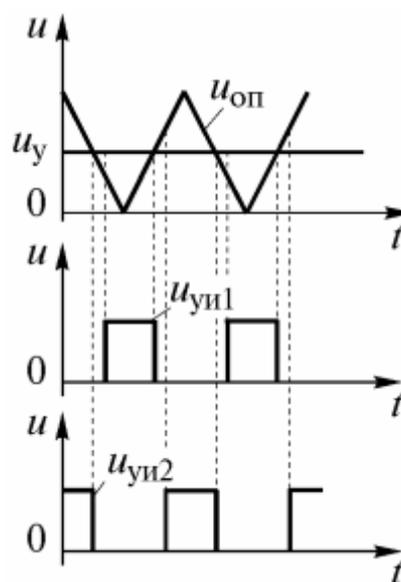


Рис. 2.15. Формирование времени задержки

Формирование напряжений на выводах по отношению к средней точке источника питания

На рис. 2.16 изображен трехфазный АИН с симметричным источником питания. Средняя точка источника питания (нуль источника питания) может быть искусственной, то есть созданной одинаковыми резисторами или конденсаторами. Напряжения на выводах U_{A0} , U_{B0} , U_{C0} по отношению к средней точке ИП при отсутствии модуляции показаны на диаграммах рис. 2.17. Они отличаются от фазных напряжений, построенных относительно нуля нагрузки и показанных здесь же. Построения линейных и фазных напряжений выполнены так же, как и на рис. 2.11.[17]

Кроме значимых состояний (нормальных), есть состояния закорачивания фаз либо включением вентилях $V1$, $V3$, $V5$, либо $V2$, $V4$, $V6$. При этом напряжение на выходе равно нулю.

На каждом фазном выводе независимо от других фаз формируется синусоидальное напряжение по отношению к средней точке источника питания. При этом процессы полностью аналогичны ШИМ в однофазных АИН. На рис. 2.16 видно, что напряжения на фазных выводах по отношению к средней точке источника питания U_{A0} , U_{B0} вырезаются из соответствующих напряжений, приведенных на рис. 2.17. При ШИР и ШИМ (см. рис. 2.18) гладкие составляющие (средние за период несущей частоты значения) $U_{A0Г}$, $U_{B0Г}$ повторяют управляющие напряжения U_{yA} и U_{yB} .

В линейном напряжении U_{AB} при суммировании U_{A0} , U_{B0} исчезли отрицательные прямоугольные участки, то есть улучшилась форма напряжения.

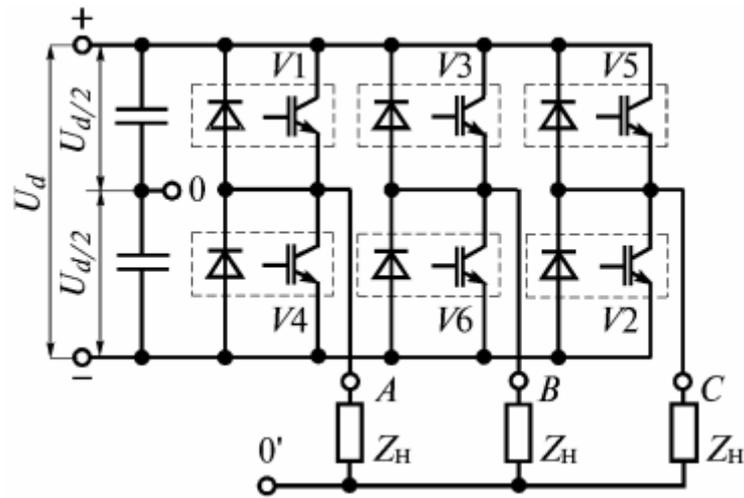


Рис. 2.16. Трехфазный АИН с симметричным источником питания

Максимальная амплитуда напряжения на фазном выводе по отношению к средней точке источника питания, как следует из описания способа модуляции

$$U_{\phi 0 \max} = \frac{U_d}{2} \quad (2.40)$$

Его действующее значение, определенное по гладкой составляющей:

$$U_{\phi 0 \max} = \frac{U_d}{2\sqrt{2}} \quad (2.41)$$

Тогда максимальное действующее значение линейного напряжения, создаваемое сдвинутыми на 120° фазными напряжениями $U_{\phi 0 \max}$

$$U_{\text{лmax}} = \frac{\sqrt{3}U_d}{2\sqrt{2}} \quad (2.42)$$

Тогда максимальное действующее значение фазного напряжения

$$U_{\phi \max} = \frac{U_d}{2\sqrt{2}} \quad (2.43)$$

Из формул (2.41, 2.43) видно, что максимальное действующее значение фазного напряжения, измеренного относительно нуля нагрузки, соединенной звездой $U_{\phi max}$, определенное по гладкой составляющей, равно максимальному действующему значению фазного напряжения, измеренного относительно средней точки источника питания $U_{\phi 0 max}$. Следовательно, напряжение, действующее между средней точкой источника питания и нулем нагрузки, не содержит основной гармоники. Между ними действуют только высшие гармоники, создаваемые разностью мгновенных значений этих напряжений.

Для регулирования напряжения на выходе АИН необходимо регулировать амплитуду управляющего (модулирующего напряжения) U_{um} . Глубина регулирования определяется коэффициентом модуляции

$$\mu = \frac{U_{упр.m}}{U_{он.мах}} = \frac{U_{\phi}}{U_{\phi max}} = \frac{U_{л}}{U_{л max}} \quad (2.44)$$

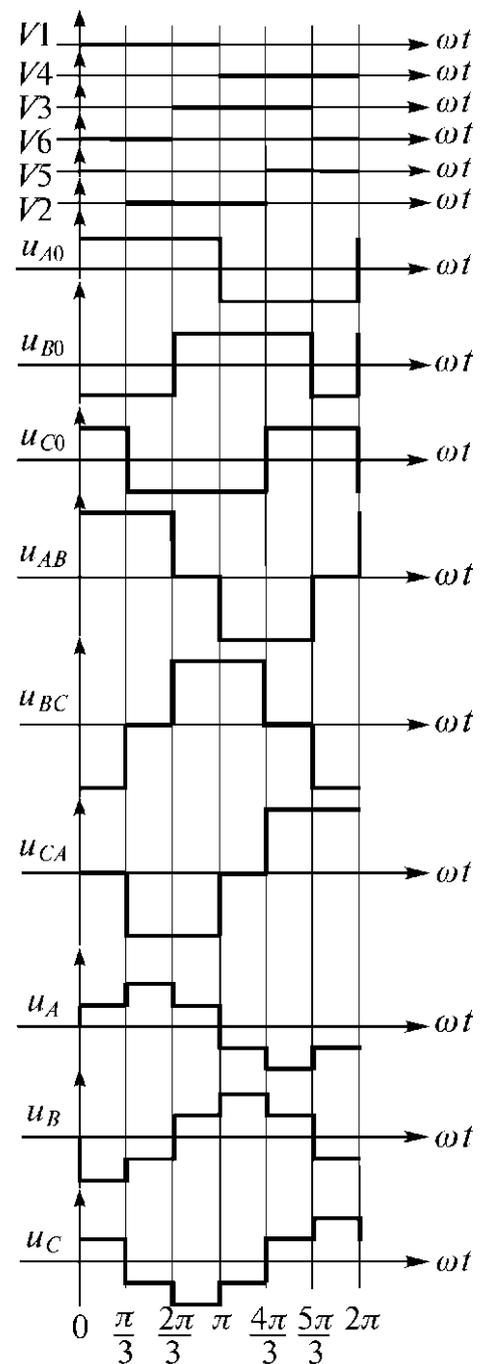


Рис. 2.17. Временные диаграммы напряжений в трехфазном АИН с симметричным источником питания

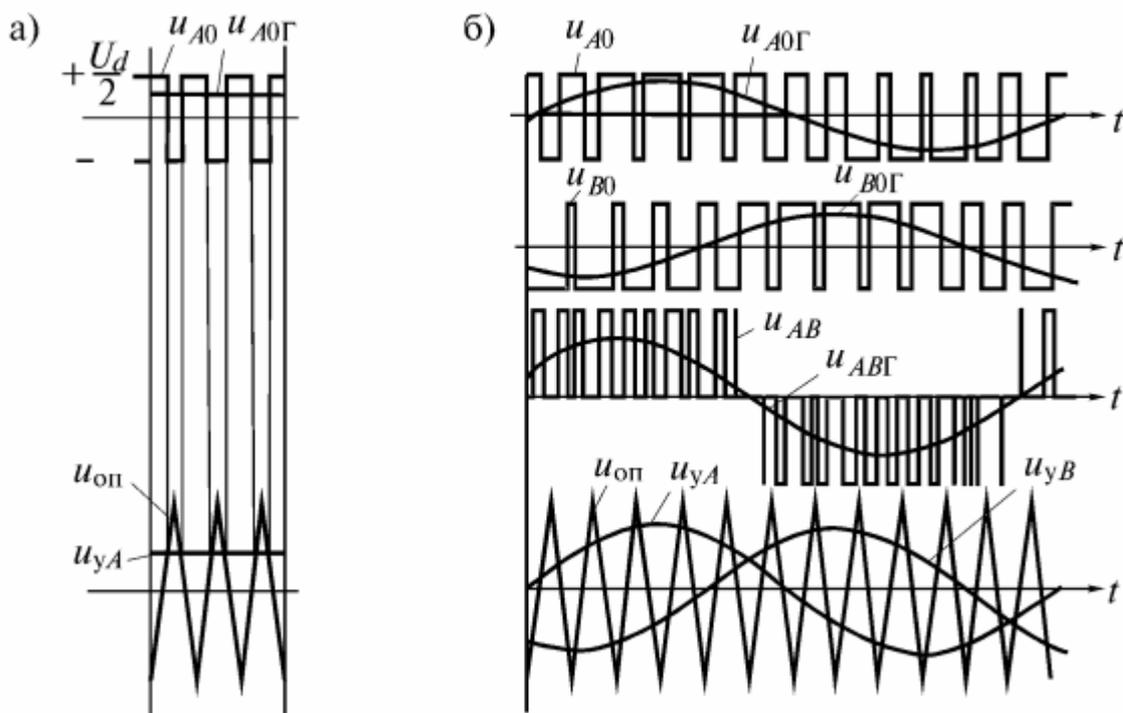


Рис. 2.18. Диаграммы напряжений в трехфазном АИН с симметричным источником питания при ШИР (а) и ШИМ (б)

Коэффициент модуляции – это отношение амплитуды фазного напряжения при данном управляющем напряжении к максимальной амплитуде фазного напряжения. За максимальную амплитуду принята амплитуда прямоугольного напряжения при отсутствии ШИМ равная $U_d/2$. При таком подходе казалось бы всегда должно выполняться условие $\mu \leq 1$. Однако это не так. Можно и дальше увеличивать амплитуду управляющего напряжения. При этом модуляция будет прекращаться в центральной части прямоугольного выходного напряжения, что приводит к появлению низкочастотных гармоник (пятая, седьмая и т.д.), для борьбы с которыми требуются фильтры больших габаритов, но одновременно происходит снижение коммутационных потерь в транзисторах и рост первой гармоники выходного напряжения. При этом ее максимальное значение в соответствии с формулой (2.23) составит $U_{\phi max} = 0,45 U_d$. При $\mu = 1$ по формуле (2.43) $U_{\phi max} = 0,35 U_d$. Режим, при котором $\mu > 1$, получил название «сверхмодуляция».

Таким образом, при выполнении условия $\mu < 1$ осуществляется синусоидальная ШИМ, а при $\mu > 1$ ШИМ перестает быть синусоидальной. Что выбрать, должен решать инженер. Это задача оптимального выбора.

Все приведенные выше максимальные значения соответствуют только синусоидальной ШИМ.[18]

Таким образом, действительный ток оказывается почти

Моделирование автономного инвертора напряжения

Виртуальная установка представлена на рис. 2.19.

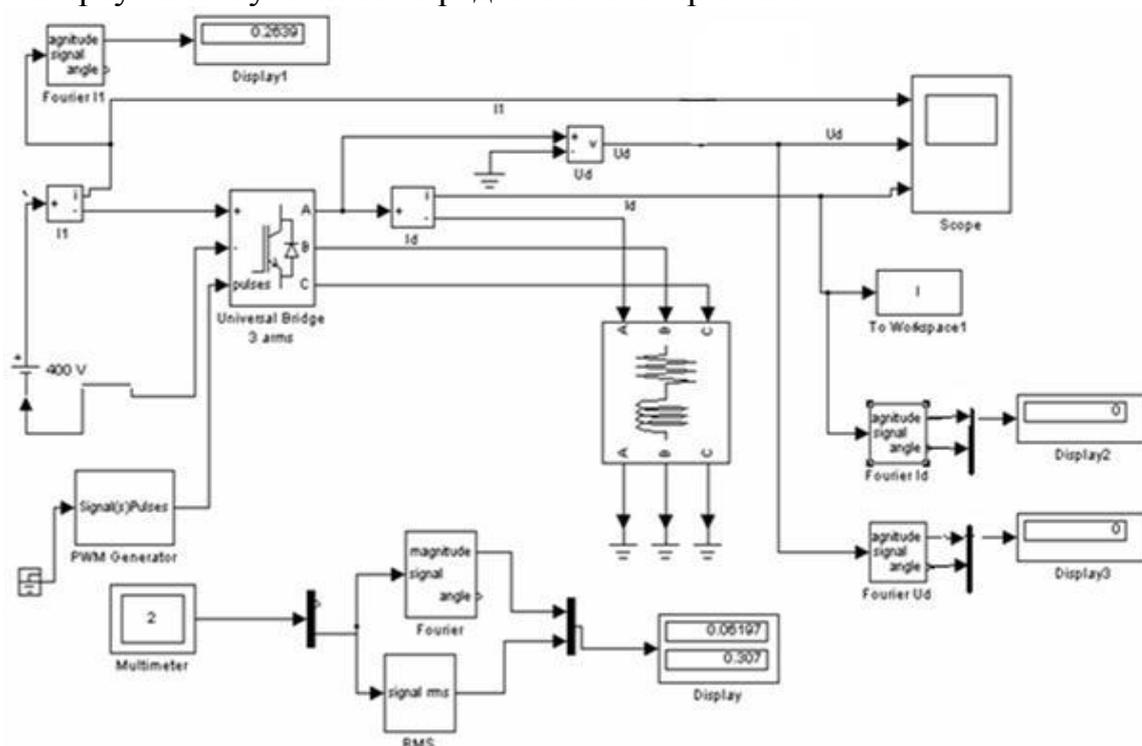


Рис. 2.19. Виртуальная модель трёхфазного автономного инвертора напряжения

Настройка большей части блоков, используемых при моделировании, аналогична настройкам.

Модель силовой части трёхфазного мостового инвертора реализуется блоком Universal Bridge. Окно настройки параметров модели, где в качестве ключей применяются биполярные транзисторы с изолированным затвором, изображено на рис. 2.20, а. Окно настройки модели блока управления показано на рис. 2.20, б.

В полях настройки трёхфазного мостового автономного инвертора заданы следующие данные:

- количество ветвей моста (Number of bridge arms) – 3;
- конфигурация входных и выходных портов (Port configuration) – ABC as output terminals;
- параметры демпфирующих цепей (Snobbier resistances, Snobbier capacitance) $R_s=10000$, $C_s= \text{inf}$;
- тип полупроводниковых приборов универсального моста (Power Electronic device) – IGBT/Diodes;
- динамическое сопротивление полупроводникового модуля в открытом состоянии в омах (R_{on} , Ohms) – $1e-4$;
- пороговое напряжение на транзисторе и диоде модуля в открытом состоянии в вольтах (Forward voltage, V) – 2, 2;
- время спада и время затягивания (хвоста) выключения (T_f , T_t) в секундах $-1e^{-6}$, $2e^{-6}$;
- поле Measurement определяет все величины, измеряемые блоком Multimeter.

