

ISSN 0013-5860

Электротехника
6 2003



ЕЖЕМЕСЯЧНЫЙ
НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКИЙ ЖУРНАЛ —
КОЛЛЕКТИВНЫЙ ЧЛЕН АКАДЕМИИ
ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКИХ НАУК РФ
Издается с января 1930 года

УЧРЕДИТЕЛИ

ДЕПАРТАМЕНТ МАШИНОСТРОЕНИЯ МИНПРОМА РФ (г. МОСКВА)
АО «ЭЛЕКТРОВЫПРЯМИТЕЛЬ» (г. САРАНСК)
АООТ «ХОЛДИНГОВАЯ КОМПАНИЯ «ЭЛЕКТРОЗАВОД» (г. МОСКВА)
АО «ЭЛЕКТРОНИКА» (г. ВОРОНЕЖ)
АО «ВЭЛНИИ» (г. НОВОЧЕРКАССК)
АССОЦИАЦИЯ ИНЖЕНЕРОВ СИЛОВОЙ ЭЛЕКТРОНИКИ (г. МОСКВА)
АССОЦИАЦИЯ «АВТОМАТИЗИРОВАННЫЙ ЭЛЕКТРОПРИВОД» (г. МОСКВА)
НТА «ПРОГРЕССЭЛЕКТРО» (г. МОСКВА)
АО «РОСЭЛПРОМ» (г. МОСКВА)

СОВЕТ УЧРЕДИТЕЛЕЙ

ЧИБИРКИН В.В., МАКАРЕВИЧ Л.В., МЕЩЕРЯКОВ В.М., СОРИН Л.Н.,
КОВАЛЕВ Ф.И. (председатель совета), ЮНЬКОВ М.Г., ПОДАРУЕВ А.И., ГЛОВАЦКИЙ А.В.

РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ

Главный редактор **КОЧЕТКОВ В.Д.**

БЕЛКИН Г.С., БРЯНЦЕВ А.М., ДАЦКОВСКИЙ Л.Х., ДОЛКАРТ В.М., КОЗЯРУК А.Е., КОПЫЛОВ И.П.,
ЛУРЬЕ А.И., МАВЛЯНБЕКОВ Ю.У., МОСКАЛЕНКО В.В., НИКУЛИН А.А., РОЗАНОВ Ю.К.,
СЛЕЖАНОВСКИЙ О.В. (зам. главного редактора), ТРУБАЧЕВ С.Г., ТУБИС Я.Б., ФИНКЕЛЬ Э.Э., ФЛОРЕНЦЕВ С.Н.

Содержание журнала можно бесплатно получить в INTERNET через службу ИНФОМАГ, организованную в Московском физико-техническом институте. Адрес сайта: <http://www.infomag.ru>

Подписаться на журнал можно в почтовых отделениях связи по объединенному каталогу Департамента почтовой связи. Подписной индекс — 71111.
В редакции можно подписаться на журнал с любого месяца и приобрести отдельные номера за прошлые и нынешний годы.

Журнал переводится на английский язык в полном объеме и выходит в США в издательстве "ALLERTON PRESS, INC" (18 West 27th Street New York, N.Y. 10001).

При перепечатке ссылка на журнал «Электротехника» обязательна.
Мнение редакции не всегда совпадает с точкой зрения авторов статей.
За содержание рекламных материалов редакция ответственности не несет.
Рукописи статей не возвращаются.

Издатель: ЗАО "Знак" 101000, Москва, Главпочтамт, а/я 648.

Адрес редакции: 123242, Москва, Зоологическая ул., 11, комн. 213 Телефон/факс: 254-11-52

E-mail elektrotechnika@mtu-net.ru

Редактор отдела О.В. Кунавина.
Научный редактор Л.А. Романова.
Редактор Т.В. Штанько.

Сдано в набор 07.04.2003. Подписано в печать 14.05.2003. Формат 60×88 1/8
Бумага офсетная № 1. Печать офсетная. Печ. л. 8. Заказ 92
Цена свободная. Тираж 1000 экз. Зарегистрирован Комитетом РФ по печати, регистрационный №01330.

Макет выполнен и отпечатан в ОАО «Электропривод»
107078, Москва, ул. Садовая Спасская, 1/2, стр. 5

© «Электротехника», 2003 г.

СОДЕРЖАНИЕ

Флоренцев С.Н. Силовая электроника начала тысячелетия	3
Хрисанов В.И., Бржезинский Р. Анализ состояния и перспектив развития силовой электроники и электропривода (по материалам международной конференции EPE-PEMC'2002).....	10
Долкарт В.М. Последовательная локальная шина ввода-вывода PCI Express третьего поколения с низковольтной дифференциальной передачей сигналов LVDS	16
Аванесова Г.М., Аванесов В.М. Частотные характеристики следящего инвертора с асинхронной шим	28
Ишматов З.Ш. Использование метода полиномиальных уравнений для синтеза микропроцессорных систем управления электроприводами	33
Шрейнер Р.Т., Кривовяз В.К., Калыгин А.И. Координатная стратегия управления непосредственными преобразователями частоты с ШИМ для электроприводов переменного тока	39
Григораш О.В., Бобылев Е.Н., Мельников Д.В. К вопросу оценки качества выходного напряжения непосредственных преобразователей частоты высокочастотных автономных источников электроэнергии.....	48
Агунов А.В. Улучшение электромагнитной совместимости в автономных электроэнергетических системах ограниченной мощности методом активной фильтрации напряжения	52
Ивакин В.Н. Исследование характеристик управляемой продольной компенсации как устройства для регулирования потоков мощности гибких линий электропередачи переменного тока.....	56

CONTENTS

Florentsev S.N. Power electronics at the beginning of millennium	3
Hrisanov V.I., Brjesinskiy R. State-of-the-art and prospects analysis of power electronics and electric drive (based on international conference EPE-PEMC'02 papers)	10
Dolkart V.M. 3-rd generation in-out serial local bus PCI Express with low-voltage differential signal transfer LVDS	16
Avanesova G.M., Avanesov V.M. Frequency response of tracking inverter with asynchronous PWM	28
Ishmatov Z.S. Use of polynomial equations method for electric drive control systems synthesis based on microcontroller	33
Shreiner R.T., Krivovяз V.K., Kaligin A.I. Coordinate strategy for control of AC electric drive direct frequency PWM converters.....	39
Grigorash O.V., Bobilev E.N., Melnikov D.V. To the question of direct frequency converters output voltage quality estimation of high-frequency autonomous power supplies	48
Agunov A.V. EMC improvement in autonomous power systems using voltage active filtering method.....	52
Ivakin V.N. Investigation of controlled series compensation characteristics as a device for power flow control of AC transmission flexible lines	56



Настоящий тематический выпуск журнала "Электротехника" посвящен силовой электронике, охватившей в настоящее время практически все сферы жизнедеятельности человека – топливно-энергетический комплекс, промышленность, транспорт, связь, авиация, космос, военная техника, быт и т.п. Огромное число публикаций, появление новых изданий, регулярные международные и европейские конференции (IPEC, ISPSD, EPE, PCIM) определяют силовую электронику как одну из ключевых технологий наступившего века.

Первая статья сборника в порядке дискуссии дает анализ современного состояния силовой электроники и попытку прогноза ее развития на ближайшую перспективу. Дополняет общую картину современного состояния и перспектив развития силовой электроники вторая статья сборника (Хрисанов В.И., Бржезинский Р.) по результатам 10-й европейской конференции EPE'2002, прошедшей в сентябре 2002 г. под девизом: "Технологический мост: Восток-Запад".

Обзорная статья Долкарта В.М., посвященная третьему поколению локальных шин передачи данных, будет полезна разработчикам микропроцессорных систем управления устройств силовой электроники.

Вопросам управления в системах силовой электроники (инверторы со следящей ШИМ, электропривод, НПЧ с ШИМ для электропривода переменного тока) посвящен блок из трех следующих статей сборника.

Остальные три статьи сборника посвящены актуальным вопросам качества выходного напряжения и электромагнитной совместимости преобразовательного оборудования

в электроэнергетических системах.

Анализ современного состояния силовой электроники показывает, что в ближайшие 10 лет не ожидается появление новых типов приборов силовой электроники, которые бы заняли доминирующее положение на рынке. Будут преобладать: в области низких напряжений – полевые транзисторы с изолированным затвором (MOSFET); в области высоких напряжений – биполярные транзисторы с изолированным затвором (IGBT) в своих улучшенных модификациях. Интенсивные работы последнего десятилетия прошлого века обеспечили промышленное производство первых приборов – высокочастотных высоковольтных диодов на основе карбида кремния SiC. В ближайшие годы следует ожидать промышленное производство и ключевых элементов на основе SiC. Применение SiC-приборов силовой электроники позволит радикально уменьшить габариты и массу преобразовательного оборудования, увеличить надежность работы за счет возможности работы на более высоких частотах преобразования, с более высокой температурой перехода и упрощенной системой охлаждения.

В то же время состояние российской силовой электроники уже сегодня можно охарактеризовать как: "отстали навсегда". Из двух ключевых технологий XXI века: компьютеры ("разум") и силовая электроника ("мускулы") Россия уже упустила первую, и в ближайшие годы рискует потерять и вторую.

С.Н.Флоренцев, действительный член
РАЭН, член общества инженеров
силовой электроники, член IEEE,
доктор электротехники

Силовая электроника начала тысячелетия

ФЛОРЕНЦЕВ С.Н., канд. техн. наук

НПП "ИНЭЛС"

Дан обзор состояния и прогноз развития приборов силовой электроники: технологий и материалов, различных типов дискретных приборов и принципов их интеграции, технологий корпусирования, проектирования, охлаждения, развития пассивных компонентов, высокотемпературных применений, включая использование новых материалов – SiC, GaN, алмаза.

Силовая электроника является ключевой технологией XXI в. За последние годы предыдущего столетия с появлением и развитием полностью управляемых приборов с полевым управлением значительно расширились области применения силовой электроники, охватывающие в настоящее время практически все сферы жизнедеятельности человека – топливно-энергетический комплекс, промышленность, транспорт, связь, авиация, космос, военная техника, быт и т.п.

В настоящей статье на основе анализа современного состояния приборов силовой электроники дается в порядке дискуссии прогноз их развития на ближайшую перспективу.

На сегодня среди всех типов приборов силовой электроники (рис.1) доминируют два типа: полевые и биполярные транзисторы с изолированным затвором (MOSFET и IGBT) и интегрированные структуры на их основе – силовые интегральные схемы и гибридные модули. Традиционные приборы, с которых начиналась силовая электроника: тиристоры (SCR), включая запираемые (GTO), биполярные транзисторы (BJT), в последние годы все больше и больше вытесняются приборами с полевым управлением и в ближайшее время будут находить применение

только в областях, где параметр "коммутируемая мощность / цена" является определяющим: для BJT – ключевые источники питания (SMPS), для SCR и триаков – бытовая аппаратура [1].

Выпрямительные диоды

Предельные характеристики на сегодняшний день для выпрямительных диодов составляют 10кВ / 8кА. Совершенно очевидно, что выпрямительные диоды будут занимать существенную часть в большинстве силовых электронных систем также и в будущем. И хотя это достаточно проработанный класс приборов силовой электроники, их развитие будет непрерывно продолжаться.