Блок управления выбирается из библиотеки Powerlib/Extras/Control Blocks. В полях окна настройки блока управления заданы:

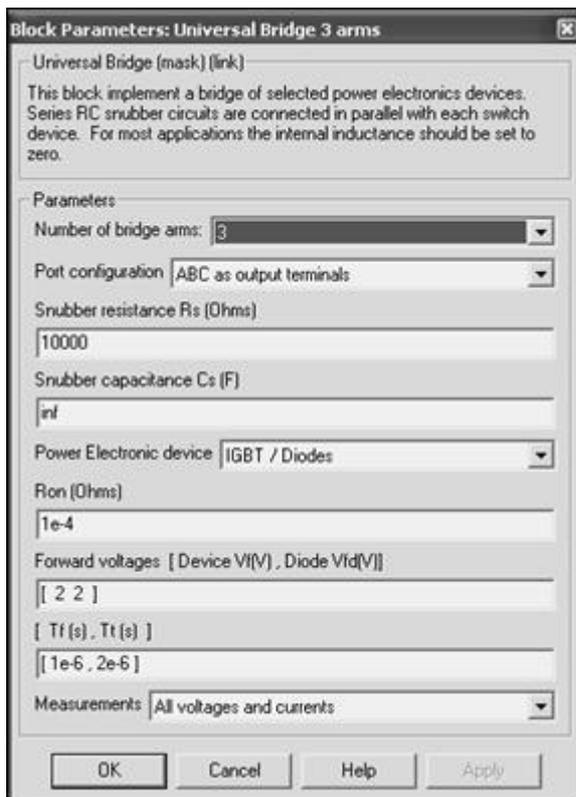
В первом поле устанавливается тип силового блока, которым нужно управлять, (Generator mode) – 3-arm bridge (6 pulses).

Во втором поле – несущая частота (Carrier frequency (Hz)) -500.

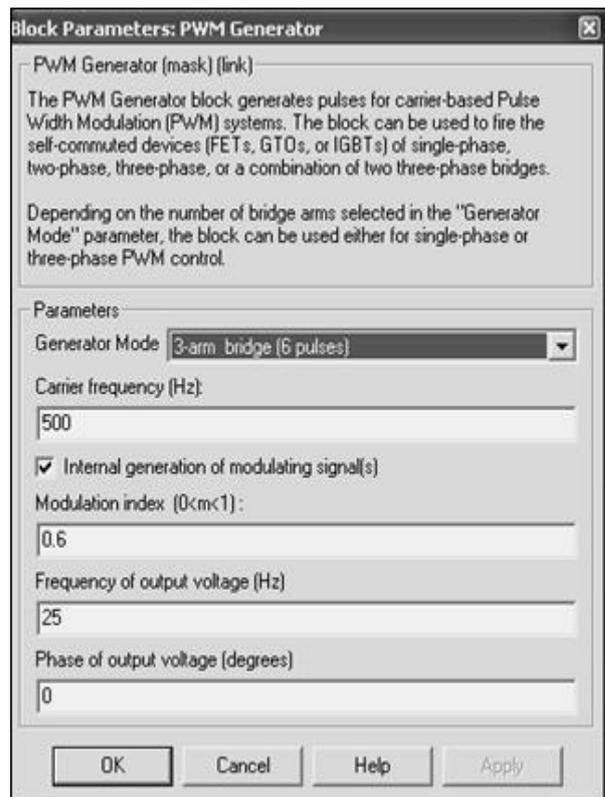
В третьем поле – коэффициент модуляции (Modulation index) – 0,6.

В четвертом поле – частота модулирующего напряжения (Frequency of output voltage (Hz)) – 50.

В пятом – начальная фаза модулирующего напряжения (Phase of output voltage (degrees)) – 0.



a)



б)

Рис. 2.20 Настройка параметров силового блока (а) и блока управления (б) АИН

В окнах настройки параметров блоков Fourier I_1 , Fourier I_d , Fourier U_d , Fourier, RMS устанавливается частота, равная 25 Гц, и номер нулевой гармоники. В поле окна для измерения действующего тока в полупроводниковом модуле (RMS) вводится частота, на которой производится измерение (в данном случае – это частота ГПН).[19]

Моделирование проводится для каждого значения сопротивления нагрузки, причем соотношение между ее активной и реактивной составляющей должно оставаться неизменным. Результаты моделирования и необходимые вычисления заносятся в табл. 2.

Результаты моделирования трехфазного автономного инвертора

Данные		Измерения							Вычисления			
R _н	L _н	I _l	I _T	I _{TRMS,A}	I _d	φ _i	U _d	φ _u	φ	S _d	P _l	P _d
Ом	Гн	А	А	А	А	град	В	град	град	ВА	Вт	Вт
10	0,1	1,55	0,46	3,01	6,06	-56,15	111,7	1,38	57,53	1015,350	620	545,10
20	0,2	0,84	0,24	1,51	3,03	-56,14	111,8	1,40	57,54	508,131	336	272,72
30	0,3	0,60	0,16	1,01	2,02	-56,04	111,9	1,51	57,55	339,057	240	181,93
40	0,4	0,48	0,13	0,76	1,52	-55,90	112,0	1,57	57,47	255,360	192	137,32
50	0,5	0,41	0,11	0,61	1,21	-56,04	112,4	1,50	57,54	204,006	164	109,49
60	0,6	0,36	0,09	0,51	1,01	-56,15	112,6	1,40	57,55	170,589	144	91,53
70	0,7	0,32	0,08	0,44	0,86	-56,16	112,8	1,41	57,57	145,512	128	78,04
80	0,8	0,29	0,07	0,38	0,75	-56,12	112,9	1,44	57,56	127,013	116	68,13
90	0,9	0,28	0,06	0,34	0,67	-56,16	113,0	1,37	57,53	113,565	112	60,97
100	1,0	0,26	0,06	0,31	0,60	-56,20	113,5	1,33	57,53	102,150	104	54,84

При снятии характеристик изменяются параметры R_н и L_н нагрузки. Для каждого значения активного сопротивления нагрузки R_н рассчитывается величина индуктивности L_н так, чтобы постоянная времени цепи нагрузки оставалась неизменной (τ_н = 0,01 с):

$$\tau_n = \frac{L_n}{R_n} = \text{const} \quad (2.45)$$

Сдвиг по фазе между первой гармоникой тока и напряжения на нагрузке рассчитывается по формуле, град:

$$\varphi_n = \varphi_u - \varphi_i, \quad (2.46)$$

где φ_u – угол сдвига фаз между напряжением нагрузки и напряжением ее первой гармоники; φ_i – то же соответственно для тока нагрузки.

Полная мощность нагрузки

$$S_d = \frac{3U_d \cdot I_d}{2} \quad (2.47)$$

Активная мощность

$$P_d = S_d \cdot \cos \varphi_n \quad (2.48)$$

Мощность, потребляемая от источника питания

$$P_1 = U_1 \cdot I_1. \quad (2.49)$$

По результатам табл. 8.1 построены токовые характеристики $I_1 = f(I_d)$, $I_a = f(I_d)$, внешняя (нагрузочная) характеристика $U_d = f(I_d)$ и энергетическая характеристика $S_d = f(P_d)$, изображенные на рис. 4.

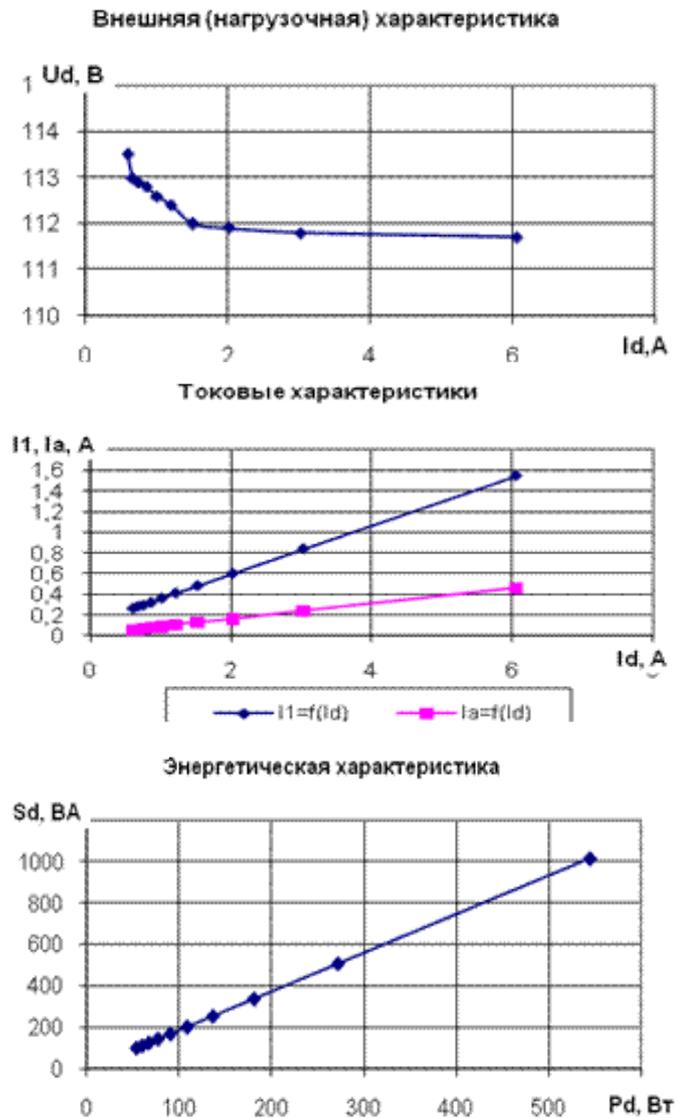


Рис. 2.21. Характеристики автономного инвертора

При моделировании амплитуды первых гармоник тока и напряжения на нагрузке и их начальные фазы определялись по показаниям Display 2 и Display 3, средний ток в источнике питания – по показаниям Display 1. Средний и действующий ток в силовом полупроводниковом модуле записывался в таблицу по показаниям Display.

2.3 Выбор оптимальных параметров автономного инвертора, при котором будет η_{\max} и \cos_{\max}

Выбор инвертора

Прежде всего, выбранный инвертор должен обеспечить необходимую выходную мощность. Входное (низковольтное) напряжение связано с этой мощностью довольно тесно. Но помимо этого у инверторов есть и другие характеристики, на которые следует обратить внимание.

Во-первых, это форма вырабатываемого тока. Простейшие модели вырабатывают переменный ток треугольной или даже прямоугольной формы (меандр). Правда, это их «теоретическая» форма тока, в реальности обычно сильно ухудшенная огромными помехами и искажениями. Более-менее успешно такой ток «едят» лишь нагревательные приборы, не содержащие электронных блоков, и лампы накаливания. Вся остальная электротехника (электромоторы, трансформаторы, люминесцентные и энергосберегающие лампы и пр.) от тока подобной формы могут либо выйти из строя, либо не запуститься, либо работать, но очень плохо, даже если тестер честно показывает 220 В. Несколько более приемлем ток трапецеидальной формы. К счастью, в настоящее время инверторы, вырабатывающие на выходе переменный ток таких форм, встречаются редко. Наиболее часто современные инверторы выдают так называемый «модифицированный синус», представляющий собою ступенчатое приближение к синусоидальной форме. Такая форма тока вполне успешно «переваривается» практически всеми современными бытовыми устройствами и электроинструментами, но звук работы некоторых из них заметно меняется и становится громче, а блоки питания могут начать заметно «звенеть». Чтобы устранить эту проблему, можно попытаться использовать различные фильтры, сглаживающие неровности тока. Наконец, инверторы, вырабатывающие «чистый синус», выдают ток, форма которого очень близка к идеальному синусу и обычно намного

лучше, чем форма тока в общественной электросети. Единственный недостаток этого класса инверторов — они немного крупнее и в полтора-два раза дороже аналогичных инверторов с «модифицированным синусом».

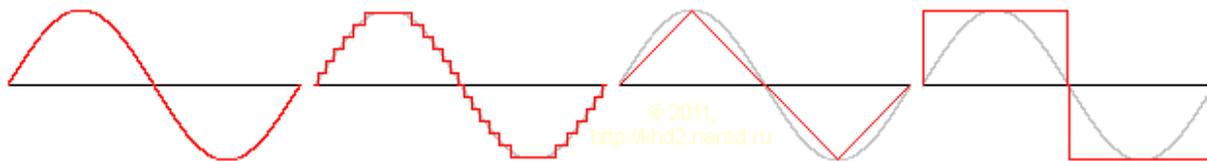


Рис. 2.22 Схемы формы тока и напряжения на выходе инвертора (слева направо): чистый синус, модифицированный синус, треугольник, меандр.

Во-вторых, это КПД инвертора. Чем он выше, тем меньше непроизводительные потери энергии. Большинство современных инверторов имеет КПД более 90%.

В-третьих, это способность инвертора работать в режиме зарядки аккумуляторов. Такой инвертор в комплекте с аккумуляторами интересен уже сам по себе, — он по сути представляет собой источник бесперебойного питания (UPS) — примерно такой, какие используются для компьютеров, но мощностью в несколько киловатт и ёмкостью в несколько киловатт-часов. При работе с даровой энергией эта особенность также очень полезна — она позволяет уменьшить запас мощности солнечных батарей или ветрогенератора и снизить требования к ёмкости аккумуляторов для наиболее неблагоприятной ситуации, поскольку при недостатке даровой энергии аккумуляторы можно подзарядить от внешней сети или от аварийного генератора. Впрочем, во многих ситуациях более широкие возможности даёт использование отдельного зарядного устройства, не интегрированного в единый блок с инвертором.[43]

В-четвёртых, чем подробнее индикация, тем лучше. Весьма желательна возможность контроля как входного напряжения (на аккумуляторах), так и выходного (в розетке). Кроме того, я считаю

необходимым наличие защиты от перегрузки и от короткого замыкания в нагрузке.

В-пятых, очень хорошо, если инвертор допускает кратковременное превышение номинальной нагрузки хотя бы в полтора-два раза. Это позволяет использовать электромоторы и нагревательные приборы, мощность которых равна номинальной мощности инвертора. Дело в том, что обычно при их включении ток на секунду-другую существенно превышает номинал. И если защита инвертора настроена строго на его номинальную мощность, то в этот момент она может сработать и не даст использовать электроприбор, потребление которого на самом деле вполне укладывается в рамки номинальной мощности за исключением краткого момента включения.

В-шестых, полезна функция, которая при полном заряде аккумулятора подключает к отдельной линии дополнительную нагрузку, скажем водонагреватели. В солнечные дни это позволяет с пользой автоматически утилизировать избыток энергии и не допускать траты энергии на второстепенные цели тогда, когда её мало.

И последнее. По моему убеждению, за исключением каких-то особых случаев, при мощности потребления как минимум до 10 кВт гораздо удобнее использовать не трёхфазное, а однофазное напряжение. Это упрощает разводку по дому и устраняет проблемы, связанные с распределением фаз по потребителям. К тому же трёхфазные инверторы труднее найти, и они сложнее и дороже, чем однофазные той же мощности.[44]

С целью повышения КПД и надежности транзисторных инверторов напряжения применяют режим "мягкой" коммутации.

"Мягкая" коммутация ключа происходит при нулевом токе или напряжении, что уменьшает коммутационные перенапряжения, потери и использует резонанс между индуктивным элементом и конденсатором для создания условий переключения по току и напряжению. Основная идея:

разделение по времени переходного процесса напряжения и тока и минимизации времени их перекрытия.

Устройства с "мягкой" коммутацией значительно сложнее устройств с "жесткой" коммутацией.

Преимущество "мягкой" коммутации - меньшие коммутационные потери плюс значительное уменьшение изменений значений тока и напряжения при переключениях.

Для повышения рабочей частоты инвертора напряжения используются полевые транзисторы. Полевой транзистор имеет три электрода, такой же корпус, однако уже само название электродов говорит о том, что это другой тип силового прибора. Управление транзистором осуществляется через затвор, который намеренно изолирован от силового р-п перехода тонким слоем окисла, следовательно, сопротивление постоянному току цепи управления очень велико. Условное обозначение транзисторов показано на рис.-2.23.

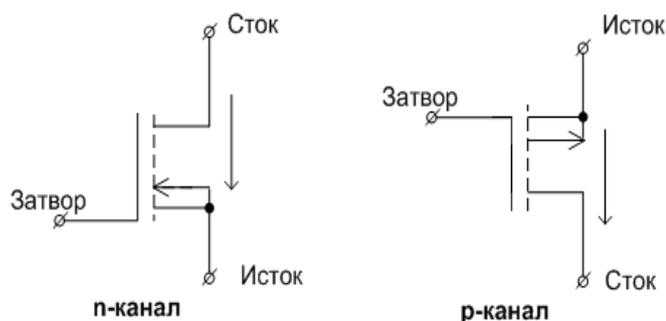


Рис.-2.23. Условное обозначение транзисторов.

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

Второе преимущество полевого транзистора можно обнаружить, если вспомнить, что в биполярном транзисторе, помимо основных носителей тока, существуют также и не основные, которые прибор

“набирает”, благодаря току базы. С наличием неосновных носителей связано хорошо нам знакомое время рассасывания, что в конечном итоге обуславливает задержку выключения транзистора. В полевых транзисторах нет не основных носителей, поэтому они могут переключаться с гораздо более высокой скоростью.

Третье преимущество обусловлено повышенной термоустойчивостью. Рост температуры полевого транзистора при подаче на него напряжения приведет к увеличению сопротивления открытого транзистора и, соответственно, к уменьшению тока.

Правильное применение полевых транзисторов имеет свои особенности.

Во-первых, полевой транзистор в открытом состоянии имеет, пусть небольшое, но все же активное сопротивление. Это сопротивление мало только у транзисторов с допустимым напряжением “сток-исток” не более 250 - 300 В, то есть составляет десятки миллиом. Это обстоятельство заставляет соединять приборы параллельно, ограничивать мощность, приходящуюся на один транзистор, то есть работать “с недогрузкой”, тщательно прорабатывать тепловой режим.

Второй недостаток полевого транзистора связан с технологией его изготовления. До настоящего времени технологически не удастся изготовить мощный полевой транзистор без некоторых паразитных элементов, одним из которых является паразитный биполярный транзистор, который показан на рис.-2.24

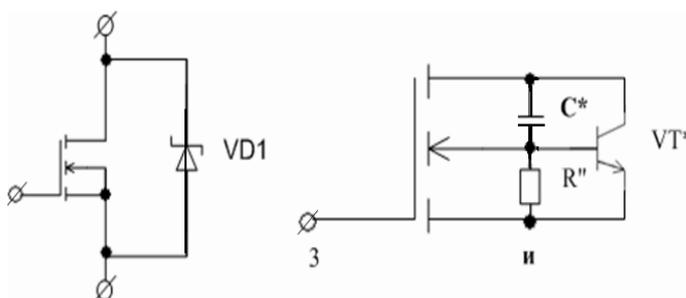


Рис.-2.24 Паразитный биполярный транзистор

Попытка исключить влияние паразитного элемента посредством управления его свойствами на стадии изготовления привела к тому, что удалось создать приборы, которые почти не чувствуют наличия паразитных эффектов, но допустимое напряжение “сток-исток” у разработанных транзисторов пока не превышает 100 В. Паразитный биполярный транзистор оказывается включенным параллельно силовым электродам полезного полевого транзистора. База биполярного транзистора подключена к технологическому основанию, на котором расположен р-n переход (называется это основание подложкой). Между подложкой и истоком есть некоторое омическое сопротивление R'' , между подложкой и стоком — паразитный конденсатор C^* . Емкость этого конденсатора невелика. Для включения паразитного транзистора может оказаться достаточным быстрый спад или рост напряжения “сток-исток”, например, при коммутации токов большой величины. В тот момент, когда мы считаем транзистор закрытым, он вновь открывается, что легко может вывести схему из строя.[18]

Потери на переключение транзистора вызваны тем, что переход от включенного состояния к выключенному и обратно происходит не мгновенно, а в течение определенного, пусть даже малого, времени. Во время переключения рабочая точка транзистора находится в активной области на выходных характеристиках. В идеале переключение транзистора следовало бы проводить по траектории 1. Например, для перевода транзистора из выключенного состояния (точка В) во включенное (точка А), следует сначала при нулевом токе уменьшить напряжение сток-исток U^{DS} транзистора до нуля (точка О), а затем увеличить ток до установившегося значения. Практически же, если не приняты специальные меры, из-за наличия, например, паразитных емкостей переключение может происходить по траектории 2. При этом на транзисторе выделяется значительная электрическая мощность, преобразующаяся в тепло (рис.-2.25).

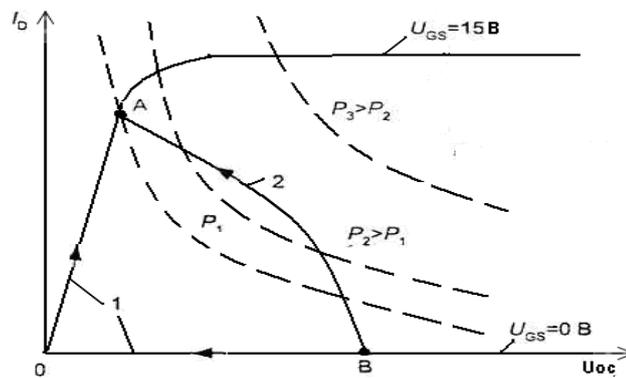


Рис.-2.25. Вольтамперные характеристики транзистора.

Таким образом, для уменьшения потерь на переключение следует открывать транзистор, когда напряжение на нем равно нулю, а закрывать транзистор при нулевом токе. Эти режимы могут иметь место при резонансных колебаниях в цепях с ключами.

В соответствии с двумя типами резонансных ключей различают два типа широтно-импульсных преобразователей:

- квазирезонансные преобразователи с переключением при нулевом токе;
- квазирезонансные преобразователи с переключением при нулевом напряжении.

Упрощенная схема резонансного преобразователя, работающего при нулевом токе переключения (так называемый ПНТ-преобразователь), показана на рис.-2.26.

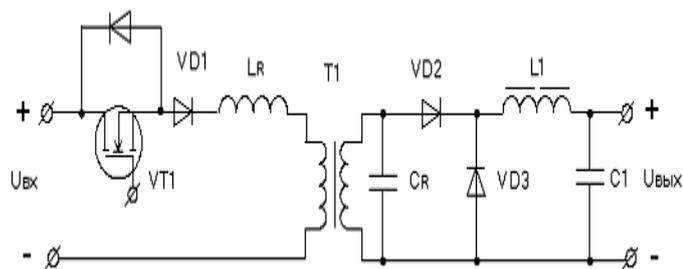


Рис.-2.26. Упрощенная схема - ПНТ-преобразователь.

Этот узел является резонансным вариантом прямоходового преобразователя. Здесь простой ключ заменен резонансным ключом, состоящим из компонентов VT1, L_R , C_R . В принципе, в качестве

резонансной индуктивности может использоваться индуктивность рассеяния трансформатора. Пусть первоначально транзистор VT1 закрыт. Выходной ток течет за счет энергии, запасенной в дросселе выходного фильтра L1 через диод VD3. В некоторый момент времени, определяемый узлом управления ключ, VT1 открывается. Колебательный контур, образованный катушкой L_R и конденсатором C_R , начинает получать энергию. Заряд конденсатора C_R и последующий его разряд будут происходить по закону, близкому к синусоидальному, с частотой, равной резонансной частоте контура $L_R C_R$. Одновременно ток в катушке L_R также будет изменяться по синусоидальному закону — вначале увеличиваться, затем уменьшаться. Когда этот ток уменьшится до нуля, нужно закрыть ключ. При этом диод VD1 предотвращает обратный ток через паразитный диод МОП-транзистора, который мог бы быть вызван продолжающимся резонансным процессом.

Когда ток в катушке L_R становится равным нулю, выходной ток течет через дроссель L1, диод VD2 и конденсатор C_R , который быстро разряжается. Как только он разряжается до нуля, открывается диод VD3. На этом один резонансный цикл заканчивается, и с открыванием транзистора VT1 начинается следующий цикл. Так как транзистор открывается и закрывается при нулевом токе, потери на переключения будут минимальны. В связи с тем, что переход тока от диода VD2 к диоду VD3 и обратно замедлен присутствием индуктивности L1 и емкости C_R , потери энергии будут снижены и в диодах. Уменьшаются также скорости нарастания токов и напряжений, что способствует снижению уровней электромагнитных помех и перегрузки компонентов.

В рассмотренном устройстве переключение силового транзистора происходит при нулевом токе. Существуют также устройства, в которых транзистор переключается при нулевом напряжении (ПНН-преобразователи). Преобразователи первого типа лучше подходят для сетевых источников питания с повышенным питающим напряжением;

второго типа — для стабилизаторов постоянного тока с более низким напряжением питания. Схема простейшего ПНН - преобразователя представлена на рис.-2.27, а.

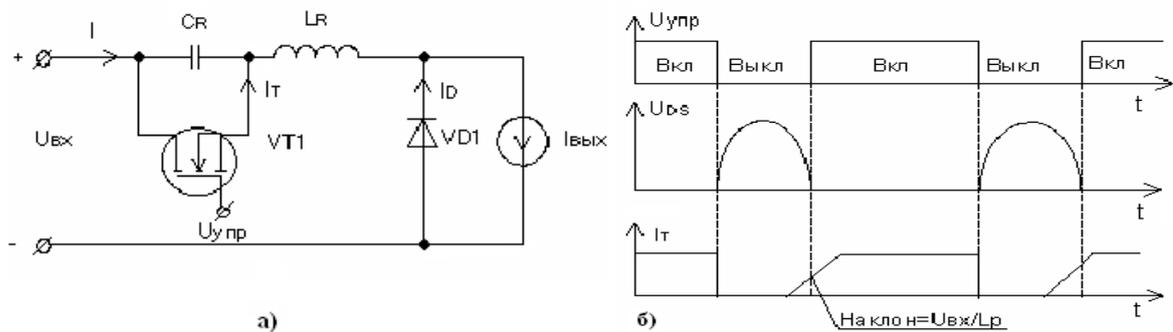


Рис.-2.27. а) схема ПНН - преобразователя, б) временная характеристика

Как видно, это простой одноконтный понижающий преобразователь. В конце открытого состояния ключа (МОП-транзистор VT1) конденсатор резонансного контура C_R разряжен, а ток катушки резонансного контура L_R равен выходному току (полагаем выходной ток постоянным). При закрывании ключа открывается диод VD1 и начинается колебательный переходный процесс заряда конденсатора C_R током катушки L_R , причем, если пренебречь потерями, то можно считать, что этому процессу отвечает дифференциальное уравнение

$$L_R C_R \left(\frac{d^2 I}{dt^2} \right) + I = 0 \quad (2.50)$$

решение, которого представляет собой гармонику. Начальная фаза напряжения сток-исток транзистора (оно же напряжение на конденсаторе) равна нулю, а тока в катушке — 90° .

По прошествии времени, равного половине периода собственных колебаний резонансного контура $L_R C_R$, напряжение на ключе вновь достигает нуля. В этот момент следует подать отпирающий сигнал на затвор транзистора. Таким образом, выключение и включение ключа происходит при нулевом напряжении. Примечательно, что при отпирании

ключа последний не сразу перехватывает весь ток у диода. Этот процесс имеет заметную длительность, что снижает потери в диоде.

$$L_R \frac{I_{\text{обыч}}}{U_{BB}} = \Delta T \quad (2.51)$$

Методика переключения при нулевом напряжении применима ко всем основным способам импульсного преобразования электрического тока: к понижающим, повышающим и инвертирующим преобразователям, а также прямоходовым, обратногоходовым, полумостовым и мостовым инверторам. [45]

Достоинства ПНН:

- токи не превышают значений соответствующих токов обычного преобразователя;
- пониженная мощность управления ключом.

Недостатки ПНН:

- повышенное значение максимального напряжения на закрытом одиночном ключе;
- частота преобразования обратно пропорциональна току нагрузки.

Энергетическая эффективность работы инверторов

При применении инверторов для решения практических задач часто возникает вопрос об энергетической эффективности преобразования электрической энергии. Инвертор является одним из звеньев в цепи преобразования энергии для решения конечной задачи и это преобразование происходит с потерями. То есть лишь часть энергии, потребляемой инвертором, поступает на его выход, остальная же часть теряется в виде тепла, и это ненужный, паразитный эффект. Для количественного описания этого эффекта используется показатель КПД, равный отношению выходной мощности (или энергии) к потребляемой. Чем меньше энергии теряется относительно проходящего через инвертор

потока энергии, тем больше эта цифра. Если потерь энергии нет, то КПД равен 1, но это теоретическое значение, а в практических инверторах КПД всегда меньше 1. Для инверторов величина КПД приводится в документации и является одной из важных характеристик. Чем больше КПД инвертора при равных других условиях, тем меньше относительных потерь энергии, то есть инвертор более эффективен. Однако нужно заметить, что это потери энергии - это неизбежный процесс, и при решении практической задачи необходимо стремиться не к абсолютной минимизации потерь, а к тому, чтобы практическая задача имела простое решение.

Само по себе значение КПД не дает полной информации о величине потерь энергии в инверторе в конкретной задаче, так как режим использования инвертора может отличаться от того, в котором производилось измерение КПД.

Эффективность преобразования энергии зависит как от выбора применяемого инвертора, так и от режима его использования.

Целью данной работы является освещение технологии оценки эффективности инверторов в практических задачах. Рассмотрен также и обратный вопрос о требованиях к эффективности инвертора исходя из поставленной практической задачи.

В практике применяется два основных режима использования инвертора - непрерывный и периодический. Расчет энергетической эффективности инвертора для этих режимов производится по разным методикам. Так, для оценки эффективности в непрерывном режиме используется показатель КПД. В периодическом же режиме показатель КПД не отражает картину потребления энергии. В моменты времени, когда инвертор не используется, его выходная мощность равна нулю, соответственно равен нулю и КПД. Однако мощность от источника все равно потребляется, и ее количество может быть различным, соответственно показатель КПД в данном случае неинформативен.

Поэтому эти разные режимы работы рассматриваются в отдельных разделах.

Непрерывный режим работы

В непрерывном режиме работы инвертор постоянно работает на нагрузку. Мощность этой нагрузки может изменяться во времени согласно практической задаче. Важно, чтобы инвертор работал эффективно во всем диапазоне нагрузок, требуемом практической задачей.

Рассмотрим для примера такую практическую задачу, как автономная работа инвертора от аккумулятора определенной емкости. Оценим влияние КПД инвертора на длительность автономной работы. Обозначим:

E -доступная энергия аккумулятора

P_o - мощность нагрузки

P_i - потребляемая от аккумулятора мощность

η - показатель КПД.

Тогда:

$$P_o = \eta * P_i \quad (2.52)$$

$$T = \frac{E}{P_i} = \eta * \frac{E}{P_o} \quad (2.53)$$

Таким образом, время автономной работы пропорционально КПД. Так, если в идеальном случае при $\eta=100\%$ время автономной работы составляет 10 часов, то при реальном значении КПД 80% время работы уменьшается на 20% и составит 8 часов.

Для того, чтобы решать задачу выбора оборудования, надо выбрать критерий эффективной работы. Для выбранной задачи можно в качестве критерия эффективности использовать относительное время работы от аккумулятора, то есть отношение реального времени работы к идеальному, т.е. для случая без потерь. Из предыдущих расчетов можно сделать вывод, что это относительное время равно по значению показателю КПД. Чтобы

однозначно говорить о применимости конкретного оборудования к данной задаче, необходимо выбрать некий порог допустимых потерь $\eta_{п.}$. Этот порог выбирается исходя из практической задачи. Для примера будет использоваться порог в 80%. Это значит, что инвертор, обеспечивающий относительное время работы в 80% и более во всем диапазоне применяемых нагрузок, считается эффективным. И наоборот, инвертор, имеющий относительное время работы менее 80% при какой-либо нагрузке из диапазоне применяемых, считается неэффективным.[20]

Для того, чтобы оценивать эффективность работы инвертора в практических задачах необходимо (хотя бы приближенно) знать показатель КПД при произвольной мощности нагрузки. Обычно эта информация не приводится в документации на инвертор, однако ее можно приближенно рассчитать с помощью некой энергетической модели инвертора. То есть с помощью модели можно задачу выбора инвертора решить с помощью расчетов, а не практических опытов.

Чтобы модель соответствовала конкретному инвертору, она должна содержать некоторые параметры, которые можно рассчитать исходя из доступных характеристик инвертора.

Итак, рассмотрим предлагаемую линейную энергетическую модель инвертора. Данная модель является неким упрощением реальных процессов, происходящих в инверторе, соответственно показатель КПД, получаемый с помощью модели, имеет какую-то погрешность. Однако эта погрешность невелика, и полученный параметр вполне может использоваться в практических расчетах. Ценность данной модели в том, что ее параметры можно рассчитать исходя из того минимума документации на инвертор, которая обычно доступна. Для определения параметров модели нужны лишь следующие данные:

- 1) КПД на какой-то определенной мощности
- 2) Потребление мощности на холостом ходу.

Модель можно отобразить в виде электрической схемы, приведенной на рис. 2.28.