Быстровосстанавливающиеся диоды

В последние годы замедлился быстрый прогресс улучшения характеристик быстровосстанавливающихся диодов на базе кремния. Текущее состояние и возможности быстровосстанавливающихся диодов (БВД) определяют "канавочные" (траншейные – trench) структуры, ячеистые pin-диоды Шоттки, технологии облучения для уменьшения времени жизни и регулирования эффективности эмиттера. Предельное блокирующее напряжение для БВД составляет 6,5 кВ, в ближайшее время ожидается появление БВД на 8 кВ.

Быстровосстанавливающиеся диоды, произведенные из других материалов, существуют уже несколько лет. Диоды из арсенида галлия (GaAs) заняли свою специфическую нишу на рынке и будут оставаться там.

Силовые диоды из карбида кремния (SiC) только выходят на рынок, но могут стать доминирующими для высокочастотных (и высокотемпературных) применений, если будут решены проблемы получения исходного материала. В настоящее время на рынке есть SiC диоды (Шоттки) на напряжения до 1200 В и токи до 20 А. В ближай-

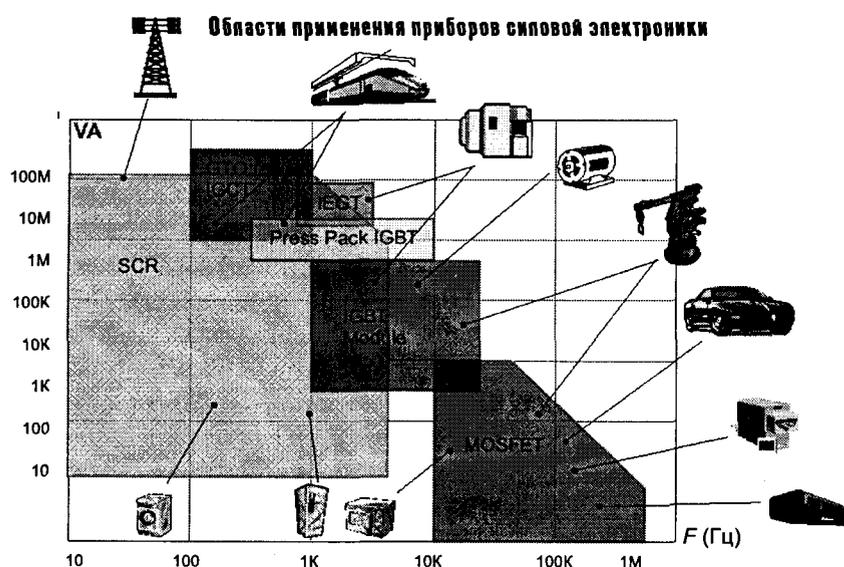


Рис.1.

шее время ожидается промышленное производство SiC-БВД на 2500В / 100А, а к концу десятилетия – 5 кВ / 200 А [2]. К концу десятилетия возможно также появления БВД на основе GaN и алмазных пленок.

Тиристоры

Подобно выпрямительным диодам тиристоры являются хорошо отработанными приборами и будут продолжать непрерывно совершенствоваться и развиваться. Однако определяющее значение тиристоров, доминировавших в 60–80-х годах прошлого столетия будет медленно уменьшаться. Оптотиристоры (LTT), запираемые тиристоры (GTO) и коммутируемые по затвору запираемые тиристоры (GCT, IGCT) являются производными тиристорных технологий и находят применение в мегаваттном диапазоне мощностей. В настоящее время для LTT достигнуты предельные параметры 8 кВ / 4 кА, для GCT – 4,5 кВ. К 2006 г. планируется производство GCT на 8 кВ, к 2011 г. – на 10 кВ. Будет развиваться и совершенствоваться технология IGCT – объединение на одной пластине GCT с обратным диодом в таблеточных корпусах с плавающими прижимными контактами, конструктивно объединенных с платой управления (драйвером). В будущем класс тиристоров все же будут частично заменен и возможно полностью вытеснен высоковольтными IGBT. Тиристоры в комбинации с MOSFET структурами, такие как MCT, MTO и EST все же не нашли широкого применения. Их будущее зависит от развития технологий, подобных технологии прямого сращивания пластин (wafer bonding). В настоящее время они нашли частичное применение в схемах с мягкой коммутацией.

Полевые транзисторы с изолированным затвором (MOSFET)

Полевые транзисторы играют важную роль в диапазоне малых и средних мощностей. Сопротивление в открытом состоянии низковольтных MOSFET (до 200В) было уменьшено за последние годы более чем в 10 раз. Это было достигнуто оптимизацией геометрии ячейки и использования технологии утопленного канала (trench-gate technology). Плотность упаковки современных низковольтных MOSFET достигает в настоящее время 100 млн. элементарных ячеек на квадратный дюйм. Для низковольтного диапазона напряжений можно предсказать непрерывное развитие MOSFET для снижения статических потерь и повышения стойкости.

Для высоковольтных MOSFET реальной революцией была технология создания суперперехо-

да, реализованная "Infineon Technology" в семействе высоковольтных MOSFET – CoolMOS™. Поэтому высоковольтные MOSFET будут иметь все большее и большее значение в диапазоне напряжений от 500 до 1200 В.

В течение ближайших пяти лет на рынке могут появиться полевые транзисторы, управляемые *p-n*-переходом (VJFET) на базе карбида кремния (SiC). Также имеется потенциал для использования в качестве быстрых и стойких высоковольтных ключей каскодных соединений SiC – MOSFET с низковольтными кремниевыми MOSFET.

Биполярные транзисторы

Биполярные Дарлингтон-транзисторы, достигнув предельных параметров 1400В / 200 А (на чип) и широко применявшиеся последние два десятилетия прошлого столетия, будут постепенно вытесняться и заменяться биполярными транзисторами с изолированным затвором (IGBT). IGBT будут оставаться "рабочей лошадкой" силовой электроники как минимум следующее десятилетие. Блокирующее напряжение – сейчас до 6500 В – увеличится до 8000 В. Технология утопленного канала (trench-gate), развитая в настоящее время для IGBT на 600 и 1200 В, распространится на все классы напряжений: 3300 В к 2006 г.; 8кВ – к концу десятилетия. Уменьшение потерь достигается использованием буферных слоев и тонких пластин. В настоящее время пока еще не ясно, сможет ли технология суперпереходов улучшить характеристики IGBT без увеличения стоимости.

На рынке появились первые IGBT с обратной блокирующей способностью. Их уникальные коммутационные характеристики могут быть определяющими для некоторых применений.

Для маломощных и высоковольтных (1200 В) применений, включая силовые интегральные схемы, будут совершенствоваться "горизонтальные" (lateral) IGBT, предельные коммутационные характеристики которых обеспечат коммутацию 1200 В / 5 А к 2006 г. и 10 А / 1200 В к концу десятилетия.

Новые типы приборов

Хотя имеется много предложений о новых структурах приборов силовой электроники, все они являются только разновидностями существующих устройств. К абсолютно новым идеям можно отнести монолитный двунаправленный ключ MBS (Monolithic Bidirectional Switch), предложенный R. Sittig [3]. MBS способен блокировать и проводить ток в обоих направлениях и его коммутационные характеристики (пере-

ключения) могут управляться напряжением на затворе. Однако эта технология оспаривается.

Вторая идея предложена D. Silber, который описал структуру для улучшения блокирующей способности приборов используя "cuplike dielectric charge traps" [4]. Обе идеи требуют доказательства в практической реализуемости. Реально работающие приборы этих типов не могут ожидать ранее конца следующего десятилетия.

Совершенствование новых поколений силовых полупроводниковых приборов (в основном классов MOSFET и IGBT) будет основываться на следующих возможных **ключевых технологиях**:

- технология тонких пластин (thin wafer technology);

в настоящее время для приборов силовой электроники до 1200 В уже применяются кремниевые пластины диаметром 150 мм (включая и эпитаксиальные) толщиной 100 мкм; к 2006 г. станет возможным использование 150 мм пластин толщиной 60 мкм, а к концу десятилетия – пластин диаметром 200 мм с такими толщинами;

- технология суперпереходов;

в настоящее время для создания высококачественных переходов широко используются технологии ионной имплантации, утопленных каналов (trench-gate) и т.п., в последующие годы они будут совершенствоваться с целью сокращения стоимости конечных приборов;

- технология кремния на изоляторе (SOI);

предназначена в основном для диапазона малых мощностей, для создания силовых интегральных схем, включая интеллектуальные и высоковольтные; основная проблема – снижение стоимости;

- применение новых полупроводниковых материалов;

к концу десятилетия возможно промышленное применение кремниевых пластин диаметром до 200 мм, полученных методом безтигельной зонной плавки; проблемы использования карбида кремния для приборов силовой электроники будут описаны ниже; появление первых приборов силовой электроники на основе GaN или алмазных пленок следует ожидать не ранее конца текущего десятилетия.

Основная идея развития приборов силовой электроники заключается в переходе от использования **дискретных компонентов к силовым электронным системам**.

Практически все области применения современного и перспективного преобразовательного оборудования требуют:

- уменьшение стоимости;
- увеличение надежности;

- уменьшение размеров и массы;
- конструкций и функциональных возможностей, обеспечивающих легкое использование в различных применениях;
- быстрый выход на рынок.

Кардинальным решением для обеспечения этих требований является системная интеграция – объединение в едином конструктиве, подсистеме или всей системе функций силовой и информационной электроники, датчиков, электрических аппаратов и т.п. Системная интеграция развивается двумя путями – монолитная и гибридная.

Монолитная интеграция объединяет на одном кристалле силовые ключи, драйверы и схемы диагностики и защиты. В настоящее время реализована для блокирующих напряжений до 500 В и токов до 5 А. Этот диапазон мощностей будет расширяться медленно. Причина заключается в том, что не экономично получать мощные высоковольтные и сильноточные ключи в едином технологическом процессе с созданием низковольтных цифровых и аналоговых элементов управляющей части монолитного прибора.

Гибридная интеграция получила большее развитие и проходит 4 уровня (этапа):

1. Модуль.
2. Интеллектуальный модуль (IPM).
3. Интеллектуальная подсистема.
4. Интеллектуальная силовая электронная система.

На рис.2 показаны уровни гибридной системной интеграции на примере электропривода автомобиля:

1. Силовой шестиключевой модуль (трехфазный мост).
2. Интеллектуальный силовой модуль (IPM), объединяющий силовую часть (шестиключевой модуль) с схемами управления (драйверы), защиты

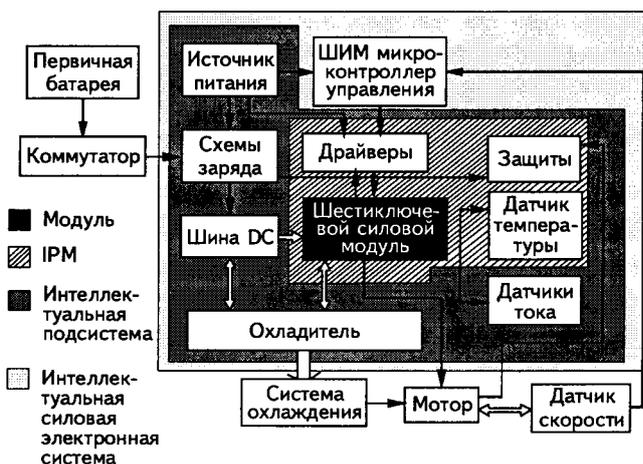


Рис.2.