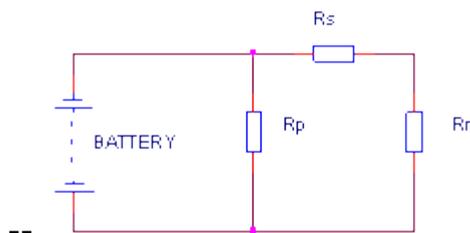


Рис. 2.28. Электрическая схема модели

Суть схемы заключается в том, что от источника электрической энергии (BATTERY) питается нагрузка, отображаемая сопротивлением R_n . Присутствующие на схеме сопротивления R_s и R_p моделируют потери энергии. R_p моделирует потери холостого хода, а R_s - потери за счет вносимого последовательного сопротивления. Путем математических расчетов выводится аналитическая зависимость КПД от мощности P_o . Типовой график этой зависимости, созданный в программе micro-cap, приведен на рис.2.29.

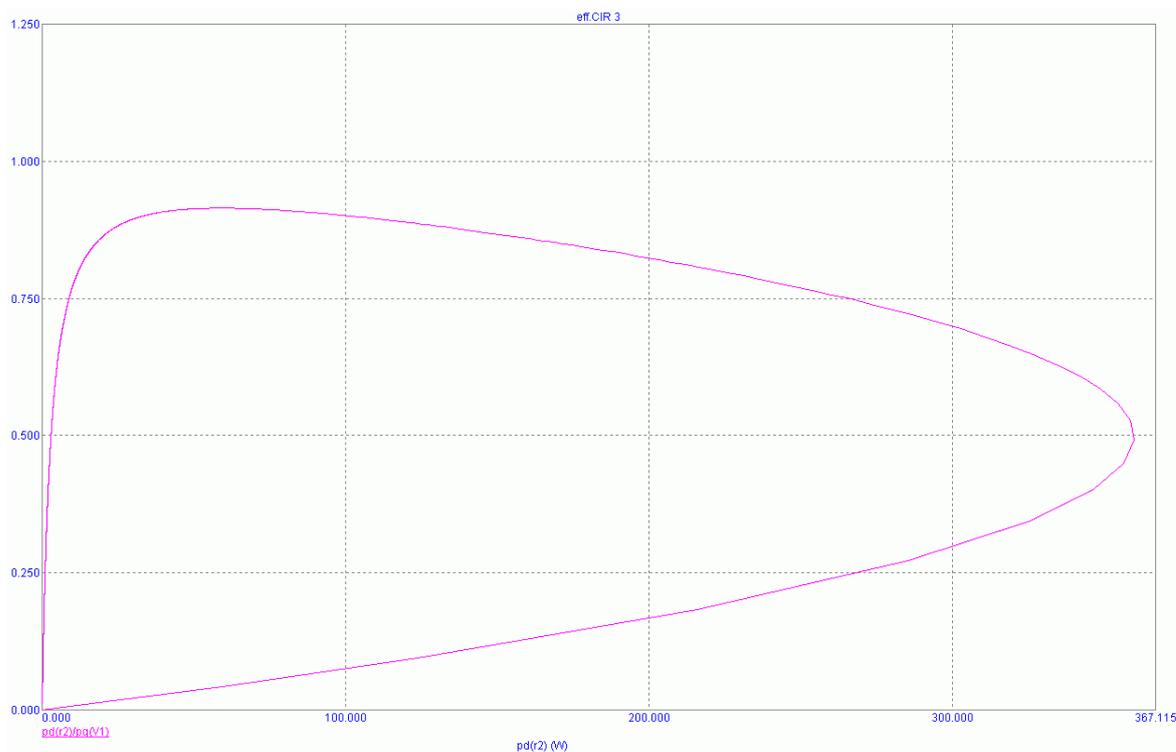


Рис. 2.29 График зависимости КПД от выходной мощности.

Из анализа графика можно сделать следующие выводы:

1) График содержит две ветви. То есть одному значению выходной мощности соответствует 2 значения КПД. Это происходит потому, что одному значению выходной мощности соответствует 2 значения сопротивления нагрузки R_n . При этом меньшему сопротивлению нагрузки соответствует меньший КПД и наоборот. Нижняя ветвь соответствует работе инвертора в состоянии перегрузки, когда сопротивление нагрузки меньше сопротивления потерь R_s . Для практической работы нижняя ветвь не представляет интереса, так как при той же выходной мощности, что и для верхней ветви, теряется большая часть энергии источника.

2) В начале координат находятся 2 крайних режима работы инвертора- холостой ход ($R_n=\infty$) и короткое замыкание ($R_n=0$). КПД в этих режимах равен нулю

3) На верхней ветви графика имеется максимум КПД. Этот максимум образуется потому, что в области как малых, так и в области больших мощностей КПД снижается из-за определенных факторов.

Рассмотрим работу инвертора в области больших и малых мощностей более подробно. Для упрощения расчетов рассмотрим эти случаи как отдельные режимы.

В области малых мощностей влияние потерь в последовательном сопротивлении R_s незначительно. Основные потери связаны с параллельным сопротивлением R_p . Соответственно для данного случая можно упростить модель, исключив сопротивление R_s . Рассчитаем эффективность работы инвертора для данного случая.

$$\eta = \frac{P_o}{P_i} = \frac{P_o}{P_o + P_p} \quad (2.54)$$

Где P_p - мощность потерь в сопротивлении R_p .

Таким образом, если принять порог эффективности 80%, то, подставляя его в формулу, получим значение мощности P_{min} , при котором достигается такой КПД.

$$0,8 = \frac{P_{min}}{P_{min} + P_p} \longrightarrow P_{min} = 4 * P_p \quad (2.56)$$

То есть, для эффективной работы инвертора, мощность нагрузки должна более чем в четыре раза превышать мощность, потребляемую инвертором на холостом ходу. А в диапазоне выходной мощности от нуля до 4-х мощностей холостого хода инвертор работает неэффективно.

В диапазоне же больших мощностей складывается другая ситуация. Мощность потерь P_p становится незначительной по сравнению с выходной, поэтому данный вид потерь можно не учитывать и исключить P_p из схемы. Тогда в качестве источника потерь остается лишь сопротивление R_s . Аналогично вышеприведенным расчетам можно вывести:

P_s - мощность потерь в сопротивлении R_s .

$$\eta = \frac{P_o}{P_i} = \frac{P_o}{P_o + P_s} = \frac{R_n}{R_n + R_s} \quad (2.57)$$

Выразим через R_n :

$$R_n = R_s \frac{\eta}{1 - \eta}$$

Выразим P_o через R_n :

$$P_o = \frac{U^2}{R_n} = \frac{E^2 * \left(\frac{R_n}{R_n + R_s}\right)^2}{R_n} = E^2 \frac{R_n}{(R_n + R_s)^2}$$

Подставляя значение R_n , получаем:

$$P_o = E^2 \frac{R_s \frac{\eta}{1 - \eta}}{\left(R_s \frac{\eta}{1 - \eta} + R_s\right)^2} = \frac{E^2}{R_s} \eta(1 - \eta) \quad (2.58)$$

Данное выражение описывает параболу, повернутую на 90° в системе координат. Также как и в предыдущем случае с результатами моделирования, график имеет две ветви, то есть одному значению P_o соответствуют 2 значения η . Интересующая нас верхняя ветвь графика является ниспадающей, то есть КПД падает с увеличением выходной мощности. Аналогично с предыдущими расчетами можно подставить пороговый КПД, для получения значения мощности P_{max} , при которой КПД равен 80%:

$$P_{max} = 0.16 * \frac{E^2}{R_s} \quad (2.59)$$

Однако часто нет необходимости производить математические расчеты для определения диапазона эффективной работы инвертора в области больших мощностей, потому что может быть заведомо известно, что инвертор достаточно эффективен из документации на инвертор. Так, часто КПД инвертора указывают для номинальной мощности. А работать длительно на мощности более чем номинальная инвертор не способен, поэтому указанный КПД на номинальной мощности будет минимальным (в области больших мощностей). Поэтому если указанный КПД больше, чем пороговый, то инвертор заведомо эффективен.[21]

Исходя из проведенного анализа для данных двух граничных режимов, построен аналитический график зависимости КПД от выходной мощности, приведенный на рис.2.30.

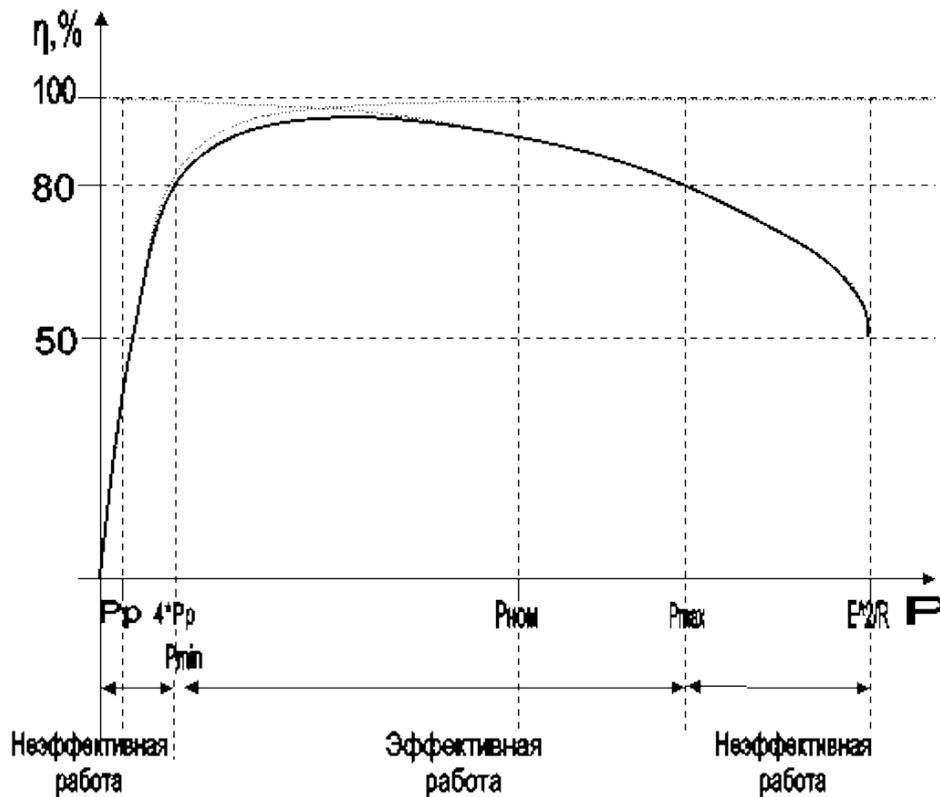


Рис. 2.30. Аналитический график зависимости КПД от выходной мощности.

На графике сплошной линией изображена верхняя ветвь зависимости КПД от выходной мощности для модели, приведенной на рис.2.28. Пунктирными же линиями изображены упрощенные зависимости для областей малой и большой мощности. Можно отметить, что как раз в этих областях пунктирные и сплошная линия сходятся, то есть упрощенные модели достаточно точно отображают исходную.

Исходя из графика, можно отметить, что инвертор способен работать эффективно в некотором диапазоне выходной мощности, ограниченном и снизу и сверху. Причем обычно сверху диапазон выходной мощности ограничен не падением КПД ниже порога, а величиной номинальной мощности. Поэтому в дальнейшем в качестве P_{max} можно использовать номинальную мощность инвертора P_n . Этот диапазон мощностей является важной характеристикой инвертора и показывает, какой мощности можно подключать нагрузку, чтобы оставаться в области эффективной работы

инвертора. Данный диапазон можно выразить в относительных единицах, как отношение P_{\max} к P_{\min} . И это отношение будет являться показателем качества инвертора, и показывать во сколько раз может отличаться мощность нагрузки внутри области эффективной работы инвертора. Однако это отношение будет зависеть не только от характеристик инвертора, но и от выбранного порога эффективной работы. Для того, чтобы данное отношение характеризовало только инвертор, нужно использовать величины, пропорциональные P_{\min} и P_{\max} , однако не зависящие от величины порога КПД. Для нижней границы области эффективной работы инвертора P_{\min} такой величиной является величина мощности холостого хода P_p . Таким образом, введенный показатель качества будет рассчитываться как отношение номинальной мощности к мощности холостого хода. По аналогии с другими областями техники назовем этот показатель динамическим диапазоном (ДД).

$$ДД = \frac{P_n}{P_p} \quad (2.60)$$

Для оценки значимости этого показателя рассмотрим два практических примера.

В первом примере имеются два инвертора, А и В, одинаковой номинальной мощности, но с разным ДД, пусть ДД инвертора А больше чем ДД инвертора В. Соответственно P_{\min} инвертора А будет меньше, чем у инвертора В (при любом пороге качества по КПД). Поэтому инвертор А сможет работать эффективно с некоторыми нагрузками небольшой мощности, а инвертор В- не сможет. Поэтому считаем инвертор А более качественным, чем инвертор В, то есть в данном примере инвертор с большим ДД более качественен чем инвертор с меньшим ДД.

Во втором примере также сравним два инвертора, А и В, с одинаковой мощностью холостого хода, и различным ДД. (Опять ДД инвертора А больше чем ДД инвертора В.) Соответственно P_{\max}

инвертора А будет больше, чем у инвертора В. (при любом пороге качества по КПД). Поэтому инвертор А сможет работать эффективно с некоторыми нагрузками большой мощности, а инвертор В- не сможет. Опять же считаем инвертор А более качественным, чем инвертор В, то есть и во втором примере инвертор с большим ДД более качественен чем инвертор с меньшим ДД. Таким образом, мы сравнили инверторы по эффективности, не применяя напрямую показатель КПД. Это может быть важно в тех случаях, когда КПД неизвестен. Это подчеркивает важность показателя ДД как индикатора качества инвертора.

В завершение данной части приведем пару практических значений ДД. Для инвертора Porto HT-P-2000 приведена номинальная мощность в 2000Вт и ток потребления холостого хода 0.7А. Соответственно мощность $P_p = I_p * U = 0.7A * 12V = 8.4Вт$. $ДД = P_n / P_p = 238$. Минимальная мощность нагрузки, при работе с которой КПД выше 80%, составляет $P_{min} = 4 * P_p = 34Вт$. Если же взять для сравнения инвертор ПН7-12-2000, то при такой же номинальной мощности ток холостого хода меньше и составляет 0.4А. Соответственно $P_p = I_p * U = 0.4A * 12V = 4.8Вт$. $ДД = P_n / P_p = 416$. Данный показатель качества для инвертора ПН7-12-2000 выше, чем для ранее рассмотренного. Соответственно, минимальная мощность нагрузки, при работе с которой КПД выше 80%, меньше и составляет $P_{min} = 4 * P_p = 19Вт$. То есть с нагрузками малой мощности этот инвертор работает более эффективно.[22]

Периодический режим работы

Периодический режим работы инвертора заключается в том, что часть времени инвертор работает с потребителями, а часть- простаивает без нагрузки. В практических задачах такой режим работы инвертора используется очень часто. Например, когда инвертор питает группу потребителей, и управление потребителями происходит с помощью выключателей питания на каждом потребителе. В этом случае инвертор должен быть постоянно включен, даже если все потребители выключены,

чтобы обеспечить такую же логику питания, как и от обычной сети переменного тока. Другой пример- подключение потребителей, которые самостоятельно управляют своим включением, например компрессорно-ресиверные агрегаты или холодильники.

Во время простоя инвертор не питает нагрузку, однако расходует энергию на собственное потребление. То есть часть энергии источника теряется, уменьшая эффективность инвертора. Доля этой энергии в общих потерях может быть различна, но в некоторых случаях, например при относительно больших временах простоя эффективность инвертора может быть весьма невелика.

Для расчетов эффективности необходимо разбить периодический режим работы на две фазы, легко рассчитываемые отдельно. Первой фазой является работа инвертора на нагрузку, и она рассчитывается как для непрерывного режима работы инвертора. Вторая же фаза- это простой инвертора без нагрузки. Для объяснения порядка расчетов служит следующий пример.

Произведем расчет для типичного случая – задачи питания холодильника. В примере используется небольшой холодильник с следующими параметрами: средняя мощность потребления - 20Вт, относительное время включенного состояния – 1/4, то есть в течении часа компрессор находится во включенном состоянии 15мин. Для питания используем инвертор Porto HT-P-2000. Расчеты эффективности в данном случае проще проводить не через мощности, а через энергии, потребляемые за какое-то определенное время, например 1 час. КПД тогда определяется по формуле:

$$\eta = \frac{E_0}{E} = \frac{E_0}{E_0 + E_p} \quad (2.61)$$

где

E_0 - полезная энергия

Е-энергия, потребляемая от источника

Е_р- общая энергия потерь

Энергия потерь в данном случае считается как сумма энергий потерь, происходящих во время работы инвертора с нагрузкой и во время простоя инвертора. Для работы инвертора с нагрузкой:

$$E_p = t * \frac{1 - \eta_i}{\eta_i} * P, \quad (2.62)$$

где

t- время работы инвертора с нагрузкой (1/4 часа в нашем случае)

η_i- КПД инвертора при работе с нагрузкой (0,85 из документации)

P- мощность холодильника при работе(20 Вт средней мощности делим на относительное время работы и получаем мощность компрессора холодильника 80 Вт)

Таким образом, энергия потерь за время работы компрессора с нагрузкой составит 3,5 Вт*ч.

Энергия же потерь во время простоя инвертора определяется как произведение времени простоя(3/4 часа для нашего случая) и мощности потерь инвертора на холостом ходу (8,4 Вт из расчетов). Что дает 6.3Вт*ч . Полезная же энергия равна произведению средней мощности потребления холодильника на интервал измерения энергии, и составляет 20 Вт*ч. Таким образом, эффективность использования энергии в данном примере получается η=67%. Данный КПД ниже порога эффективности. Хотя КПД самого инвертора при работе выше этого порога. Данное падение общей эффективности объясняется большими потерями энергии за время простоя инвертора- в этом примере они в почти 2 раза больше потерь во время работы инвертора на нагрузку.[23]

Данный пример показывает важность уменьшения потерь во время простоя инвертора. Эти потери можно уменьшить, выбирая инвертор с меньшим током холостого хода. Для инверторов одинаковой номинальной мощности это означает больший ДД. То есть показатель качества

инвертора для непрерывного режима работы, оказывается применим и к периодическому режиму работы.

Однако потребление инвертора на холостом ходу является важной технической характеристикой инвертора, и на данном уровне технологий уменьшить его получается лишь за счет ухудшения каких-либо других параметров. Для преодоления этого ограничения существуют различные технологии экономии энергии при простое инвертора. Они основаны на том, что в моменты простоя инвертора он отключается и потребляет меньше энергии. В предыдущем примере был использован инвертор без подобной функции. В следующем же примере применим для питания той же нагрузки другой инвертор- ПН7-12-1200. Данный инвертор обладает функцией экономии энергии при простое (режим сна). При активации этого режима ток потребления при простое составляет лишь 15мА. Произведя расчеты, подобные предыдущему примеру, получаем значение энергии потерь простоя в 0,135Вт*ч. Что более чем в 40 раз меньше аналогичного параметра для предыдущего примера. И более, чем на порядок меньше потерь энергии во время работы инвертора на нагрузку. Это позволяет потери энергии во время простоя инвертора вообще не принимать во внимание и производить расчеты как для непрерывного режима работы. То есть не учитывать падение эффективности инвертора за счет его простоя, так как оно незначительно. Можно сказать, что использование такой эффективной, как в инверторе ПН7-12-1200, функции экономии энергии при простое позволяет практически полностью исключать потери, связанные с холостой работой инвертора в данном примере.

2.4 Методика проведения электрических измерений источников питания на базе автономного инвертора

Как проверить выходное напряжение и частоту тока инвертора с помощью мультиметра практическое применения преобразователя



Рис. 2.31. Требуемые оборудования для тестирования

напряжения (инвертора) 12V/230V 300W КЕМОТ, который в паре с аккумулятором способен быть надежным источником переменного напряжения 220 Вольт.

Для бесперебойной и безаварийной работы особенно сложных технических устройств (мониторы, ноутбуки, системные блоки компьютеров), инвертор должен обеспечивать на выходе точное соответствие всем параметрам, которые предусмотрены стандартами для электросетей, и именно:

обеспечение уровня переменного напряжения на уровне 220 В;

обеспечение частоты тока на уровне 50 Гц.

Преобразователь напряжения (инвертор) 12V/230V 300W КЕМОТ будет получать питание от аккумулятора гелевого 12V 7.0Ah.

Для проведения анализа соответствия используем мультиметр универсальный UT 70 А.[24]

Проверка напряжения и частоты тока в электрической сети

Включаем мультиметр. Вставляем щупы. Поворотным переключателем переводим прибор в режим измерения напряжения в диапазоне “750 В”.

С помощью нажатия специальной кнопки переводим прибор в режим измерения переменного напряжения.

Аккуратно, держась за пластмассовую защиту щупов, измеряем напряжение сети в электрической розетке.

Запоминаем полученное напряжение – 218 Вольт, что полностью находится в допустимых нормах.

Но профессиональный мультиметр способен на значительно большее, чем бюджетные модели, в частности он может измерять частоту синусоидального сигнала в диапазоне до 10 МГц!

Гнездо для щупов при измерении напряжения и частоты совпадает, поэтому нам достаточно поворотным переключателем настроить измерительный прибор на измерение частоты “10 MHz”.

На экране высвечиваются единицы измерения: КHz и нулевые значения с 3-мя знаками после запятой.

Щупами касаемся выводов розетки. Получившееся значение на экране: 0,051 КГц или 51 Гц (отклонение +2 %).

Проверка напряжения и частоты тока на выходе инвертора

С помощью разъемов типа “крокодил” подключаем преобразователь напряжения (инвертор) 12V/230V 300W КЕМОТ а аккумулятору, внимательно следя, чтобы не перепутать полярность.

Включаем инвертор. Проводим измерения в той же последовательности, что и для электрической сети.

Получившиеся значения практически идентичны: 218 В и 51 Гц.

Вывод: выбранная модель инвертора гарантирует на выходе параметры, соответствующие стандартной электрической сети

Графики заряда аккумуляторных батарей инверторами ECOVOLT серии ECO, LUX, PRO

График заряда (режима работы зарядного устройства) инверторов Ecovolt серии ECO и LUX. принципиально данные источники бесперебойного питания отличаются дисплеями.

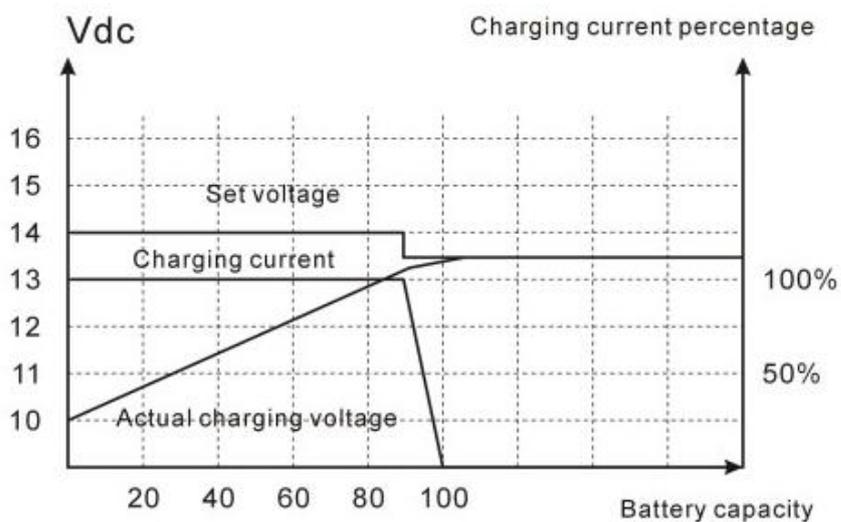


Рис.2.32. График заряда аккумуляторных батарей инверторами ECOVOLT серии ECO

Кому хочется более продвинутого ЗУ, то надо PRO серию выбирать. Ниже график работы зарядного устройства инверторов Еcovolt серии PRO.

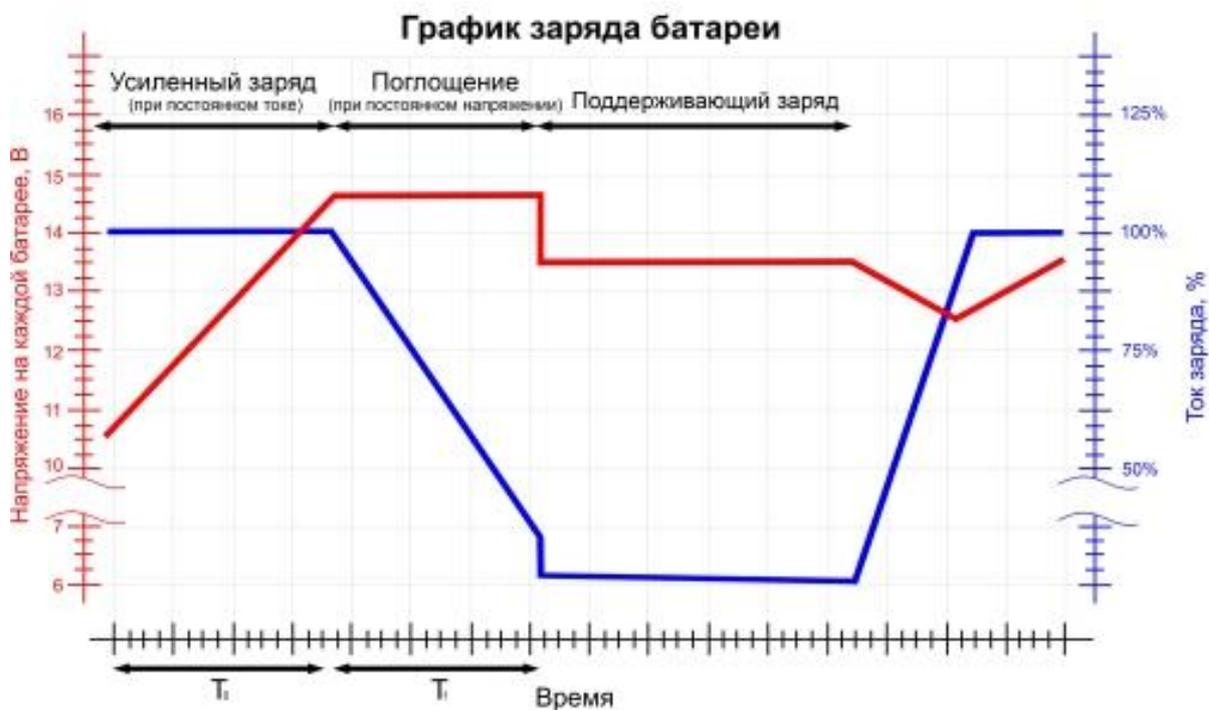


Рис.2.33. График заряда аккумуляторных батарей инверторами ECOVOLT серии LUX/PRO

Выводы по главе

- 1 Проведен анализ научной информации, выбрана методика и определены параметры технологических режимов, получены и исследованы свойства инверторов различного исполнения.
- 2 Исследованы оптимальные параметры автономного инвертора, при котором будет η_{\max} и \cos_{\max} с помощью моделирования в прикладных программах как Matlab и MicroCap.
- 3 Изучены современные направления развития инверторов напряжения с целью повышения КПД и надежности транзисторных инверторов напряжения, в котором применяют режим "мягкой" коммутации. Также рассмотрена повышения КПД в различных режимах работы инверторов.
- 4 Выбрана методика и определены параметры проведения электрических измерений источников питания на базе автономного инвертора

Глава 3. Расчет АИН, Составление схематических данных и автоматизаций

3.1 Расчет однофазной мостовой схемы транзисторного автономного инвертора напряжения

Однофазная мостовая схема транзисторного автономного инвертора напряжения, являющаяся одной из самых распространенных схем такого типа, удобна для первоначального изучения принципа действия инверторов напряжения, особенностей структуры схем и электромагнитных процессов в них. Схема однофазного мостового транзисторного инвертора напряжения показана на рис. 3.1.

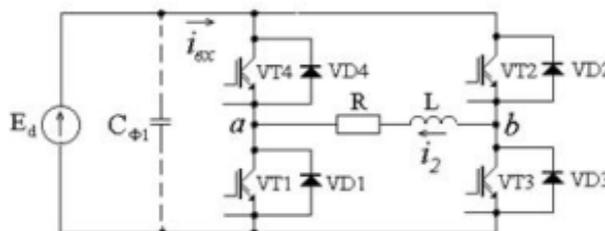


Рис. 3.1 Схема однофазного мостового транзисторного инвертора напряжения

Рассмотрим работу схемы инвертора при симметричном управлении, то есть при условии, что транзисторы VT1, VT2 включаются одновременно и находятся во включенном состоянии 180 градусов по частоте выходного напряжения, а транзисторы VT3, VT4 тоже включаются одновременно, но со сдвигом по фазе на 180 градусов по отношению к первой паре транзисторов.

Временные развертки электромагнитных процессов в схеме показаны на рис. 3.2. При включении транзисторов VT1, VT2 точка b схемы подключается к положительному зажиму источника питания, а точка a к отрицательному. При этом в нагрузке нарастает ток i_2 в направлении, указанном на схеме, причем эдс самоиндукции в этом случае препятствует увеличению тока в контуре. В момент $\theta = \pi$ транзисторы VT1, VT2 выключаются и контур тока нагрузки размыкается. Однако, благодаря энергии запасенной в индуктивности нагрузки, ток нагрузки поддерживается за счет ЭДС самоиндукции, при этом знак этой ЭДС меняется на обратную, что приводит к включению диодов VD3, VD4. При включении диода VD3 точка a схемы подключается к положительному зажиму источника питания, а точка b – к отрицательному. Таким образом, полярность напряжения на нагрузке меняется на обратную, независимо от того, включены ли транзисторы VT3, VT4 или нет. На этом интервале ток нагрузки протекает от индуктивности нагрузки через диод VD3, через источник E_d в обратном направлении и через диод VD4 в нагрузку. При этом обеспечивается сброс энергии, запасенной в индуктивности нагрузки, обратно в источник питания. Поэтому диоды, включенные в схеме инвертора параллельно силовым транзисторам, называются обратными диодами. Для нормальной работы схемы необходимо, чтобы к моменту спада тока нагрузки до нуля, транзисторы VT3, VT4 были включены, что обеспечивает повторение всех процессов с другой полярностью тока. На

рис. 3.2 (а) обозначены интервалы проводимости силовых полупроводниковых приборов:

- λ_1 – интервал проводимости диодов VD1, VD2;
- λ_2 – интервал проводимости транзисторов VT1, VT2;
- λ_3 – интервал проводимости диодов VD3, VD4;
- λ_4 – интервал проводимости транзисторов VT3, VT4.

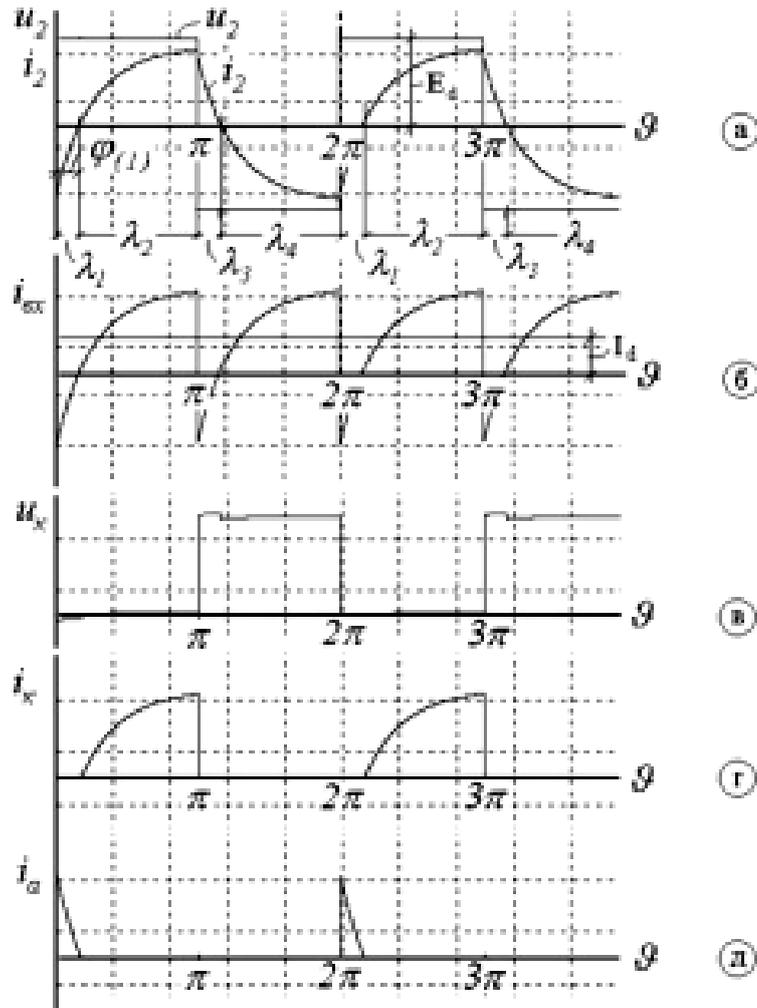


Рис. 3.2 Развертки процессов в однофазной мостовой схеме инвертора напряжения

На рис. 3.2 (б) представлена кривая входного тока инвертора, которая показывает, что в течение первой полуволны выходного напряжения кривая входного тока совпадает с кривой тока нагрузки, в момент изменения полярности выходного напряжения кривая входного

тока претерпевает разрыв и в течение второй полуволны выходного напряжения кривая входного тока повторяет кривую тока нагрузки, но с обратной полярностью. Среднее значение входного тока I_d определяет активную мощность, отбираемую от источника питания. Разрывной характер кривой входного тока инвертора предъявляет жесткие требования к выходному сопротивлению источника питания, особенно в области высоких частот. Поэтому в реальных схемах на входе АИН устанавливается ёмкостный фильтр, который на рис. 3.1 показан пунктиром. На рис. 3.2 (в, г, д) показаны кривые напряжения между коллектором и эмиттером транзистора VT1, тока транзистора VT1 и тока обратного диода VD1, соответственно. После окончания процессов коммутации эти напряжения равны напряжению источника питания $U_{km}=U_{bm} = E_d$. [25]

Как следует из анализа кривой коллекторного напряжения силового транзистора, напряжение на коллекторе транзистора при выключении нарастает непосредственно после окончания интервала проводимости, фактически, при наличии полного тока нагрузки в силовом ключе. Таким образом, нормальная работа схемы возможна лишь при использовании полностью управляемых силовых полупроводниковых приборов, обеспечивающих возможность принудительной коммутации тока.