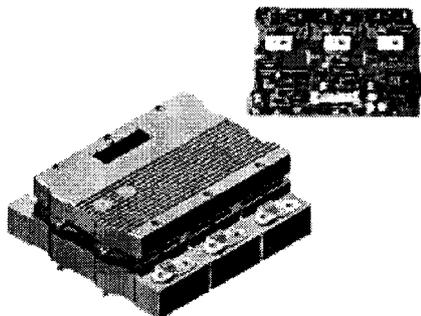


Рис.3.

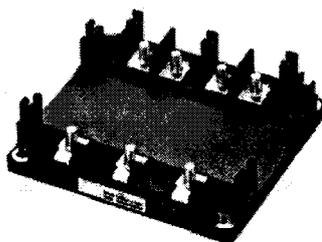


Рис.4.

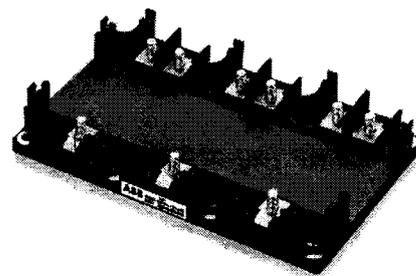


Рис.5.

ты и датчиками (например, температуры).

3. Интеллектуальная подсистема, объединяющая IPM с охладителем, шиной постоянного тока с конденсатором, датчиками тока, источником питания собственных нужд.

4. Интеллектуальная силовая электронная система, в которой к интеллектуальной подсистеме добавлены микропроцессорный контроллер управления и регулирования электроприводом. Внешними для такой системы являются только первичный источник и исполнительный механизм (электродвигатель с/без датчиком скорости).

Примерами системной интеграции 1 уровня является многочисленная серия шестиключевых IGBT-модулей (Econopak, LoPak3, 4, 5 и SKiM4, 5) на токи до 300А на ключ и напряжения 600, 1200 и 1700 В; серия модулей PIM на токи от 10 до 100 А и напряжения 600 и 1200 В, содержащих мостовые диодные выпрямители и IGBT-трехфазные мосты [5].

Примерами интеграции 2 уровня могут служить IPM, производимые фирмами "Mitsubishi", "Fuji", "Hitachi", в которых наряду с мостовым трехфазным инвертором могут содержаться и транзистор и диод схемы торможения, а также схемы управления и защит [5].

Примером интеграции 3 уровня может служить серия интегральных интеллектуальных силовых систем SKiiP (рис.3), производимая фирмой "Semikron" для напряжений 600, 1200 и 1700 В и токов до 2400 А на ключ. Серия включает двух-, четырёх-, шестиключевые схемы (плюс чоппер), имеет встроенные драйверы, датчики напряжения и схемы защиты от перенапряжений на шине постоянного тока; они смонтированы на охладитель с воздушным или жидкостным охлаждением и имеют гальваническую трансформаторную или оптоволоконную развязку.

Важной проблемой при системной интеграции является стандартизация силовых систем на

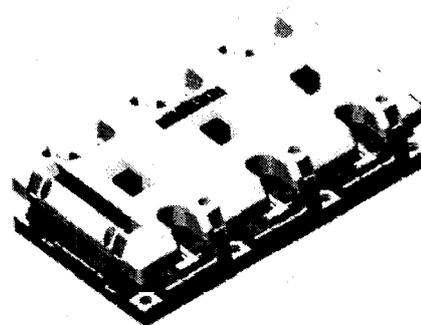


Рис.6.

каждом уровне, сопряжение сигналов управления и датчиков (интерфейса). Так, на уровне силовых модулей такими признанными международными стандартами являются корпуса, габаритно-присоединительные размеры и схемотехника многоключевых модулей Econopak (Eupac, Semikron, Ixys, Powerex и др.), LoPak4 и LoPak5 фирмы "ABB Semiconductors" или SKiM4 и SKiM5 фирмы "Semikron" (рис.4 и 5).

А использование многоключевых модулей серии SKiM или LoPak вместе с драйверами в едином конструктиве превращает их по существу в интеллектуальный силовой модуль (IPM) второго уровня интеграции (рис.6). В схемах драйверов также стандартными являются уровни входных управляющих сигналов, степень гальванической развязки, ряды импульсных выходных токов для управления IGBT, уровни сигналов датчиков (температуры, напряжения, тока), перечень функций защиты (от перегрузки по току, включая КЗ в реальном времени, перенапряжений, перегрева, неключевого режима работы транзистора, отказа в источнике питания собственных нужд драйвера).

Технологии корпусирования силовых приборов являются такой же важной проблемой как и создание чипов. Без корпусирования невозможно подключить силовой полупроводниковый прибор к источнику энергии и к нагрузке, невозможно подать сигнал управления и отвести

выделяющееся тепло (напомним, что с поверхности полупроводникового кристалла необходимо отводить тепло в 10–40 раз большее, чем выделяет кухонная электропечь на максимальной мощности нагрева). Кроме того, надежность работы прибора зависит от качества и технологий корпусирования полупроводниковых чипов. Поэтому и в настоящее время и в будущем разработка и применение новых материалов и технологий корпусирования будут определять будущее развитие приборов силовой электроники [6].

В первые годы создания приборов силовой электроники использовалось огромное разнообразие материалов, спаянных или сваренных вместе, несмотря на различие коэффициентов теплового расширения (КТР), что не могло обеспечить высокую надежность и термоциклоустойчивость полупроводниковых приборов паянной конструкции и конструкции с ультразвуковой разваркой Al-проволокой силовых и управляющих контактов на Si-чип. В современных приборах силовой электроники эти недостатки устранены применением новых технологий соединения материалов, имеющих сопряженные с кремнием КТР:

- матричный композиционный материал AlSiC (вместо меди или алюминия);
- Al_2O_3 или AlN DCB – (Direct Copper Bonding) или AMB (Active Metal Brazing) керамика;
- технология прижимного контакта металлизированной керамики непосредственно на охладитель (исключение паянного слоя), реализованная фирмой "Semikron" в SKiP и SKiM технологиях;
- исключение паянных и сварных соединений в модулях прижимной конструкции (Press Pack Technology), обеспечивающих наивысшую надежность энерготермоциклоустойчивость (практически неограниченную).

Уменьшение размеров полупроводниковых элементов и улучшение их проводимости в открытом состоянии делают соизмеримыми сопротивлением алюминиевых проводников и медных

шин на подложках с сопротивлением полупроводника. Поэтому требуются более толстые и лучше соединенные материалы для присоединения силовых и управляющих контактов. С другой стороны возрастающий уровень интеграции силовых элементов с датчиками, схемами управления и защит требуют создания на подложке также и сигнальных проводников с более плотной и пересекающейся трассировкой (рис.7). Кроме того, необходимо обеспечить минимально возможную паразитную индуктивность соединительных проводников и шин для обеспечения минимальных перенапряжений на силовых полупроводниковых элементах. Использование систем автоматизированного проектирования (CAD/CAM) уже сегодня позволило получить конструкции модулей с внутренней индуктивностью менее 1 нГн.

Кроме перечисленных материалов (AlSiC, DCB Al_2O_3 – или ALN-керамика), проводятся исследования по использованию и других материалов для улучшения тепловых и механических характеристик (нитрид кремния Si_3N_4 , графит, алмаз) и технологий соединения: замена паянных соединений на непаянные, низкотемпературная пайка на основе серебра – NTV (Niedertemperaturverbindungstechnik), способная заменить все соединения в силовых модулях.

Важную роль при создании высокоинтегрированных силовых полупроводниковых приборов играет использование современных мощных систем автоматизированного моделирования/проектирования (CAD / CAM), обеспечивающих трехмерное (3D) моделирование и проектирование приборов, моделирование схем, включая коммутационные процессы с учетом паразитных элементов, 3D моделирование механических и тепловых характеристик, 3D автоматизированное проектирование конструкции, включая размещение элементов и трассировку проводников, получение рабочей информации для производственно-технологического оборудования (фотошаблоны, чертежи на детали и оснастку и т.п.), моделирование и оценку надежности.

На сегодня алюминий является самым распространенным материалом, используемым для отвода тепла (охладитель). Для специальных применений с очень большими тепловыми потоками используются и будут использоваться медные охладители и тепловые трубы. В течение ближайших десяти лет ожидается создание новых материалов для охладителей с высокой теплопроводностью, имеющих совмещенный КТР с изолирующей подложкой или основанием силового прибора, дешевых в производстве.

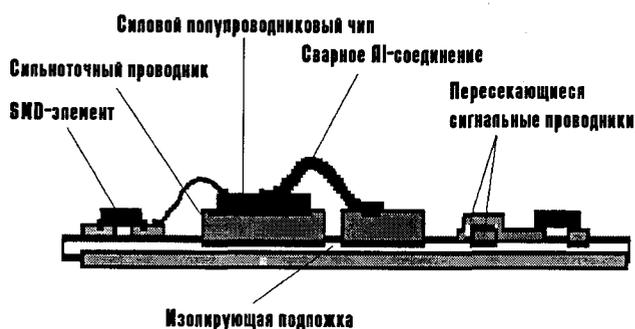


Рис.7.

Методы эффективного отвода тепла, хорошо известные сегодня, но не получившие широкого распространения, например, охлаждение напылением и распылением, в будущем могут найти более широкое применение. Однако самый большой вклад (более 50%) в общее тепловое сопротивление между чипом и охлаждающей средой вносят теплопроводящие пасты. Необходимо как минимум в 10 раз увеличить теплопроводности паст для таких применений, но пока неизвестно как. Другой путь для повышения эффективности охлаждения – отказ от теплопроводящих паст и использование прямого паянного соединения изолирующей AlN DCB-подложки с охладителем из AlSiC.

Наибольшую часть в объеме и массе силовой электронной системы занимают конденсаторы, индуктивности и другие **пассивные элементы**. Их стоимость, температурный диапазон и надежность работы влияют на показатели всей силовой электронной системы. Кроме того, пассивные элементы часто являются неидеальными устройствами с паразитными параметрами, влияющими на отказы в схеме преобразователя (например, сопротивление и индуктивность электролитических конденсаторов). Развитие пассивных элементов в ближайшие годы будет иметь следующие цели:

- развитие и интеграция планарных (плоских) пассивных силовых элементов;
- повышение плотности мощности и улучшение тепловых характеристик;
- адаптация к технологиям корпусирования полупроводниковых приборов;
- создание новых материалов;
- улучшение удельных показателей и надежности электролитических конденсаторов.

В специальных областях применения силовой электроники – нефтедобывающее оборудование, энергетика, автомобильная электроника, аэрокосмические и военные применения в ближайшие годы следует ожидать применение приборов на основе полупроводниковых материалов с большой шириной запрещенной зоны, в первую очередь из **карбида кремния (SiC)**.

SiC обладает великолепным сочетанием свойств для применения в приборах силовой электроники:

- работа при высоких (до 600–700°C) температурах (ширина запрещенной зоны для SiC составляет 2,4 – 3,3 эВ, для Si – 2,4 эВ);
 - высокая теплопроводность (3–5 Вт/(см·град) для SiC по сравнению с 1,5 Вт/(см·град) для Si);
 - большие плотности рабочих токов (1000 А/см²).
- Хорошая подвижность электронов (1000 см²/(В·с))

для SiC по сравнению с 1400 см²/(В·с) для Si), в сочетании с высокой возможной концентрацией (на два порядка по сравнению с кремнием: 1,56·10¹⁶ по сравнению с 1,57·10¹⁴ см⁻³), а следовательно, и большая (на порядок) критическая напряженность электрического поля (3–5·10⁶ В/см для SiC по сравнению с 2–5·10⁵ В/см) позволяют в принципе улучшить все характеристики приборов силовой электроники – быстродействие, предельные коммутируемые токи и напряжения, статические и динамические потери. Применение приборов силовой электроники на основе SiC позволит радикально уменьшить габариты и массу преобразовательного оборудования, увеличить надежность работы за счет возможности работы на более высоких частотах преобразования, с более высокой температурой перехода и упрощенной системой охлаждения.

Однако основными препятствиями на пути широкого внедрения приборов силовой электроники на основе SiC является получение высококачественного исходного материала и эпитаксиальных пленок (проблема микропор – micropores), их высокая стоимость, сложность и дороговизна технологических процессов осаждения CVD (Chemical Vapor Deposition), ионной имплантации, плазмохимии и т.п. Сегодняшний уровень разработок и производства позволяет получать исходный 4H-SiC в пластинах диаметром до 3 дюймов с плотностью дефектов до 5 см⁻². Для увеличения процента выхода годных SiC приборов силовой электроники этот показатель должен быть уменьшен минимум в пять раз, так как сегодняшний уровень качества исходных SiC пластин позволяет производить приборы площадью не более нескольких миллиметров в квадрате.

Интенсивные разработки последнего десятилетия прошлого века уже позволили начать промышленное производство SiC диодов Шоттки на токи до 25 А и напряжения до 1200 В, экспериментально отработать конструкции и технологии производства сверхвысоковольтных диодов, высоковольтных полевых транзисторов (с изолированным затвором SiC-MOSFET и управляемых *p-n*-переходом SiC-JFET), каскодных SiC-Si ключей. На рис.8 показана двухдюймовая SiC пластина с диодами Шоттки размером 3,5×3,5 мм, имеющими при прямом токе $I_F = 25\text{A}$ ($T_j = 125^\circ\text{C}$), блокирующем напряжении 1200 В прямое падение напряжения $U_F = 2,0\text{ В}$.

В ближайшие годы следует ожидать на рынке появление следующих типов SiC приборов силовой электроники [2]:

- быстродействующие диоды (Шоттки) с блокирующим напряжением 4,9 кВ;

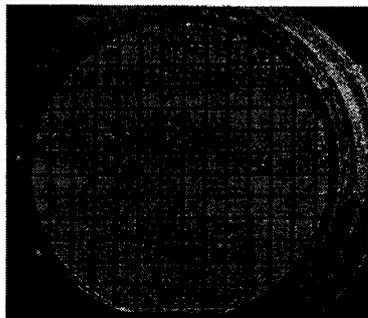


Рис.8.

– MOSFET с коммутируемыми напряжениями более 1000 В и сопротивлением в открытом состоянии на три порядка меньшим чем у MOSFET на базе Si;

– JFET (полевой транзистор, управляемый *p-n*-переходом) с блокирующими напряжениями 3,5 кВ с удельным сопротивлением в открытом состоянии 25 мОм см² (как у 600В CoolMOS), что соответствует плотностям коммутируемых токов 100 А/см и прямым падениям напряжения около 2,5 В (для 3300 В приборов);

– каскодных SiC – Si приборов;

– высоковольтных быстродействующих биполярных силовых приборов (диодов, транзисторов, тиристоров) с коммутируемыми напряжениями более 10 кВ (19 кВ !) и частотами коммутации несколько кГц.

Выводы

1. В ближайшие 10 лет не ожидается появление новых типов приборов силовой электроники, которые бы заняли доминирующее положение на рынке. Будут преобладать: в области низких напряжений – полевые транзисторы с изолированным затвором (MOSFET); в области высоких напряжений – биполярные транзисторы с изолированным затвором (IGBT) в своих улучшенных модификациях.

2. Будущие технологии корпусирования должны обеспечить большую степень интеграции и более высокий диапазон рабочих температур. Основная идея интеграции: от дискретных приборов и модулей к интеллектуальным модулям, затем к интеллектуальным подсистемам и, наконец, к силовым интеллектуальным электронным системам. Предельные характеристики приборов с монолитной интеграцией будут повышаться незначительно, доминировать будет гибридная интеграция. Технология прижимных контактов является наиболее перспективным решением по обеспечению высоких требований по компактности, надежности и термоциклоустойчивости для применений в автомобильном, городском, железнодорожном и водном электрифицированном транспорте. Появятся новые

технологии соединений. Должна быть решена важнейшая задача стандартизации и унификации.

3. Большое значение при создании приборов и устройств силовой электроники приобретут мощные системы автоматизированного проектирования.

4. Разработки и применение новых материалов позволят улучшить характеристики и приборов силовой электроники, и пассивных элементов.

5. Выход на широкий рынок приборов силовой электроники на основе новых материалов будет осуществляться постепенно, небольшими шагами.

6. Главной движущей силой развития силовой электроники являются и будут являться снижение цены, габаритов и повышение надежности.

7. Состояние российской силовой электроники можно охарактеризовать как "отстали навсегда". В стране отсутствует научный, инженерно-технический и производственно-технологический потенциал для создания современных и перспективных, конкурентоспособных приборов силовой электроники, отсутствует четкая государственная политика развития этой отрасли. Российский рынок современных приборов силовой электроники более чем на 95% занят ведущими мировыми производителями: "Infineon Technology" ("Еуpec"), "Semikron", "ABB Semiconductors", "International Rectifier", "Mitsubishi Electric", "Toshiba Semiconductors", "Hitachi", "Fuji". Такая же картина с современными пассивными элементами для устройств силовой электроники. Не лучше ситуация и на рынке конечных устройств силовой электроники, особенно на рынке промышленных приводов переменного тока.

Из двух ключевых технологий XXI в.: компьютеры ("разум") и силовая электроника ("мускулы") Россия уже упустила первую, и в ближайшие годы рискует потерять и вторую.

Список литературы

1. Флоренцев С.Н. Состояние и перспективы развития приборов силовой электроники на рубеже столетий (Анализ рынка) // Электротехника. 1999. № 4. С. 2–10.
2. Stephani D. Prospects of SiC Power Devices. From the State of the Art to Future Trends // Proceedings PCIM'2002. May 12–16, 2002. Nuremberg, Germany.
3. Sittig R., Heinke F. Monolithic bi-directional switch // Solid State Electronics. 2000. № 44. P. 1387.
4. Kapels H., Plikat R., Silber D. Dielectric Charge Trips: A New Structure Element for Power Devices // ISPSD'2000. Toulouse.
5. Флоренцев С.Н. Силовые IGBT-модули – основа современного преобразовательного оборудования // Электронные компоненты. 2002. № 6. С. 11–17.
6. Stockmeier T. Power Semiconductor Packaging – A Problem or a Resource? From the State of the Art to Future Trends // Proceedings PCIM'2000. Nuremberg, Germany. 2000. P. 195.

Анализ состояния и перспектив развития силовой электроники и электропривода (по материалам международной конференции EPE-PEMC'2002)

ХРИСАНОВ В.И., БРЖЕЗИНСКИЙ Р.

10-я конференция PEMC'02, традиционно проводимая раз в два года под эгидой Европейской Ассоциации силовой электроники (EPE, г. Брюссель), состоялась в сентябре (9–11) 2002 г. на Адриатическом побережье в старинных и живописных городах Дубровнике и Савтате (Хорватия). Авторитетный научный форум, впервые организованный 30 лет назад под девизом "Технологический мост: Восток – Запад", охватил теперь не только страны Европы, но и остальные 5 континентов, с общим числом участников – 412 из 49 стран. Наибольшее число участников было из Польши (48), Германии (45) и Японии (42). Наименьшее количество было от России, Новой Зеландии и Бразилии. Хорошая организация и плодотворная работа конференции (председатель проф. Драго Бан, Университет г. Загреб) были по достоинству оценены всеми её участниками.

Рабочая программа конференции включала в себя весь спектр направлений в области силовой электроники (Power Electronics) и управления движением (Motion Control).

Силовые полупроводниковые приборы, модули и интегральные технологии

В этом разделе основные доклады были сделаны учёными Германии, Японии и США. Доктор Л. Лоренц (Германия) представил новое поколение полевых транзисторов Cool MOS C3, соединяющих в себе предельно высокую проводимость во включенном состоянии со сверхвысокой скоростью переключения при полной токовой нагрузке. Однако эти характеристики можно реализовать в полупроводниковых преобразователях при высоких динамических свойствах обратных диодов, выполняемых на основе карбида кремния (SiC). В докладе отмечено также, что новые IGBT транзисторы и EMCON диоды перекрывают широкий диапазон мощностей: 1–3600 А; 600–6500 В. Особенно перспективна технология FS-NPT-IGBT приборов, обеспечивающая надёжность работы (температурную стабильность и отсутствие эффекта "защёлкивания") и способность выдерживать режимы КЗ при параллельном их соединении.

Японские специалисты (Т. Огура и др.) из корпорации "Toshiba" сообщили, что высоковольтные MOS-управляемые приборы IGBT/IEGT в ближайшее время заменят запираемые тиристоры GTO в мощных преобразователях. Авторы доклада разработали новые технологии: эффект усиления инжекции (IE-effect) в области эмиттера и механизм управления инжекцией в области коллектора. Это позволило повысить надёжность и перегрузочную способность приборов, на основе которых был разработан трёхуровневый инвертор мощностью 8 МВ·А для регулируемого электропривода (ЭП).

Доклад американских учёных (Ф. Ли и др.) был посвящён внедрению концепций интегральной схемотехники в силовой электронике (СЭ), обеспечивающей повышение надёжности и снижение себестоимости изделий. Предлагается использовать новые технологии, например такие, как планарную металлизацию, интеграцию силовых пассивных элементов, токовых датчиков и т.д., применяя при этом прогрессивные методы объектно-ориентированного САД проектирования. Авторы продемонстрировали опытные образцы интегральных модулей СЭ (IPEM) для двух видов изделий: источника электропитания на основе асимметричной полумостовой схемы преобразователя dc/dc (1 кВт) и общепромышленных ЭП с трёхфазными инверторами (1–3 кВт). IPEM технология строится на интегральных принципах проектирования, учитывающих взаимосвязь и совместимость электрических, механических и тепловых процессов.