1) Выбор силовой части

В качестве силовой схемы инвертора напряжения примем мостовой однофазный транзисторный инвертор напряжения, выполненный на IGBT-транзисторах. Его схема представлена на рисунке 3.3.

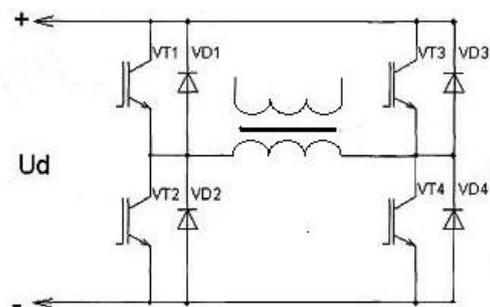


Рис. 3.3 Мостовой однофазный инвертор напряжения

На рисунке 3.4 показан алгоритм переключения транзисторов инвертора при угле проводимости каждого транзистора $\lambda = 180^\circ$.

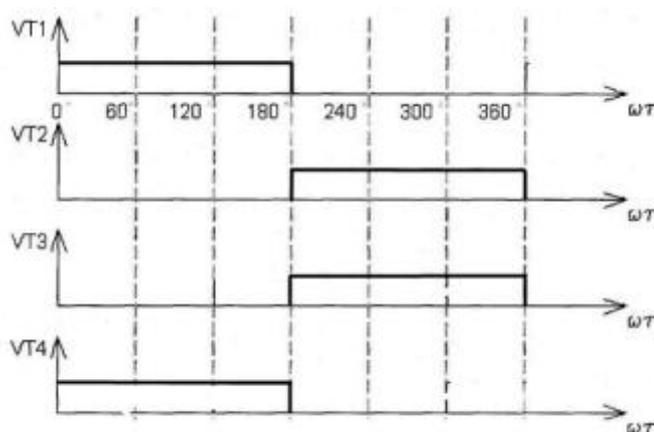


Рис. 3.4 Алгоритм работы инвертора напряжения

Расчёт силовой части

1. $U_{пит} = 48 \text{ В}$
2. $S_H = 2 \text{ кВа}$
3. $U_H = 220 \text{ В}$
4. $\cos\varphi = 0,7$

Мощность на нагрузке должна составлять 2кВа. Т.к. трансформатор не идеален в нем происходят потери (перемагничивание сердечника и т.п.). Примем КПД трансформатора $\eta = 90\%$, тогда подаваемая мощность и соответственно мощность трансформатора:

$$S_T = \frac{S_H}{\eta} = \frac{2000}{0,9} = 2200 \text{ ВА}$$

Полный ток:

$$I_H = \frac{S_T}{U_{пит}}$$

$$I_H = \frac{2200}{48} = 45,8 \text{ А}$$

Полное сопротивление:

$$Z_H = \frac{U_{пит}}{I_H}$$

$$Z_{\text{H}} = \frac{24}{45,8} = 1,04 \text{ Ом}$$

Активное сопротивление:

$$R_{\text{H}} = Z_{\text{H}} \cdot \cos\varphi = 1,04 \cdot 0,7 = 0,728 \text{ Ом}$$

Реактивное сопротивление:

$$\sin^2 \varphi = 1 - \cos^2 \varphi$$

$$\sin^2 \varphi = 0,471$$

$$\sin \varphi = 0,686$$

$$X_{\text{H}} = Z_{\text{H}} \cdot \sin \varphi = 1,04 \cdot 0,686 = 0,713 \text{ Ом}$$

Максимальное значение тока силовых вентилях $i_{\text{Hmax}} = i_{\text{H}}|_{\theta=0}$:

Из условия принимаем $i_{\text{Hmax}} = 72,17 \text{ А}$

Т.к. угол φ получился отрицательным, переведем его в положительную область путём смещения на 180%

$$\pi - \varphi = 3,14 - 2,4348 = 0,71 \text{ рад}$$

В соответствии с полученными данными выбираем IGBT – Транзистор IRGB4061DPBAF:

Корпус TO-220 AB

$$U = 600 \text{ В}$$

$$I_{\text{c}} (25^{\circ}\text{C} / 100^{\circ}\text{C}) = 36 \text{ А} / 18 \text{ А}$$

$$P_{\text{d}} = 206 \text{ Вт}$$

Выбираем диод КД202Д:

$$I_{\text{пр.ср. max}} = 5 \text{ А}$$

$$U_{\text{обр. и.п. max}} = 200 \text{ В}$$

$$f_{\text{max}} = 5 \text{ кГц}$$

Расчёт трансформатора

Исходные данные:

1. $S_{\text{T}} = 2200 \text{ кВа}$
2. $U_{\text{пит}} = 48 \text{ В}$

3. $U_H = 220 \text{ В}$

4. $I_H = 10 \text{ А}$

5. $f_H = 50 \text{ Гц}$

В соответствии с этим выбираем:

– Тип сердечника: броневой (Ш-образный)

– Материал сердечника: электротехническая сталь Э350

– $V_T = 1,2 \text{ Тл}$

– $K_f = 1$

– $K_{и} = 0,4$

– Перегрев $\Delta T = 25^\circ$

– $\sigma = 0,3$

– $j = 3 \text{ А / мм}^2$

По таблице [2. 261] находим габариты при данной S_{cSo} и P_T : [11]

$c = 32 \text{ мм}$

$h = 80 \text{ мм}$

$a = 32 \text{ мм}$

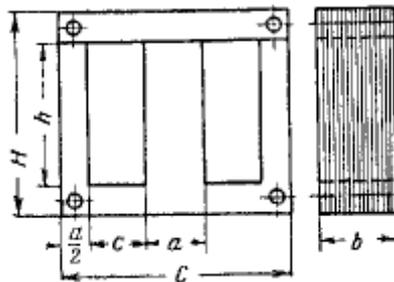


Рис. 3.5 Габариты трансформатора

Тогда:

$$S_{ок} = hc = 80 \times 32 = 25,60 \text{ см}^2$$

$$S_{ст} = 16,02 \text{ см}^2$$

$$G_{ст} = 1,95 \text{ кг}$$

Данные электротехнической стали сердечника Э350 толщина 0,2 мм

[2. 261]:

– Ш-32х50

- Сст. Акт = 14,56
- Кол-во пластин = 212 шт.
- Вес 2,170 кг
- Сст. Акт. = 13,6 см²
- Іст = 27,4 см

Определяем число витков первичной и вторичной обмоток:

ΔU для первичной и вторичной обмотки соответственно составляют:

$$\Delta U_1 = 1 \quad \Delta U_2 = 2$$

Находим токи в первичной и вторичной обмотках:

т.к. КПД трансформатора $\eta = 0,9$, то $\cos\varphi = 0,94$

$$I_1 = \frac{P_T}{U_1} \cdot \eta \cdot \cos\varphi$$

$$I_1 = \frac{2200}{48} \cdot 0,9 \cdot 0,94 = 38,775$$

$$I_2 = \frac{P_T}{U_2} \cdot \eta \cdot \cos\varphi$$

$$I_2 = \frac{2200}{220} \cdot 0,9 \cdot 0,94 = 8,46$$

Принимаем $\sigma = 2$ А/мм² для медного провода, тогда диаметр проводов:

$d_1 = 0,8\sqrt{I_1} = 4,98$ мм, принимаем 4,00x7,10 мм (ПСД, Провод с обмоткой из Стекловолокна в 2 слоя)

$d_2 = 0,8\sqrt{I_2} = 2,32$ мм, принимаем 4,80 мм (ПБД, 2 слоя хлопчатобумажной пряжи)

Площадь поперечного сечения:

$$s_1 = 0,8d_1^2 = 19,8 \text{ мм}^2, \text{ принимаем } 24,4 \text{ мм}^2 \text{ (ПСД)}$$

$$s_2 = 0,8d_2^2 = 4,31 \text{ мм}^2, \text{ принимаем } 6,8 \text{ мм}^2 \text{ (ПБД)}$$

2) Система управления

В связи с тем, что транзисторы силового контура инвертора, как правило, работают в ключевом режиме, естественной формой выходного напряжения является прямоугольная. Такая форма удобна для нагрузок постоянного тока, получающих питание с выхода инвертора через выпрямитель и фильтр, так как при этом пульсации основной гармоники напряжения на входе фильтра невелики. Для ряда нагрузок переменного тока такая форма питающего напряжения или допустима (светильные и нагревательные устройства), или приемлема (электродвигатели, обмотки электромагнитов, реле и т.п.), поскольку первые безразличны к роду тока, а вторые сами обладают фильтрующими свойствами вследствие индуктивного характера эквивалентного сопротивления.[26]

Согласно исследованиям при питании электродвигателей напряжением прямоугольной формы вращающий момент, перегрев обмотки, время пуска и другие основные характеристики электродвигателя незначительно отличаются от аналогичных характеристик при питании электродвигателей синусоидальным напряжением при условии равенства первых гармоник напряжений.

Для некоторых нагрузок переменного тока, например для сельсинов, поворотных трансформаторов и т.п., требуется чисто синусоидальная форма питающего напряжения, так как при наличии высших гармоник происходит сильное искажение регулировочных характеристик этих устройств в режиме, где близка к нулю первая гармоника.

Синусоидальная форма выходного напряжения наиболее универсальна, т.е. обеспечивает эффективную работу всех видов нагрузок переменного тока, а иногда становится целесообразной, и для нагрузок постоянного тока, так как обеспечивает коммутацию силовых транзисторов и диодов при токе, близком к нулю, уменьшает тем самым высокочастотные пульсации, радиопомехи и, следовательно, массу и габаритные размеры фильтрующих узлов в инверторе, потребителе и

линии связи. При синусоидальной форме напряжения передача энергии на значительные расстояния по обычным проводным линиям не вызывает искажения формы напряжения.

Качество выходного напряжения, т.е. приближение его формы к синусоидальной, принято характеризовать прежде всего коэффициентом гармоник K_G , %, определяемым как отношение действующего значения высших гармоник к действующему значению первой (основной) гармоники, т.е.

$$K_G = 100 \sum_{n=n_{min}}^{n=\infty} \sqrt{(U_n/U_1)^2} = 100 \sqrt{\left(\frac{U}{U_1}\right)^2 - 1}, \quad (3.1)$$

где U_n – действующее значение напряжения гармоники с номером n ;

U_1 – действующее значение напряжения первой гармоники, U – действующее значение выходного напряжения; n_{min} – номер ближайшей к основной высшей гармоники.

Иногда используют также критерий синусоидальности на напряжения в виде отношения U_1/U , называемого коэффициентом искажения $K_{иск}$ (3.2).

Согласно (3.1)

$$K_{иск} = \sqrt{1 / \left(1 + K_G^2 \cdot 10^{-4}\right)} \quad (3.2)$$

Таким образом, коэффициенты K_1 и $K_{иск}$ характеризуют один и тот же показатель – общее содержание высших гармоник, но не отражают сложность фильтрации (массогабаритных показателей фильтра), так как не учитывают расположение гармоник в частотном спектре. Предложение учесть данное обстоятельство с помощью КПД выделения гармоники, определяющего отношение мощности первой гармоники к мощности на выходе инвертора по все полосе частот, нельзя признать удачным, как его значения существенно зависит от $\cos\varphi$ нагрузки и при $\cos\varphi = 1$ становится равным $K_{иск}^2$.

Наиболее эффективным критерием оценки синусоидальности является коэффициент гармоник $K_{г.ф}$ для напряжения, получаемого на выходе стандартного фильтра с заданным параметром, подключенного к выходу инвертора. В качестве такого фильтра удобно принять простейший Г-образный LC-фильтр, а в качестве указанного параметра – его относительную частоту

$$\omega^* = \frac{\omega}{\omega_0} = \omega\sqrt{LC} \quad (3.3)$$

где ω_0 – собственная частота фильтра; ω – рабочая частота фильтруемого напряжения (первой гармоники); L и C – индуктивность дросселя и емкость конденсатора фильтра соответственно.

тогда $\omega^* = \omega\sqrt{LC}$, где $\omega = f = 50$

$$1,04 / 50 = \sqrt{LC}$$

$$LC = 4,32 \cdot 10^{-4}$$

$$C = 0,6 \text{ мкФ}$$

$$L = 0,8 \text{ мГн}$$

Модуль коэффициента передачи фильтра по напряжению на частоте гармоники с номером n

$$|k_{Un}| = (1/n\omega C) / (1/n\omega C - n\omega L) = 1 / (1 - n^2\omega_*^2) \quad (3.3)$$

С учетом (3.2) коэффициент гармоник напряжения на выходе фильтра

$$K_{г.ф} = 100 \sqrt{\sum_{n=n_{min}}^{n=\infty} \left(\frac{1}{1 - n^2\omega_*^2} \right) \left(\frac{U_n}{U_1} \right)^2} \quad (3.4)$$

При этом коэффициент передачи фильтра по напряжению первой гармоники принят равным единице, что, как будет показано ниже, близко к получаемым в большинстве практических случаев значениям. Построив

зависимости $K_{г.ф} = f(\omega^*)$ для каждого исследуемого напряжения на выходе инвертора, можно объективно оценить качество напряжения. Чем ближе к оси ординат будет расположена эта зависимость, тем с меньшим значением относительной частоты ω^* и, следовательно, с меньшей массой и габаритными размерами потребуется фильтр для обеспечения заданного значения $K_{г.ф}$. Из (3.5) видно, что значение ω^* для данного значения $K_{г.ф}$ будет тем меньше, чем выше номер ближайшей к основной высшей гармоники (n_{min}), т.е. качество выходного напряжения инвертора определяется не столько его коэффициентом гармоник $K_{г.ф}$, сколько количеством исключенных из спектра этого напряжения высших гармоник низкого порядка. Поэтому все рассматриваемые ниже методы формирования выходного напряжения в основном направлены на решение задачи исключения высших гармоник, ближайших к основной.

Для получения высоких значений КПД в широком диапазоне изменения входных напряжений в преобразовательной технике транзисторы используются преимущественно в ключевом режиме. Если в силовом контуре инвертора используются простейшие схемы двухтактных усилителей мощности, то на выходе формируется одноуровневое импульсное напряжение (рис. 3.6)

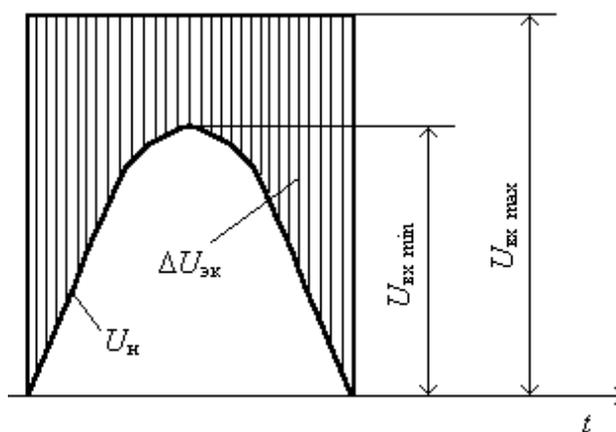


Рис. 3.6 Формирование напряжения.