Конкретные предложения по интеграции пассивных элементов (конденсаторов, трансформаторов, дросселей) сделаны в работе ирландских учёных (Т. О'Доннелл и др.). Рассматривается применение трёх видов технологий: на основе керамики, печатных схем и кремния. Керамическая технология является более доступной и развитой, так как она уже много лет успешно применяется в производстве дискретных элементов. Однако здесь потребуются доработка для улучшения электрических и магнитных свойств материала в диапазоне частот 1–10 МГц. Технология печатных плат позволяет изготавливать маг-

нитепроводы на высокие частоты, так как потери мощности в них могут контролироваться толщиной магнитной плёнки. Несколько проще дело обстоит с интегральной технологией для конденсаторов, которая уже освоена для развязывающих конденсаторов в печатных платах. Весьма заманчива идея интегрирования пассивных элементов на основе кремния, когда на единой подложке пассивные элементы создаются наряду с активными. Наибольшие трудности связаны с реализацией магнитопровода, а также с ограниченностью площади кремниевой пластины для имплантации большого числа пассивных элементов.

С основными положениями национального проекта Японии по технологиям силовых приборов с предельно малыми потерями поделился известный учёный К. Араи. Проект нацелен на технологический прорыв за счёт перехода на новый полупроводниковый материал – SiC, позволяющий уже сегодня изготавливать MOS приборы с идеальным сопротивлением открытого состояния транзистора при допустимом напряжении 2 кВ. Согласно этому проекту в ближайшие годы в Японии произойдёт замена кремниевых IGBT на SiC приборы, обладающие более высокими технико-экономическими показателями, в том числе минимальным температурным уходом параметров, простотой цепей защиты и способностью свободно соединяться последовательно и параллельно. Технология на основе SiC получила название i-Cubic (т.е. три "и": интеллектуальная, интегральная и инновационная). Если учесть, что "возраст" IGBT насчитывает не более 10 лет и его производственным ноу-хау владеют всего лишь несколько фирм в мире, то создание ещё более совершенных силовых полупроводниковых приборов будет свидетельствовать, с одной стороны, о далеко ещё не исчерпанных научно-технических возможностях, а с другой, о стремительности инновационного процесса в этой области и всё возрастающем технологическом отрыве отдельных стран от остального мира.

Силовые полупроводниковые преобразователи: топология и управление

Вопросы теории и практики всех четырёх типов силовых преобразователей: ac/dc, dc/dc, dc/ac и ac/ac были рассмотрены на 4 специальных сессиях и обсуждены на более чем 50 стендовых выступлениях.

В области dc/dc преобразователей (понижающего, повышающего и универсального типов)

в основном ведутся работы по улучшению их динамических свойств в замкнутых системах регулирования. Актуальной задачей остаётся снижение электромагнитных помех и ярко выраженных амплитуд гармонических составляющих выходного напряжения. Для решения этих задач предлагается использовать принцип модуляции с произвольно изменяющейся частотой коммутации, однако последующие исследования выявили в таких устройствах эффект бифуркации (раздвоения) колебательных электромагнитных процессов, что приводит к снижению качества работы преобразователя и даже потере его работоспособности. Для борьбы с этим нежелательным явлением предложены матричные и графоаналитические методы анализа с применением компьютерного моделирования, позволяющие построить бифуркационные диаграммы и тем самым облегчить проектирования подобного рода устройств (И. Наги и др., Венгрия).

Наибольшее внимание в области dc/ac преобразователей (инверторов) уделено развитию многоуровневой топологии. Как известно, многоуровневые преобразователи позволяют, с одной стороны, повысить качество выходного напряжения, а с другой стороны, обеспечить преобразование высоких напряжений (свыше 1,5–3 кВ). Дополнительное преимущество этих преобразователей – снижение перенапряжений в силовых ключах. Однако эти положительные свойства приводят к увеличению количества ключей обычного двухуровневого преобразователя в число раз, соответствующее числу реализуемых уровней. Кроме того, необходимы дополнительные развязывающие диоды и конденсаторные делители высокого напряжения. В настоящее время фирма АВВ разработала силовые трехуровневые преобразовательные установки на основе IGCT приборов (управляемых тиристором с изолированным затвором) для ветряных электростанций мощностью 7 МВ·А и выше.

Кроме инверторной техники многоуровневая топология стала использоваться в dc/dc преобразователях с ШИМ. Выходное напряжение бестрансформаторного выпрямительного устройства (например, в системах электропитания предприятий связи) должно регулироваться на уровне 700–800 В, поэтому, чтобы при таком уровне напряжения устройство ККМ (корректор коэффициента мощности) или dc/dc преобразователь могли быть выполнены на полевых транзисторах, а не на IGBT приборах, необходимо применять многоуровневые схемы.

Кроме рассмотренных выше мостовых схем

в многоуровневых преобразователях используется также ячейковые (или лестничные) схемы, каждая ячейка которых состоит из двух ключей с двухсторонней проводимостью в продольной ветви и конденсатора в поперечной ветви. Увеличение напряжения и мощности достигается последовательным соединением необходимого числа ячеек.

Многоуровневые преобразователи по сравнению с обычными двухуровневыми имеют более сложные схемы управления, структура которых зависит от вида модуляции, алгоритма переключения, значения и характера нагрузки, диапазона регулирования напряжения (частоты) и других параметров. В работе итальянских учёных (А. Беллини и др.) разработан способ управления на основе гистерезисной модуляции напряжения мощного многоуровневого инвертора на IGBT. В предложенном решении используется принцип разбиения круговой оперативной плоскости на секторы с минимальной ошибкой управления (СМОУ), в результате чего повышается быстродействие и точность схемы управления (СУ) при полной независимости её работы от параметров нагрузки. СУ реализуется с помощью микроконтроллера для вычисления СМОУ и программируемой логической части для формирования сигналов управления инвертором.

Для многоуровневых ячейковых инверторов частотного электропривода разработан новый метод модуляции (Дж. Родригас и др., Чили), реализуемый с помощью 16-битового цифрового сигнального процессора с фиксированной запятой (контроллер АДМС 331). В результате было синтезировано 7 ступенчатых выходных напряжений, близких по форме к синусоидальному. Следует отметить, что в ряде работ для управления многоуровневыми преобразователями предлагается также использовать хорошо зарекомендовавший себя метод пространственного вектора. Исследования различных способов управления в настоящее время продолжают весьма интенсивно.

В области преобразователей типа ac/dc (выпрямителей) продолжается тенденция перехода от диодных к управляемым ключевым схемам. Технико-экономическая целесообразность модернизации одного из самых распространённых на практике видов преобразователей уже общеизвестна и освещена во многих публикациях. Доклады конференции относились в основном к области дальнейшего совершенствования способов управления. Учёными из Украины (Г. Жемеров и др.) предложена новая система преобразова-

ния напряжения из переменного в постоянное с $\cos \varphi \approx 1$ на основе скомпенсированного управляемого выпрямителя. Моделирование и расчёты с помощью программы Matlab подтвердили высокие показатели качества работы преобразователя мощностью 3,3 МВт. Усовершенствование трёхфазного ключевого выпрямителя понижающего типа с ШИМ и с ККМ (Я. Нишида, Япония) основано на новом схемотехническом решении и способе модуляции, обеспечивающих высокий КПД и сохранение малого уровня пульсаций преобразователя при колебаниях напряжения и асимметрии трёхфазной сети. Экспериментальное исследование бестрансформаторного выпрямительного устройства мощностью 12 кВт дали следующие результаты: $\eta = 95\%$, коэффициент искажения $k_n < 4\%$, коэффициент мощности $\chi = 99,8\%$.

Продолжаются исследования в области преобразователей с мягкой коммутацией, хотя судя по материалам конференции, в более скромных масштабах. Традиционными докладчиками в этой области выступили японские специалисты во главе с проф. М. Накаоко. Практическое внедрение уже получили преобразователи данного типа малой и средней мощности. Для мощных преобразователей на IGBT, предназначенных для систем электроснабжения, предлагается новая схема активного резонансного снаббера регенеративного типа.

Анализируя достижения в силовой преобразовательной технике, нельзя не отметить подъём интереса к матричным ac/ac преобразователям, рассмотренным на специальной сессии. Можно констатировать, что в этой области сформировалось два направления: традиционные классические НПЧ с однократным преобразованием параметров электроэнергии и двухкаскадные двукратные преобразователи.

К первой группе, как правило, относятся трёхфазные матричные силовые структуры 3×3, для которых продолжают работы по созданию высоконадежных полностью управляемых ключей переменного тока с двухсторонней проводимостью (М. Зиглер и др.). Бездиодный вариант такого ключа заключается в использовании двух встречно-параллельно соединённых IGBT с высокой блокировочной способностью по обратному напряжению. Для данных матричных преобразователей совершенствуются способы управления, в частности предлагается пространственно-векторное управление с использованием микросхем с логическим программированием и схем ASIC, что значительно дешевле мик-

ропроцессоров и DSP (И. Вайгольд и др., Германия). Модернизированный метод векторного управления и усовершенствованная техника коммутации, рассмотренные в докладе Э.Чехета (Украина), позволили существенно улучшить динамические свойства асинхронного ЭП, повысить надежность работы преобразователя и качество его выходных напряжений и токов.

Исследованию работы матричных преобразователей в составе ЭП переменного тока было посвящено выступление В.Перельмутера (Германия), в котором отмечена эффективность применения гистерезисного токового регулятора для получения качественных характеристик, свойственных ЭП при прямом управлении по моменту.

Ко второй группе преобразователей относятся два последовательно соединённых каскада с матрицами 3×2 и 2×3 , требующие соответственно $6+6=12$ ключей вместо 9 в случае матриц первой группы 3×3 . В первом каскаде происходит преобразование трехфазного напряжения сети в двухфазное повышенной частоты, затем во втором каскаде это высокочастотное напряжение преобразуется в регулируемое по значению и частоте трехфазное напряжение. Следует заметить, что похожая топология применялась и раньше в преобразователях с промежуточным звеном повышенной частоты¹. Однако в отличие от матричных двухкаскадных преобразователей в них существовало ещё и звено постоянного тока, приводящее к трёхкратному преобразованию электрических параметров.

Тематика докладов по второй группе преобразователей была весьма обширной. Представляет интерес цикл работ швейцарских учёных (Ф.Шафтмайстер и др.) по созданию преобразователей с разряжёнными матрицами (т.е. с сокращённым числом силовых ключей или мало-вентильных). Важным вопросам усовершенствования процесса коммутации ключей первого каскада (выпрямителя с ШИМ), позволяющего избежать применения снабберов и снизить коммутационные потери мощности, был посвящён доклад японских специалистов (К.Шинохара и др.).

Работа сессии по матричным преобразователям показала, что в ближайшее время этот тип преобразователей сможет составить серьёзную конкуренцию традиционным инверторам со звеном постоянного тока.

¹ Розанов Ю.К. Полупроводниковые преобразователи со звеном повышенной частоты. М.: Энергоатомиздат, 1987.

Электропривод и системы управления движением

Бурно развивающаяся силовая электроника в настоящее время находит широкое применение практически во всех областях народного хозяйства, включая промышленность, транспорт, связь, электроэнергетику, сельское хозяйство и бытовую технику. Поэтому неудивительно, что большое количество докладов было посвящено техническим устройствам и системам на основе силовых полупроводниковых преобразователей и, в первую очередь, электроприводу, включающему в себя кроме преобразователей ещё две основные части: электрические машины (ЭМ) и системы управления (СУ). В области ЭМ рассмотрены новые конструкции, методы проектирования и исследования. При модернизации СУ наибольшее внимание уделяется разработке контроллеров, применению интеллектуальных методов и технологий, созданию виртуальных датчиков и наблюдателей и т.д.

Прошедшая конференция, как и многие предыдущие, ещё раз подтвердила тот факт, что эпоха ЭП постоянного тока благополучно завершилась. Об этом свидетельствуют не только результаты исследований, но и реальные объёмы современного промышленного производства регулируемого ЭП переменного тока (в первую очередь на базе асинхронных и синхронных двигателей), по всем технико-экономическим показателям превосходящего ЭП постоянного тока. Лидирующие позиции пока сохраняет асинхронный ЭП, в то время, как у ближайшего его конкурента – ЭП с синхронными двигателями на постоянных магнитах – энергетические характеристики оказались ниже ожидаемых из-за недостаточно исследованного и не учтённого при сравнительном анализе явления реакции якоря.

Обсуждение проблем управления движением началось на конференции с пленарного доклада японского учёного К. Ониши, посвященного управлению сложными подвижными объектами (роботами) со многими степенями свободы в изменяющихся условиях окружающей среды. Прогнозируя в ближайшее десятилетие интенсивное использование роботов с различным уровнем интеллекта, способных самостоятельно ориентироваться в окружающем пространстве, учёный теоретически обосновал доступность необходимой для этого информации за счёт так называемой модальной декомпозиции. Удобным средством получения модальной информации является матрица Хадамарда. Информация о виде движения передаётся к подсистемам, анализ и

синтез которых производится с помощью матрицы соединений. В приведённой структурной схеме управления использован принцип подчинённого управления с применением внешних контуров обратной связи, что позволило решить задачу управления движением робота, имитирующим человеческую походку.

Эффективность и надёжность роботов, как и ЭП переменного тока, во многом зависят от свойств и характеристик исполнительного двигателя. Поэтому значительное число докладов было посвящено диагностике электрических машин, включая такие вопросы, как дальнейшее повышение надёжности и достоверности тестового мониторинга АД с короткозамкнутым ротором (Ф. Филиппети и др., Италия), усовершенствование метода моделирования межвитковых КЗ в обмотке статора (Г. Гюдо и др., Франция), определение разрыва стержней беличьей клетки ротора методом пространственных гармоник на основе непрерывного спектра (Г. Диди и др., Франция), а также с помощью фильтра Кальмана (М. Алтабах, Франция).

Следует отметить, что значительное число докладов было посвящено нетрадиционным двигателям: вентильным реактивным, линейным, дисковым, аксиальным неферромагнитным и др. Фундаментальный доклад по линейным двигателям и ЭП на их основе был сделан проф. И. Болдия (Румыния).

Заслуживают внимания доклады, посвящённые проектированию и анализу электрических машин путем компьютерного моделирования магнитных полей на основе метода конечных элементов. Утверждается (Я. Сиккульский, Великобритания), что такой подход является более перспективным и эффективным по сравнению с практикующимися методами проектирования и оптимизации электрических машин с помощью полуаналитических и эмпирических выражений. Компьютерное моделирование электромагнитных процессов позволяет рассчитывать статические, квази-статические и переходные режимы в двух- и даже трехмерных пространствах, при этом учитываются нелинейность процессов, вихревые токи, сложные конфигурации участков магнитной цепи и другие специфические особенности.

Микропереходные процессы, возникающие в АД при прямом управлении по моменту, исследованы в работе российских учёных (И. Браславский и др.), где приводится новая таблица выборки векторов потокосцеплений для минимизации пульсаций мгновенного электромагнитного момента.

Весьма интересная дискуссия развернулась вокруг построения бездатчиковых широко регулируемых асинхронных ЭП при работе в области низких и нулевых скоростей с использованием так называемого принципа инъекции высокочастотного пульсирующего сигнала в цепь статора (Т. Липо и др., США). Целью этого метода является определение положения магнитного потока в воздушном зазоре АД для дальнейшего использования этой информации при реализации векторного управления. С физической точки зрения этот метод основан на явлении локального насыщения стального статорного пакета.

Аналогичная работа, но уже для вентильных машин, выполнена английскими специалистами (К. Сильва и др.). С критикой данного метода, как малоэффективного для обычных неявнополюсных АД, выступили итальянские учёные (А. Консолли и др.). Ими предлагается принципиально иной подход, основанный на модуляции уровня насыщения контура намагничивания с последующим выявлением в статорном напряжении составляющих нулевой последовательности. Данный метод нулевой последовательности позволяет не только выявлять пространственное положение магнитного потока в воздушном зазоре, но и определять его значение, что очень важно при векторном управлении АД. Достоверность метода была проверена путём компьютерного моделирования магнитных полей с использованием аппарата конечных элементов. Заметим в качестве комментария, что на сегодняшний день ведущими западными фирмами уже освоены промышленный выпуск асинхронных ЭП в бездатчиковом исполнении с широким диапазоном регулирования скорости (в пределах 1:10000) и речь здесь идёт о дальнейшем расширении этого диапазона, вплоть до нулевых скоростей, характерных, например, для позиционных следящих ЭП.

Улучшение регулировочных свойств и повышение быстродействия ЭП переменного тока связано с совершенствованием систем управления (СУ). На конференции наибольшее внимание было уделено двум типам систем, реализующим соответственно метод скользящего управления (МСУ) и интеллектуальные способы управления (ИСУ). В первом случае главными входными управляющими воздействиями являются сигналы магнитного потока ротора и момента, при этом структура СУ строится на основе использования линеаризирующей обратной связи и наблюдающего устройства (Ф. Чен и др.

Великобритания). Данный тип СУ обеспечивает высокие динамические свойства ЭП и практически исключает явление дрожания даже при наиболее тяжёлых режимах работы – скачкообразных и знакопеременных входных сигналах управления моментом.

В регулируемых по скорости ЭП применение МСУ позволяет построить бездатчиковую СУ (К. Жезерник и др., Словения). Для обеспечения инвариантности траектории движения по отношению к изменениям нагрузки и параметров ЭП предлагается модификация контроллера в виде соединения и взаимодействия ряда регуляторов: положения, скорости, ускорения, а также узла МСУ и сравнивающего устройства (С. Брок и др., Польша).

В области ИСУ наибольшее число докладов посвящено вопросам применения техники нечёткой логики (ТНЛ) для качественного управления (fuzzy logic control) ЭП в тех случаях, когда в процессе работы возникает дефицит информации об элементах вектора состояния системы. Как правило, подобного рода ситуации характерны для ЭП с нелинейными импульсными элементами в виде силовых полупроводниковых преобразователей, когда алгоритмы работы силовых ключей и внешние воздействия на АД (например, изменяющаяся по значению и по характеру нагрузка) не детерминированы во времени и в пространстве.

Весьма популярным стало применение ТНЛ в системах бездатчиковых ЭП широкого профиля, включая: интеллектуальные мягкие пускатели нагруженных АД с тиристорным управлением, обеспечивающие в автоматическом режиме безударный пуск с требуемой интенсивностью разгона при минимальном потреблении тока (В.Н. Хрисанов, Р. Бржезинский); быстродействующие прецизионные системы позиционирования для робототехники (А. Арефи и др., Иран); широкодиапазонные по скорости регулирования асинхронные ЭП с прямым управлением по моменту и магнитному потоку (М. Залман и др., Словакия).

Работа конференции не ограничилась рассмотренными выше разделами, большое внимание было также уделено актуальным проблемам в следующих областях:

– нетрадиционная электроэнергетика, ветроэлектростанции, генерация, передача и распределение электроэнергии (П. Бауэр и др., Нидерланды; А. Сафакас и др., Греция);

– повышение качества электроэнергии и вопросы ЭМС (М. Попеску и др., Румыния; Я. Десмет и др., Бельгия);

– высокоскоростные электропоезда с вращающимися и линейными АД, применение систем Maglev (магнитной левитации) и экологически чистый транспорт (Е. Масада, Япония);

– электромобилестроение (Д. Касикьян, США);

– совершенствование вузовской подготовки кадров по СЭ и ЭП (Т. Унделенд, Норвегия; Н. Мохан, США; Ё. Кыира, Финляндия).

К сожалению, в рамках одной статьи невозможно дать даже краткий аналитический обзор работ в перечисленных областях. Поэтому всех заинтересованных в получении более полной информации мы адресуем в Общество Силовой Электроники (г. Москва) или в её северо-западное отделение (г. Санкт-Петербург). В заключение сообщаем, что очередная 11-я конференция ЕРЕ-РЕМС'04 состоится в сентябре (2–4) 2004 г. в г. Риге (Латвия). Учитывая творческие контакты с латвийскими коллегами и географическую близость предстоящей конференции, призываем российских специалистов и учёных принять активное участие в её работе и тем самым повысить свой профессиональный и научно-технический уровень.

Хрисанов Валерий Иванович – профессор кафедры силовой электроники С.-Петербургского государственного университета телекоммуникаций. Окончил электромеханический факультет ленинградского политехнического института в 1964 г. Защитил докторскую диссертацию по теме "Полупроводниковые маловентильные преобразователи с непосредственной связью для асинхронных электроприводов" в МЭИ в 1990 г.

Бржезинский Ришард – доцент кафедры "Интегральные системы силовой электроники" Технического университета г. Зелона Гура. Окончил факультет электрических машин во Вроцлавском политехническом институте в 1977 г. Защитил диссертацию по теме "Синтез и критерии выбора механических характеристик асинхронных двигателей с индукционными сопротивлениями" в 1981 г.

Последовательная локальная шина ввода-вывода PCI Express третьего поколения с низковольтной дифференциальной передачей сигналов LVDS

ДОЛКАРТ В.М., доктор техн.наук
НПП ВНИИЭМ

Рассматриваются основные особенности последовательной локальной шины ввода-вывода третьего поколения PCI Express, использование которой начинается с 2003 г. в персональных компьютерах и рабочих станциях, а затем и в управляющих компьютерах и связанном оборудовании.

За последние 20 лет произошел постепенный переход информационной индустрии из первой эры ее развития, эры мэйнфреймов (больших компьютеров коллективного пользования), во вторую эру – эру персональных компьютеров, которые стали главным фактором, определяющим в настоящее время ход развития компьютерной техники. Персональные компьютеры (ПК) приближают вычисления и обработку информации к пользователю и обеспечивают широкое внедрение компьютеров на работе и дома, во всех отраслях промышленности, в науке, в медицине, в образовании и т.д. Можно сказать, что мы присутствуем при создании информационного общества, в котором все более важное значение приобретает создание и обмен информацией. В этом новом обществе все большую роль играет всемирная сетевая информационная среда Интернет, основу которой составляют подсоединенные к сети ПК. При этом вычисления и информационное обслуживание становятся все более индивидуальными, обслуживая каждого пользователя или устройство в соответствии с его индивидуальными потребностями. Хотя сейчас в мире появляется много различных специализированных цифровых устройств, подключающих пользователей к глобальной сети Интернет, но в центре "цифровой вселенной" пользователя по-прежнему остаются настольные ПК, что объясняется, прежде всего, их необыкновенной универсальностью и гибкостью. Кроме того, настольный ПК дает пользователю возможность комфортной работы с большим экраном дисплея, полноразмерной клавиатурой, мышью и высококачественным объемным звуком. При этом к всемирной сети Интернет сейчас с помощью ПК и различных специализированных цифровых устройств подключаются не только люди, но и различные домашние и промышленные приборы, машины и оборудование.