Добавление в силовой контур выходного фильтра низкой частоты обеспечивает получение синусоидального выходного напряжения.

Классификация различных форм импульсной модуляции одноуровневого напряжения дана на рис. 3.7.

По модулируемому параметру различаются три вида модуляции: частотно-импульсная; фазо-импульсная; широтно-импульсная.[27]

В первых двух видах длительность импульсов неизменна, а изменяется либо частота их повторения, либо сдвиг фазы относительно начала импульсного интервала в зависимости от значения модулирующего напряжения. Эти два вида модуляции не нашли широкого применения в преобразовательной технике вследствие сложности фильтрации модулированного напряжения.

Наиболее распространена в преобразовательной технике широтно-импульсная модуляция, при которой частота повторения импульсов неизменна, а изменяется длительность (ширина) импульсов.

По числу импульсов в полупериоде M широтно-импульсная модуляция (ШИМ) разделяется на однократную ($M=1$) и многократную ($M>1$).[40]

По полярности импульсов в полупериоде многократная ШИМ разделяется на однополярную, когда импульсы каждого полупериода имеют одну полярность и между импульсами напряжение имеет нулевой уровень (нулевая пауза), и двухполярную, когда в пределах полупериода импульсы имеют чередующуюся полярность (нулевые паузы между импульсами отсутствуют).

Однополярная ШИМ, как правило, имеет лучший спектральный состав. Однако двухполярные ШИМ может быть реализована в простейших схемах инверторов (со средней точкой и в полумостовой), а для реализации однополярной ШИМ необходимо использование мостовой схемы или введение в силовой контур дополнительных ключей.

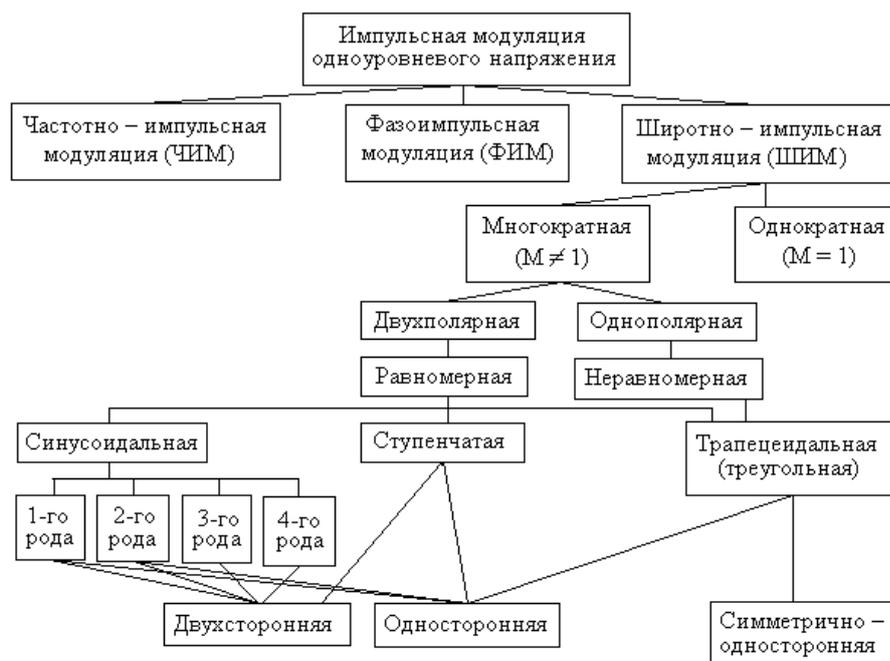


Рис. 3.7 Классификация видов импульсной модуляции одноуровневого напряжения

По длительности импульсных интервалов в многократная ШИМ разделяется на:

- равномерную, когда полупериод разделен на четное или нечетное число i импульсных интервалов равной длительности (каждый интервал содержит смежные импульс и нулевую паузу или импульсы прямой и обратной полярностей);
- неравномерную, когда такое разделение отсутствует.

При равномерной ШИМ упрощается по сравнению с неравномерной система управления, однако при неравномерной ШИМ можно исключить большее количество, чем при равномерной, высших гармоник низкого порядка при одинаковом числе импульсов за полупериод.

По форме функции построения (форме модулирующего напряжения) многократная равномерная ШИМ разделяется на синусоидальную; ступенчатую; трапецеидальную (в частном случае – треугольную).

В системе управления транзисторами используется эталонное (модулирующее) напряжение, форма которого соответственно имеет вид

синусоиды, многоступенчатой кривой, аппроксимирующей синусоиду, и трапеции. Это напряжение сравнивается с опорным, например пилообразным, напряжением тактовой частоты ($f_{\text{такт}} = 2i_{\text{вых}}$), и в моменты равенства эталонного и опорного напряжений подается сигнал на переключение соответствующих силовых транзисторов. Благодаря этому длительность импульса выходного напряжения данного интервала пропорциональна амплитуде эталонного напряжения на этом интервале.

По расположению точки, в которой функция построения определяет длительность импульса на данном интервале, многократная равномерная ШИМ разделяется на:

двухстороннюю, когда указанная точка расположена в середине интервала;

одностороннюю, когда указанная точка расположена в начале или в конце интервала.

При использовании опорного пилообразного напряжения оно имеет двухстороннюю симметричную форму для двухсторонней ШИМ и одностороннюю форму для односторонней ШИМ.

Для трапецеидальной функции построения дополнительно может использоваться симметрично-односторонняя ШИМ, при которой на первой половине полупериода указанная точка расположена в конце интервала, а на второй половине полупериода – в начале интервала. Такая ШИМ согласно исследованиям имеет наилучший спектральный состав и реализуется относительно простой цифровой системой управления, в которой суммируются сигналы двух близких частот.

При синусоидальной функции построения, кроме того, различают четыре рода ШИМ:

1-го, когда указанная точка соответствует положению модулируемого фронта импульса;

2-го, когда указанная точка соответствует тактовым моментам времени (началу, концу или середине импульсного интервала);

3-го, когда указанная точка смещена относительно модулируемого фронта на некоторое время, пропорциональное заданному коэффициенту;

4-го, когда указанная точка смещена относительно тактового момента времени на некоторое время, пропорциональное заданному коэффициенту.

Система управления инвертором

В данной работе мы используем многократную неравномерную ШИМ с четырьмя импульсами в полупериоде, расположенными симметрично относительно полупериода, при которой исключаются пары низших из высших гармоник и кратные им гармоники. Например, при $\alpha_1 = 42^\circ$, $\alpha_2 = 36^\circ$ и $\alpha_3 = 12^\circ$ исключаются 3-я, и 5-я и кратные им гармоники, а при $\alpha_1 = 33 \frac{3}{7}^\circ$, $\alpha_2 = 36^\circ$, $\alpha_3 = 18^\circ$ – 5-я, 7-я и кратные им гармоники. Данный вид ШИМ позволяет снизить частоту генератора тактовых импульсов до нескольких килогерц. В первом случае $f_{\text{факт}} = 30 f_{\text{вых}}$, а во втором $f_{\text{факт}} = 70 f_{\text{вых}}$. Кроме того, при регулировании напряжения путем уменьшения угла α спектральный состав не изменяется.

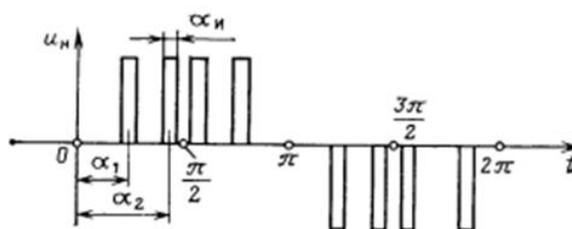


Рис. 3.8 Многократная неравномерная ШИМ с четырьмя импульсами в полупериоде

На рис. 3.9 изображена схема системы управления однофазным мостовым инвертором. Функции управления выполняет микроконтроллерная система на базе цифрового сигнального процессора. Выводы микропроцессорной системы подключены к управляющим выводам силовых ключей через микросхемы драйверов (УИ). Драйверы выполняют функции согласования между силовыми ключами и выходными цепями микропроцессорной системы управления. Кроме того,

драйверы реализуют защитные функции, прекращая поступление управляющих импульсов к силовым ключам инвертора при возникновении токовых перегрузок.

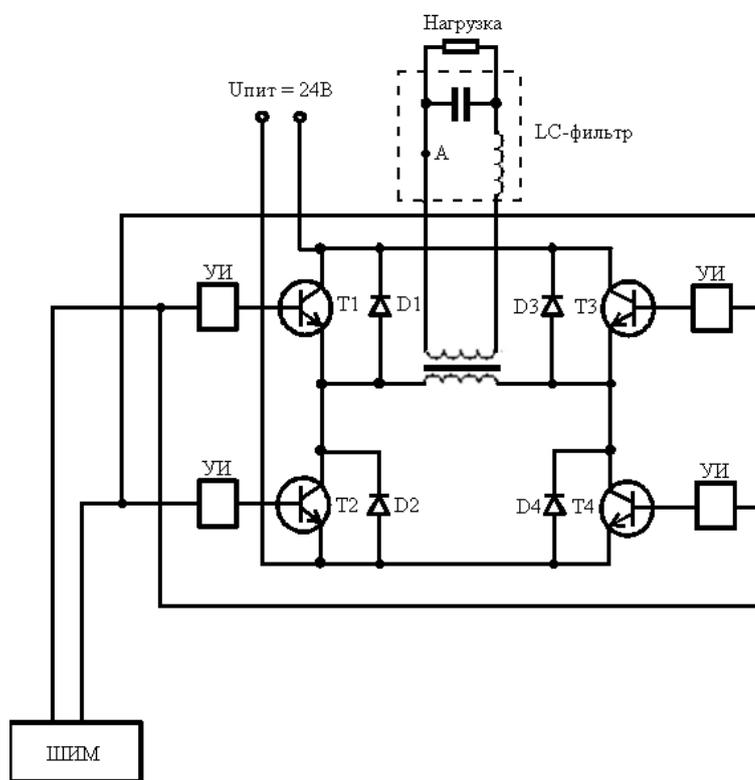


Рис. 3.9 Схема системы управления однофазным мостовым инвертором

В качестве драйверов используем в схеме, TLP250 фирмы Toshiba.

Основные характеристики:

Корпус: DIP-8

Тип выхода: Драйвер

Количество выходов: 1

Коммутируемое напряжение (макс): 35 В

Коммутируемый ток (макс): 20 мА

Напряжение изоляции: 2.5 кВ

Время включения: 150 нс

Время выключения: 150 нс

3) Система защиты

Используем систему защиты на основе оптронов. Мощность излучения, генерируемого светодиодом, и уровень фототока, возникающего в линейных цепях с фотоприемниками, прямо пропорциональны току электрической проводимости излучателя. Таким образом, по оптическим (бесконтактным, дистанционным) каналам можно получить вполне определенную информацию о процессах в электрических цепях, гальванически связанных с излучателем.[28]

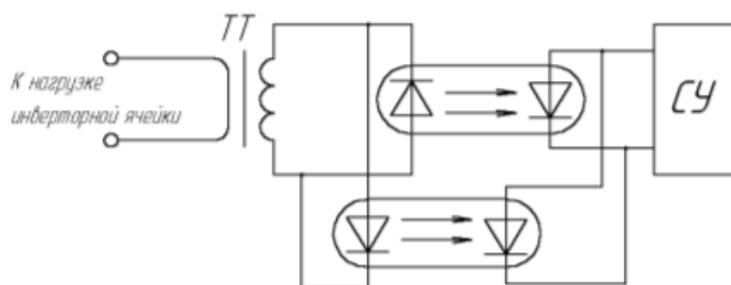


Рис. 3.10 – Схема защиты по току

На рис. 3.10 приведена схема индикатора тока. Она подсоединяется последовательно с нагрузкой мостового инвертора, т.е. с обмоткой статора асинхронного двигателя. Связь излучателя с высоковольтной электрической сетью осуществляется с помощью трансформатора тока, первичной обмоткой которого является сам токонесущий провод, пропущенный через отверстие тороидального сердечника на (рис. 3.9 точка А). Вторичная обмотка содержит n витков (в рассматриваемом примере $n = 92$). Поэтому ток электрической проводимости светодиода $I_{св}$ значительно меньше тока в нагрузке $I_{нагр}/I_{св} = I_{нагр}/n$. Максимальный уровень тока светодиода удобно ограничивать трансформатором. Если ток в сети достигает высокого (опасного для излучателя) значения, то сердечник трансформатора насыщается, и ток во вторичной обмотке ограничивается на уровне, допустимом для светодиода. Второй стабилитрон предохраняет светодиод от электрических перегрузок в обратном направлении и

является защитой при отрицательной полуволне тока. Таким образом, оптронный датчик может в безопасных условиях контролировать большие токи в силовой части схемы.

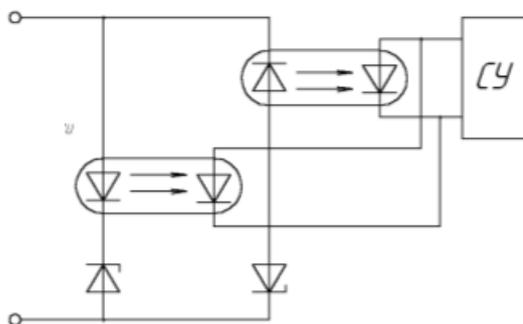


Рис. 3.11 – Схема защиты по напряжению

Аналогична выполнена схема защиты по напряжению, рисунок 3.11. Параллельно к нагрузке подсоединяются оптроны, последовательно к которым включены стабилитроны. При увеличении напряжения больше критического стабилитрон пробивается и через оптрон на систему управления подается импульс который прекращает подачу импульсов на транзисторные ключи.

3.2 Составление монтажных схем. Настройка источников питания на базе автономного инвертора



Рис. 3.13. Функциональная схема солнечной энергоустановки

Организация и нормативные документы на пусконаладочные работы

При изучении темы обратите внимание на организационные мероприятия: назначение руководителя пусконаладочных работ (ПНР), получение проектной документации от заказчика, составление сметной документации (или ее анализ при получении от заказчика), разработку проекта производства работ, передачу заказчику замечаний по проекту, подготовку приборов, приспособлений, испытательной аппаратуры и других технических средств наладки, подготовку форм протоколов, согласование с заказчиком вопросов выделения на объекте вспомогательных помещений, согласование с электромонтажной организацией и с заказчиком сроков начала ПНР и графика совмещенного производства пусконаладочных и электромонтажных работ в соответствии с общим графиком строительства объекта.

Технические мероприятия: изучение и анализ наладочным персоналом электрической части проекта и связи проекта с технологическим процессом производства; изучение технической и эксплуатационной документации разработчиков и предприятий-изготовителей новых видов электрооборудования, выполнение проверочных расчетов и согласование с заказчиком, подготовка технологических карт, инструкций и методических рекомендаций по рациональным методам выполнения ПНР.[30]

Следует знать нормы приемосдаточных испытаний электрооборудования и правила техники безопасности при проведении пусконаладочных работ.

Аппараты и приборы для наладочных работ

В процессе проведения наладочных работ приходится выполнять различные измерения электрических величин. При этом часть измерений производится для проверки технических характеристик смонтированного электрооборудования, а часть входит в объем приемосдаточных испытаний и оформляется протоколами, предъявляемыми при сдаче объекта.

Следует знать типовые измерительные приборы, их характеристики и схемы включения и уметь по шкале прибора определить его назначение и параметры измеряемых величин. Особое внимание уделите измерениям, выполняемым при приемосдаточных испытаниях.

Предварительно изучите общие вопросы проверки электрических аппаратов: проверку изоляции катушек, контактной системы, а затем специфические виды проверки и наладки, относящиеся к конкретным видам аппаратов (контакторов, пускателей, электромагнитных и тепловых реле).

Следует знать параметры срабатывания аппаратов, работоспособность контакторов и магнитных пускателей, наиболее характерные неисправности.

Проверка коммутационных приборов и аппаратов

Коммутационные приборы и аппараты проверяются на заводах - изготовителях. Но в процессе транспортировки и хранения контактная система аппаратов, обмотки приборов могут повреждаться.

Поэтому при монтаже и наладке производят визуальный осмотр (ревизию), а также выполняют некоторые замеры. Следует знать нормативные значения, "сопротивления изоляции" аппаратов, требование к контактам, настройку их на параметры схем, а также уметь производить проверку технических характеристик.[35]

Испытание силовых кабельных линий

Следует знать, что испытание кабельных линий является одной из наиболее распространенных операций в практической деятельности. Испытание кабелей заключается в прозвонке, измерении сопротивления изоляции, испытании повышенным напряжением, определении места повреждения. Изучите способы выполнения этих испытаний.

Проверка и испытание заземления

Следует знать, что проверка и испытание заземления . являются обязательным мероприятием при всех наладочных работах, так как

заземление является одним из основных средств обеспечения безопасности при проведении наладочных работ и эксплуатации оборудования. Проверка заземления состоит в измерении сопротивления заземляющих проводников, заземлителей и в цепи петли "фаза-нуль". Обратите внимание на нормативы сопротивления контуров заземления и методы их измерения.

Выводы по главе

1. Проведен расчет АИН мощностью 2000 Вт, составлен схематические данные и автоматизации. При расчете однофазной мостовой схемы транзисторного автономного инвертора напряжения сделан выбор импульсного трансформатора для ущемления габаритных размеров и увеличению КПД инвертора.

2. Системой управления служит микропроцессорная система, которая подключена к управляющим выводам силовых ключей через микросхемы драйверов, которые в свою очередь производят включение и выключение силовых ключей.

3. Выходное напряжение формируется с помощью многократной неравномерной ШИМ с четырьмя импульсами в полупериоде. Применение ШИМ обеспечивает преимущественное содержание в кривой выходного напряжения основной гармоники и минимальное содержание высших гармонических с близкими основной гармонике частотами.

4. Система защиты обеспечивает закрытия транзисторов в случае возникновения в силовой части коротких замыканий и перенапряжений. Схемы защиты выполнены на полупроводниковых приборах с гальванической развязкой силовой части схемы и системы управления.

5. Составлены монтажные схемы для факультета ЭФ. Изучена методика проведения наладки источников питания на базе автономного инвертора и представлены примеры.

Заключение

В данной работе был спроектирован однофазный инвертор напряжения. Нагрузкой является комнатное освещение и орг.техника мощностью 2000 Вт.

Разработаны функциональная схема автономного инвертора с улучшенными эксплуатационными характеристиками для солнечной фотоэлектрической установки выполненных на базе однофазно импульсного трансформатора;

компьютерная модель, позволяющая исследовать физические процессы в силовой схеме автономного инвертора в нормальных и аварийных режимах работы;

предложены формулы и методы расчёта потерь и КПД, адаптированные для функциональной схемы автономного инвертора, а так же рекомендации по проектированию источников питания на базе автономного инвертора;

доказана перспективность использования автономного инвертора в составе солнечных станций.

Теоретическая значимость исследований обоснована тем, что:

получены уравнения для определения потерь и КПД автономного инвертора, а также формулы для расчета параметров входного и выходного фильтров;

доказана целесообразность применения компьютерной модели для исследования электромагнитных процессов и расчета требуемой мощности;

применительно к проблематике диссертации результативно использован схемный симулятор Matlab Simulink и Microcap для получения динамических характеристик в нормальных и аварийных режимах работы.

представлены рекомендации для совершенствования конструкции автономных инверторов солнечных электростанций.

Список литературы.

Произведения Президента:

1. И.А. Каримов. Ўзбекистон XXI аср бўсағасида ҳавфсизликга таҳдид барқарорлик шартлари ва тараққиёт кафолатлари. Тошкент, 1997 й.
2. O'zbekiston Respublikasi Prezidenti I.A.Karimov Osiyo quyosh energiyasi forumining VI-yig'lishida so'zlagan nutqi. 22.11.2013y. «О мерах по дальнейшему развитию альтернативных источников энергии», указ принятом 1 марта 2013 года

Учебники и учебные пособия:

3. Нежданов И.В. Инверторы на тиристорах (Библиотека по автоматике, вып. 152) М.—Л., издательство „Энергия“, 1965, с 9-42.
4. Лабунцов В.А., Ривкин Г.А., Шевченко Г.И. Электроприводы с полупроводниковым управлением. Автономные тиристорные инверторы, (Библиотека по автоматике, вып. 221) под ред. М.Г.Чиликина, М.-Л., изд-во «Энергия», 1967. 33-37
5. В.П. Петрович. Силовые преобразователи электрической энергии. Учебное пособие. – Томск: Изд. ТПУ, 2000. – 154 с.
6. В.И. Мелешин. Транзисторная преобразовательная техника. – Москва: Техносфера, 2005. – 632 с.
7. И.И. Белопольский. Расчет трансформаторов и дросселей малой мощности. М.-Л. Госэнергоиздат, 1963. – 272 с.
8. В.С. Моин. Стабилизированные транзисторные преобразователи. М. Энергоатомиздат. 1986. – 376 с.
9. Транзисторы и их зарубежные аналоги. Биполярные транзисторы средней и большой мощности низкочастотные. Справочник. В 4 т. Т. 2. Издание второе, исправленное. – М.: ИП РадиоСофт, 1999. – 544 с.

10. Окснер, Эдвин С. Мощные полевые транзисторы и их применение : пер. с англ. / Э.С. Окснер. – М. : Радио и связь, 1985. – 288 с. : ил. – Библиогр.: с. 277–284
11. И.Н.Сидиров, В.В.Мукосеев, А.Л.Христинин Справочник "Малогобаритные трансформаторы и дроссели", Москва "Радиосвязь" 1985
12. Справочная книга для проектирования электрического освещения. Под редакцией Г.М. Корринга. - Л. Энергия, 1976, 384 с.
13. Imomnazarov A.T. Sanoat korxonalarining elektr jihozlari. Kasb - hunar kollejlari uchun darslik. Toshkent: «SHARQ» NMAK, 2005. 134 b.
14. Imomnazarov A.T. Sanoat korxonalari va fuqarolik binolarning elektr jihozlari. Kasb-hunar kollejlari uchun o'quv qo'tlanma. Toshkent: «ILM ZIY()», 2006. 185 b.
15. Imomnazarov A.T. Yo'nalishga kirish. "Elektr texnikasi, elektr mexanikasi va elektr teznologiyalari" bakalavriyat yo'nalishi uchun o'quv qo'tlanma. Toshkent: TDTU, 2013. 116 b.
16. Алатырев М.С., Быков К.В. Гармонический состав потребляемого тока и коэффициент мощности выпрямителя на полностью управляемых полупроводниковых приборах // Электротехника. 2000, №4, С.23-28.
17. Андрей Колпаков. Инверторная платформа SEMIKUBE – вопросы выбора // Силовая электроника. 2009, № 1, С. 14-19.
18. Белов М.П., Новиков В.А., Рассудов Л.Н. Автоматизированный электропривод типовых производственных механизмов и технологических комплексов. М.:
19. Борисов П. А., Томасов В. С. Определение составляющих полной мощности энергоподсистем электротехнических комплексов в пакете Matlab. – Exponenta Pro. Математика в применениях, 2004, №1, с. 40-44.

20. Брованов С. В. Реализация векторной ШИМ в трехфазном трехуровневом выпрямителе / С. В. Брованов, С. А. Харитонов // Электротехника. -2008. -№6.
21. Галушин С.Я. Топологии корректоров коэффициента мощности в автономных системах электропитания // Морской Вестник, спец. Выпуск, №2 (125), 2013, с. 37-40.
22. Глазенко Т.А. Полупроводниковые преобразователи в электроприводах постоянно-го тока. Л.: Энергия, 1973. 303 с.
23. Джури Э. Импульсные системы автоматического регулирования. М.: Государственное издательство физико-математической литературы, 1963, 455с.
24. Дмитриев Б.Ф. Статические и энергетические характеристики инверсных преобразователей // Судостроение, 2001, №1, С.28-31.
25. Дмитриев Б.Ф. Анализ статических характеристик ступенчатого преобразователя напряжения // Электротехника. 2000, №12, С.26-30.
26. Дмитриев Б.Ф., Лихоманов А.М., Агунов А.В. Синтез управления качеством стабилизации и регулирования параметров электроэнергии. К.: Техническая электродинамика, 2000, с. 14-15.
27. Дмитриев Б.Ф. Анализ переходных и квазиустановившихся процессов в ступенчатых преобразователях // Электричество. №8, 2001, С.50-56
28. Злакоманов В.В., Яковлев Б.С. Взаимодействие динамических систем с источниками энергии. М.: Энергия, 1980, 176 с.
29. Калашников Б.Е. Проблема «длинного кабеля» в электроприводах с IGBT-инверторами // Электротехника. №12, 2002, С.24-26.
30. Калмыков А.Н., Сеньков А.А., Дмитриев Б. Ф. Многоуровневые широтно-импульсные преобразователи для судовых электроэнергетических систем // VI Международная

- конференция по автоматизированному электроприводу, Тула 2010, с.119-124, ч.3.
31. Кобзев А.В. Многозонная импульсная модуляция. Н.: Наука, 1979, 297с.
 32. Ковчин С.А., Сабинин Ю.А. Теория электропривода. С.-Пб.: Энергоатомиздат, 2000, 495с.
 33. Колпаков А. Алгоритмы управления многоуровневыми инверторами. «Силовая электроника», №2, 2009.
 34. Корн Г., Корн Т. Справочник по математике. М.: Наука, 1978, 831с.
 35. Кумаков Ю.А. Инверторы напряжения со ступенчатой модуляцией и активной фильтрации высших гармоник // Новости электротехники. – 2005. №6. С.71-74.
 36. Кумаков Ю.А. Импульсные регуляторы постоянного напряжения для питания мно-гоуровневых инверторов // Новости электротехники. – 2006. №4. С.71-74.
 37. Куо Б. Теория и проектирование цифровых систем управления. М.: Машиностроение, 1986, 447с.
 38. Ланнэ А.А. Оптимальный синтез линейных электронных схем. М.: Связь, 1969. 239с.
 39. Михальченко Г.Я. Семенов В.Д. Модуляционные ключевые преобразователи электрической энергии // Электричество, 1992, №10, С.24-28.
 40. Михайлов О.П. Автоматизированный электропривод станков и промышленных роботов. М., Машиностроение, 1990, 302 с.
 41. Михеев К. Е., Томасов В. С. Анализ энергетических показателей многоуровневых преобразователей систем электропривода. Научно-технический вестник НИУ ИТ-МО, 2002, Вып 1 (77), с.46-52.
 42. Поздеева А.Д. Управляемые выпрямители в системах автоматического управления. М.: Энергоатомиздат, 1984, 352 с.

Статьи в научных журналах и конференциях:

43. Mamajanov B.M., Abduvaliyev I.S., Xolov R.D., Ventilyator mikroyuritmani boshqarish uchun fotoelektrik panel asosida laboratoriya stendini yaratish va tadqiqotlash. // Ilmy amaliy konferensiya materiallari “IAK-VIII” maqolalar to’plami №2. Toshkent 2015 75-77 bet
44. Mamajanov B.M., Выбор инвертора для солнечных батарей // Ilmy amaliy konferensiya materiallari “IAK-VIII” maqolalar to’plami №2. Toshkent 2015 118-121 bet
45. Мамажанов Б.М., Повышение энергоэффективности инверторов напряжения для солнечных панелей // Материалы научных журналов «Техника юлдузлари». Ташкент 2015 год

Интернет сайты

<http://www.elibraty.ru/> - научная электронная библиотека

<http://wikipedia.org/> - электронная энциклопедия

<http://www.rsl> – Российская государственная библиотека

http://power-e.ru/2008_2_144.php

<http://www.solarhome.ru/basics/pv/techcells.htm>

http://bourabai.kz/toe/source_1606.htm

<http://soundbarrel.ru/stats04/svar.htm>

<http://www.shlz.ru/files/sup2.pdf>

O'ZBEKISTON RESPUBLIKASI OLIY VA O'RTA MAXSUS
TA'LIM VAZIRLIGI

ABU RAYHON BERUNIY NOMIDAGI
TOSHKENT DAVLAT TEXNIKA UNIVERSITETI

ELEKTR MEXANIK TIZIMLAR VA KOMPLEKSLARNI BOSHQARISH

fanidan bakalavriat ta'limining
«Elektr texnikasi, elektr mexanikasi va elektr texnologiyalari»
yo'nalishi talabalari uchun kurs loyihasiga

Uslubiy qo'llanma

Toshkent – 2013

«Elektr mexanik tizimlar va komplekslarni boshqarish» fanidan bakalavriat ta'limining «Elektr texnikasi, elektr mexanikasi va elektr texnologiyalari» yo'nalishi talabalari uchun kurs loyihasiga uslubiy qo'llanma. **Ortiqov T.J.** , **Mirisayev A.O'** , **Mamajanov B.M.** – Toshkent: ToshDTU, 2013.

Uslubiy qo'llanmada «Chastota o'zgartgichli – asinxron motor (ChO'-AM) tizimi bo'yicha kurs loyihasini bajarish, asinxron motorning tabiiy va chastotani o'zgartirib mexanik tavsifini qurish, kuchlanish, avtonom inverterini tanlash, uning parametrlarini hisoblash, tizimni optimizatsiya qilish, tezlik va moment rostlagichlarini tanlash va hisoblash, ochiq va yopiq tizimning statik tavsiflarini qurish, tizim dinamikasini hisoblash metodikasi bayon qilingan.

*Abu Rayhon Beruniy nomidagi Toshkent davlat texnika universiteti
ilmiy – uslubiy kengashi qaroriga asosan chop etildi.*

Taqrizchilar:

t.f.n. A.A. Azizov – «O'zbekenergo» DAK “O'zenergosozlash” SHK bo'limi boshlig'i.

t.f.n., dots. Imomnazarov A.T. – Toshkent davlat texnika universiteti, dots.

Tezlik rostlagichining parametrlarini tanlash	47
Yopiq tizimning mexanik xarakteristikasini qurish	48
Adabiyotlar	54

Muharrir Sidikova K.A.

Bosishga tayyor etildi 03.09.2013 y. Bichimi 60x84 1/16.
Shartli bosma tabog'i 3,3. Nusxasi 50 dona. Buyurtma № 439.

TDTU bosmaxonasida chop etildi. Toshkent sh,
Talabalar ko'chasi 54. tel: 246-63-84.



**ЎЗБЕКИСТОН РЕСПУБЛИКАСИ
ОЛИЙ ВА ЎРТА МАХСУС ТАЪЛИМ ВАЗИРЛИГИ**

**АБУ РАЙХОН БЕРУНИЙ НОМИДАГИ
ТОШКЕНТ ДАВЛАТ ТЕХНИКА УНИВЕРСИТЕТИ**

2014 йил 23-25 апрель кунлари Тошкент шаҳри Ўзэкспомарказида ўтказилган “Инновацион ғоялар, технологиялар ва лойиҳалар VII Республика ярмаркаси”да ўз илмий ишланмаси билан фаол иштирок этганлиги учун

ФП 57М-13 гуруҳ магистранти
Алмаматов Бегзод Мадрриддек ўғли

ФАХРИЙ ЁРЛИК

билан тақдирланади

ТошДТУ ректори



проф. Р.Х.Сайдахмедов

№ 60

« » 2014 йил



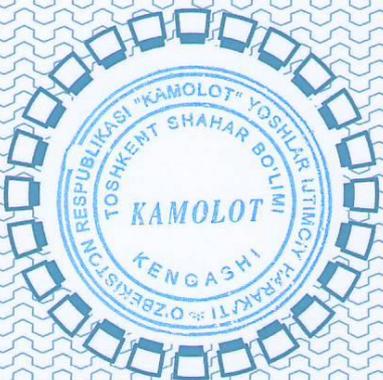
INNOVATSION G'OYALAR,
TEXNOLOGIYALAR VA LOYIHALAR
TAQDIMOTLARI HUDUDIIY KO'RGAZMASI

DIPLOM

FAOL ISHTIROKCHILIGI UCHUN

*Masala manov Berzog Moxpug'bek yza
Toukret gabsat va texnika yrabayutera*

TAQDIRLANADI



"Kamolot" YoIH
Toshkent shahar Kengashi

M. Zufarov

TOSHKENT - 2015