Объем создаваемой в мире информации растет ускоренными темпами, сопровождаясь ростом выпуска ПК и непрерывным повышением их производительности.

Фирма "Gartner Dataquest" подсчитала, что общее количество проданных в мире ПК достигло в апреле 2002 г. 1 млрд. Ожидается, что рост продаж будет продолжаться и уже к 2008 г. число проданных ПК превысит 2 млрд. Массовое применение ПК началось еще в 1981 г., когда фирма IBM выпустила персональный компьютер IBM PC, и уже за первый год продала 130 тыс. штук. В качестве центрального процессора в IBM PC использовался 16-разрядный микропроцессор 8088 фирмы "Intel", работавший на тактовой частоте 4,77 МГц. Следующим важным этапом в развитии ПК явился переход в 1993 г. к использованию в ПК 32-битного микропроцессора Pentium фирмы "Intel", работавшего на тактовой частоте 66 МГц. Обладая развитой архитектурой и высокой тактовой частотой работы, микропроцессор Pentium потребовал использования в ПК новой локальной шины ввода-вывода, которая удовлетворяла бы возросшие потребности ПК в течение следующих 10 лет. Такая шина второго поколения – Peripheral Component Interconnect (PCI) была предложена фирмой "Intel". Параллельная шина PCI работает на частоте 33 МГц и обеспечивает одновременную передачу 4 байт информации, так что пиковая пропускная способность шины составляет 133 Мбайт/с.

За прошедшие с тех пор 10 лет сменилось несколько поколений микропроцессоров, используемых в ПК. Сейчас в ПК устанавливаются в основном 32-разрядные микропроцессоры Pentium 4 фирмы "Intel". В 2003 г. фирма "Intel" выпустит микропроцессор Pentium 4 с новым ядром Prescott, изготавливаемый по 90-нанометровому технологическому процессу, работающий на тактовой частоте 3,2 ГГц и выше. Таким образом, всего за 10 лет тактовая частота микропроцессора Pentium 4, по сравнению с микропроцессором Pentium, возросла почти в 50 раз. Производительность же микропроцессора Pentium 4, первоначально содержащего 55 млн. транзисторов с увеличением в дальнейшем до 100 млн., по сравнению с микропроцессором Pentium, который насчитывал

всего 3,1 млн. транзисторов, возросла еще больше. Микропроцессор Pentium 4 имеет усовершенствованную архитектуру с большими конвейерами команд и данных и содержит на кристалле наряду с кэш-памятью первого уровня емкостью 20 кбайт, также большую кэш-память второго уровня емкостью 512 кбайт или 1 Мбайт. Связь микропроцессора Pentium 4 с северным мостом микросхемного набора (мостом памяти) осуществляется через фронтальную шину FSB, использующую технологию Quad Pumped Bus, когда данные передаются четыре раза за время одного синхроимпульса. В результате шина работает на эффективной частоте 533 или 667 МГц и имеет ширину 8 байт, так что ее пиковая пропускная способность достигает 4,2 или 5,3 Гбайт/с, что на порядок выше, чем у микропроцессора Pentium. Микропроцессор Pentium 4 содержит значительно расширенный набор команд и поддерживает также технологию "гиперпоточности" Hyperthreading, при использовании которой, если в приложении есть выделенные потоки, на одном микропроцессоре обрабатывается одновременно несколько потоков данных и операционная система считает, что микропроцессоров два. В результате обеспечивается увеличение производительности микропроцессора на 20–30%.

Известно, что полупроводниковая технология развивается экспоненциально и микросхемы микропроцессоров непрерывно усложняются. Так, уже в 2002 г. фирма "Intel" выпустила 64-битный микропроцессор для высокопроизводительных рабочих станций и серверов Itanium 2, содержащий на кристалле 220 млн. транзисторов, а всего через год ожидается выпуск нового микропроцессора (Madison), который будет насчитывать на кристалле около полумиллиарда транзисторов. В дальнейшем фирма "Intel" планирует приступить к выпуску 64-битных микропроцессоров с двумя ядрами на кристалле, что позволит одному процессору работать почти с двойной производительностью. Представители фирмы "Intel" считают, что уже в ближайшие несколько лет тактовая частота выпускаемых ею микропроцессоров достигнет 10 ГГц, а к концу десятилетия она может достичь 20 ГГц. Число же транзисторов на кристалле превысит 1 млрд. Уже сейчас фирма "Intel" сообщила о разработке неплоских трехзатворных транзисторов, способных обеспечить создание микропроцессоров работающих на терагерцовой частоте.

В то же время усовершенствованный вариант шины PCI – шина ввода-вывода PCI-X имеет тактовую частоту 133 МГц и передает параллельно 8 байт. При этом пропускная способ-

ность шины PCI-X достигла 1064 Мбайт/с, да и то при работе с одной платой в сегменте шины, превышая пропускную способность шины PCI всего в 8 раз, что явно недостаточно для того, чтобы удовлетворить потребности быстро растущей производительности микропроцессоров. Предлагаются новые модификации этой шины: PCI-X266, использующая технологию Double Data Rate (DDR), при которой за время одного синхроимпульса данные передаются дважды, и PCI-X533, использующая технологию Quad Data Rate (QDR), когда данные за время одного синхроимпульса передаются четыре раза. Однако реализация этих вариантов шины PCI довольно сложна и стоимость их высока.

Становится очевидным, что для удовлетворения потребностей используемых в ПК новых поколений микропроцессоров требуется замена существующей локальной шины ввода-вывода на высокопроизводительную локальную шину ввода-вывода третьего поколения с высокой пропускной способностью, которая обеспечила бы эффективную работу новых поколений ПК гигагерцового класса в течение следующих 10 лет. Параллельная шина PCI работает по принципу "точка – много точек", реализуя распределенную модель с топологией "общая шина", когда центральное устройство работает с одним из множества устройств подключенных к шине. В этом случае шина разделяется между подключенными устройствами. Пропускная способность шины, доступная отдельному устройству, является только частью общей пропускной способности шины. Кроме того, одно устройство может надолго захватить шину и нарушить работу всех других устройств, подключенных к этой же шине. Шины PCI и PCI-X являются параллельными шинами, в которых передача данных одновременно по большому количеству проводников сопровождается передачей по отдельному проводнику синхросигнала, обеспечивающего точный момент приема информации получающим данные устройством. При повышении частоты передачи данных синхронизация приема информации затрудняется, что вызывает "перекосяк" сигналов, т. е. разбросом времени прохождения по проводникам информационных сигналов и сигналов синхронизации. Чем выше частота передачи информации, тем на меньшее расстояние может обеспечиваться устойчивая работа параллельной шины. Кроме того, в параллельной шине, где каждый сигнал передается по одному проводнику, трудно осуществить снижение уровня напряжения сигнала и обеспечить работу шины при малых напряже-

ниях питания, свойственных современным микросхемам. Наконец, параллельная шина требует использования дорогих соединителей с большим числом выводов.

Локальная шина ввода-вывода третьего поколения, обеспечивающая работу ПК с новыми поколениями микропроцессоров в течении следующего десятилетия, должна без повышения стоимости использования обеспечить, как минимум, 50-кратное увеличение пропускной способности шины и преодолеть недостатки свойственные шине PCI, полностью сохранив разработанное для нее программное обеспечение. Шина ввода-вывода третьего поколения должна удовлетворять следующим основным требованиям:

- пропускная способность в несколько раз выше пропускной способности, приходящей на один вывод соединителя шины, существующих шин PCI и PCI-X, обеспечивая в течение следующих 10 лет эффективную работу новых поколений гигагерцовых микропроцессоров с новыми графическими и сетевыми платами и новыми поколениями высокопроизводительного периферийного оборудования;

- стоимость ее использования не выше стоимости использования существующих шин PCI и PCI-X;

- она полностью обратно совместима с программным обеспечением и инфраструктурой, разработанными для существующих шин PCI и PCI-X, поддерживая улучшенные функции вновь создаваемого программного обеспечения;

- строится на основе архитектуры связи "точка-точка", обеспечивая возможность одновременной параллельной работы множества подключенных через коммутатор устройств;

- обеспечивать работу в изохронном режиме с предсказуемыми задержками сигналов синхронизированно с передачей потоков данных в реальном времени, присваивая пакетам передаваемых данных различные уровни приоритета;

- количество подключенных к шине модулей не должно резко ограничиваться;

- стандарт на новую шину должен быть открытым, поддерживая работу подключенных к шине функциональных модулей от разных производителей;

- работать на пониженных напряжениях питания, свойственных новым поколениям микропроцессоров, и иметь пониженную амплитуду сигналов шины, уменьшая уровень создаваемых помех и потребляемую мощность;

- обеспечивать простую масштабируемость пропускной способности, изменяя свою пропускную способность в 20–30 раз в соответствии с требованиями конкретного применения;

- в течении своего десятилетнего существования обеспечивать аппаратное улучшение пропускной способности в 2–4 раза за счет улучшения характеристик используемых микросхем в результате развития полупроводниковой технологии;

- обеспечить "горячую замену и подключение" к шине устройств и допускать их "неожиданное отключение", а также поддерживать работу в режиме пониженного энергопотребления, обеспечивая активное управление электропитанием;

- работать как по проводникам четырехслойной печатной платы, так и по кабелю, в том числе и по оптическому;

- обеспечить повышение качества обслуживания quality of service (QoS), выдавая подробную информацию о функционировании шины, протоколируя и выдавая сообщения об ошибках и осуществляя динамическую реконфигурацию;

- обеспечивать простое встроенное тестирование работы;

- иметь расширенное конфигурационное пространство подсоединяемых к шине устройств;

- обеспечивать целостность передаваемых данных.

Предполагаемая для замены параллельных шин ввода-вывода ПК второго поколения PCI и PCI-X последовательная шина PCI Express является локальной шиной ввода-вывода третьего поколения, отвечающей всем перечисленным требованиям. При этом локальную шину ввода-вывода PCI Express можно рассматривать, по существу, как развитие шин PCI и PCI-X второго поколения, поскольку она улучшает и расширяет их возможности, а не просто как недорогую их замену.

Шина PCI Express является двойной симплексной, передающей информацию в двух направлениях, двухточечной, последовательной линией связи с низковольтной дифференциальной передачей сигналов по двум парам проводников. При этом экономические соображения при переходе от параллельной шины к последовательной являются определяющими, поскольку для повышения производительности шины ввода-вывода при нынешнем развитии микроэлектроники дешевле сделать в составе микросхемы несколько узлов передатчиков и приемников сигналов последовательной шины и при этом использовать недорогие соединители с малым числом выводов, чем использовать дорогие многоконтактные соединители параллельной шины, имеющей к тому же большие технические сложности наращивания пропускной способности, преодолеть которые можно только путем больших затрат.

В архитектуре шины PCI Express используется системная конфигурация в виде древовидной иерархии множества сегментов, содержащих узлы с одним главным узлом, в которой используется единообразная плоская архитектура памяти, когда адрес памяти однозначно указывает сегмент шины и устройство в этом сегменте.

По шине PCI Express данные передаются в виде пакетов, имеющих порядковый номер пакета, заголовок, данные, контрольную сумму, ограничители кадра. Шина функционирует на основе коммутации пакетов, маршрутизация которых производится в соответствии с содержанием заголовка. При переходе к шине PCI Express изменяются только три нижних уровня архитектуры шины PCI: уровень транзакций, канальный и физический уровни. Программный уровень сохраняет программную модель шины PCI, хотя новые программы могут использовать новые возможности шины PCI Express. Уровень транзакций получает от программного уровня запросы на чтение и запись и, в свою очередь, создает пакеты запроса для передачи по канальному уровню. На уровне транзакции формируются данные пакета и его заголовок, содержащий поля адреса, управления и атрибутов. Канальный уровень обеспечивает доставку пакетов информации, добавляя к пакетам порядковые номера и код коррекции ошибок в виде 32-разрядного CRC кода циклического избыточного кодирования. Пакеты передаются только при готовности принимающего буфера. Физический уровень непосредственно осуществляет пересылку пакетов информации между двумя устройствами, соединяемыми двумя парами проводников линии данных шины PCI Express, присоединяя к пакету ограничители кадра. В шине PCI Express при обнаружении ошибки кода CRC или нарушении порядкового номера пакета пакет передается повторно и обнаруженная ошибка исправляется.

Соединение двух устройств, подключенных к шине, производится по принципу "точка-точка", наиболее подходящему для передачи быстродействующих сигналов по печатным проводникам, которые ведут себя как длинные линии. В такой линии наименьшие отражения и искажения сигнала возникают при отсутствии ответвлений сигнала и минимальном числе соединителей, через которые сигнал проходит до приемника с согласующим резистором на входе.

Рассмотрим подробнее особенности физического уровня шины PCI Express, поскольку именно этот уровень является определяющим в обеспечении высокой пропускной способности но-

вой последовательной шины.

Передача информации между двумя устройствами может вестись или по одной, или одновременно по множеству линий данных, называемых дорожками. По каждой дорожке в каждом направлении по паре печатных проводников или сбалансированному кабелю передача данных ведется непосредственно между передатчиком и приемником. Дифференциальные сигналы разной полярности передаются, используя метод низковольтной дифференциальной передачи сигнала Low-Voltage Differential Signaling (LVDS), КМОП микросхемы для реализации которого выпускаются рядом ведущих полупроводниковых фирм [1–3]. По каждой паре проводников сигналы данных на первом этапе использования шины PCI Express передаются на частоте 2,5 Гбит/с, при этом мощность, потребляемая передатчиком, лишь немного превышает 10 мВт. Ожидается, что в дальнейшем, по мере развития микроэлектроники, частота передачи сигнала может быть увеличена еще в 4 раза. На рис.1 показана связь двух устройств по шине PCI Express с одной и тридцатью двумя дорожками, обозначаемыми как связь (x1) и связь (x32), соответственно. Шина PCI Express является локальной шиной, обеспечивая передачу между двумя микросхемами, располагаемыми на одной или различных платах в портах двух устройств. Каждый порт содержит передатчики (Tx) и приемники (Rx) шины PCI Express. На рис.1 рассматривается типичный для ПК случай, когда одно устройство располагается на системной печатной плате, а другое на печатной плате, вставляемой в соединитель шины PCI Express, устанавливаемый на системной печатной плате. По парам печатных проводников с дифференциальным волновым сопротивлением 100 Ом от передатчика (Tx) к приемнику (Rx) передаются в противофазе дифференциальные информационные сигналы D+ и D-. Внутри приемника сигналы попадают на согласующее сопротивление 100 Ом, которое устраняет отражение сигналов. Сигнальные пары проводников соединяют передатчик и приемник только по переменному току, пропуская сигналы через пару развязывающих конденсаторов, включенных в цепи передатчиков, размещаемых на печатной плате поблизости от выходов передатчика. Это позволяет использовать независимые уровни напряжений питания в устройствах, связывающихся по шине PCI Express.

При передаче дифференциальных сигналов по паре проводников необходимо поддерживать баланс напряжений передаваемых сигналов в

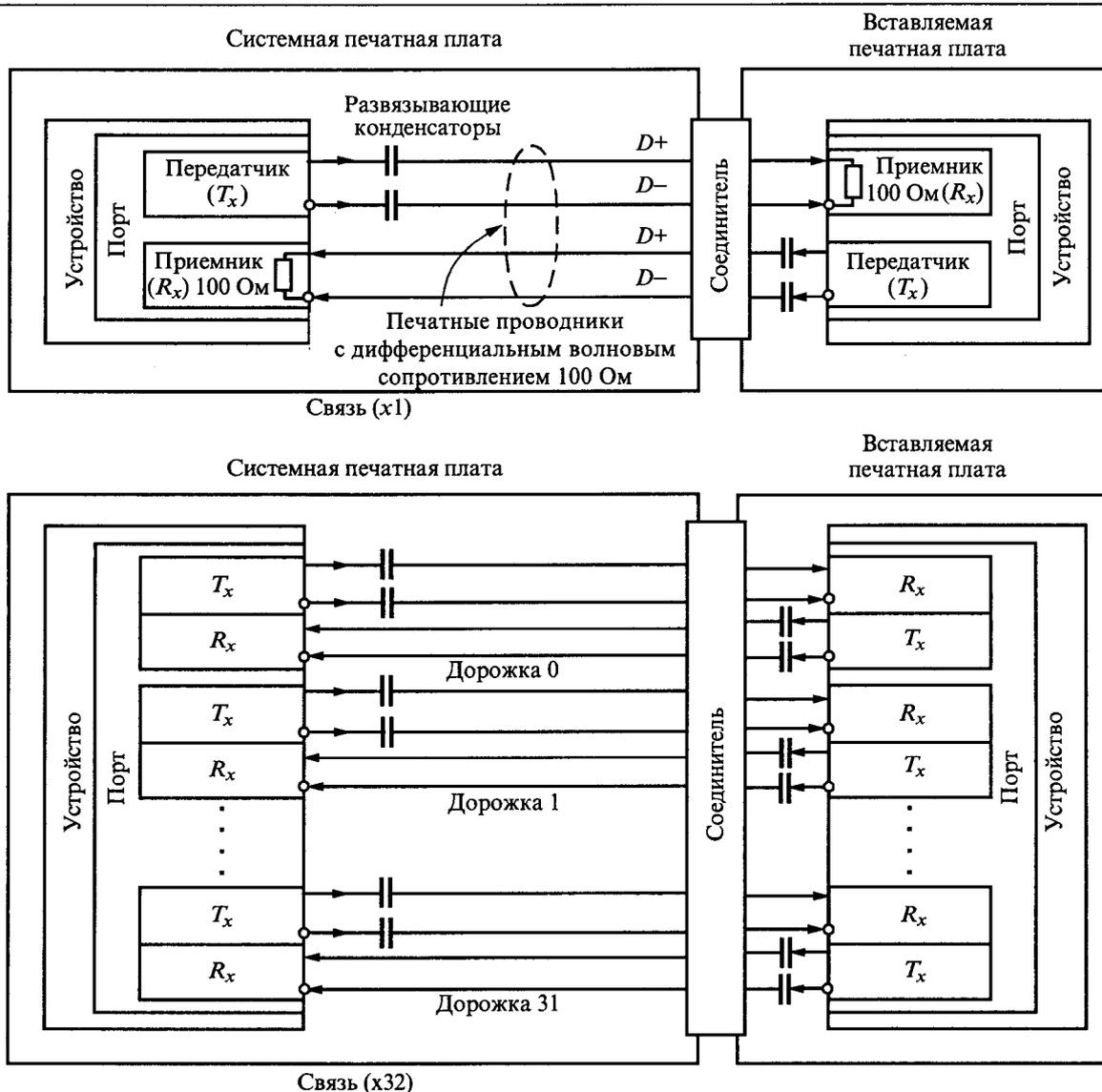


Рис.1. Связь по шине PCI Express с одной дорожкой (x1) и с 32 дорожками (x32) между двумя устройствами, расположенными на печатных платах

каждом проводнике, что достигается при передаче по проводнику равного количества сигналов "нулей" и "единиц", так как при этом на входе приемника будет отсутствовать накопленный сдвиг уровня напряжения. Кроме того, при передаче необходимо также встроить в передаваемую информацию сигнал самосинхронизации, что достигается достаточно частым чередованием сигналов "нулей" и "единиц" в передаваемой информации, приводящим к частому изменению полярности напряжения передаваемых сигналов в дифференциальной паре проводников, которые используются для регулярной ресинхронизации схемы восстановления стробирующего сигнала приемника, путем коррекции частоты синхронизации приемника в моменты изменения уровня напряжения передаваемых сигналов.

Одним из наиболее эффективных способов, обеспечивающих баланс напряжений постоянно-

го тока в дифференциальных линиях связи и устойчивую самосинхронизацию передаваемой по последовательной шине информации, является предложенный фирмой IBM метод кодирования передаваемой информации 8b/10b, который и используется в шине PCI Express. В этом методе 8-битный байт исходных данных преобразуется в 10-битный слог, который уже и передается по линии связи. 10-битный слог передаваемых данных содержит не менее 4 "нулей" и "единиц" и при этом число идущих подряд "нулей" и "единиц" не превышает 4. Исходный 8-битный байт может кодироваться в 10-битный слог двумя способами, формирующими или прямую последовательность битов, в которой число "единиц" превышает число "нулей", или обратную инвертируемую последовательность битов, в которой уже число "нулей" будет превышать число "единиц". Какой из этих двух 10-битных

слов, отображающих 8-битный байт информации, будет использован при передаче по шине зависит от непрерывно подсчитанного значения "текущего дисбаланса", обеспечивая равенство переданных "нулей" и "единиц" за время передачи, поддерживая баланс напряжения постоянного тока на входе приемника в течении времени передачи, уменьшая дрожание принимаемого сигнала, и обеспечивая надежную самосинхронизацию передаваемой информации. Кроме того, контроль дисбаланса "нулей" и "единиц" у получателя информации позволяет осуществлять контроль ошибок, возникающих при передаче информации по шине.

Метод кодирования информации 8b/10b позволяет передавать по шине PCI Express не только информацию, но и команды управления работой шины PCI Express, используя для этого 10-битные слоги с равным числом "нулей" и "единиц".

Поскольку по одной дорожке шины PCI Express, обозначаемой x1, информация передается между двумя устройствами в двух направлениях с частотой 2,5 ГГц, то с учетом кодирования информации 8b/10b это соответствует пиковой скорости передачи информации в каждом направлении 250 Мбайт/с. Соответственно суммарная пиковая пропускная способность одной линии связи шины PCI Express в обоих направлениях составляет 500 Мбайт/с. Связь между двумя устройствами при передаче "точка-точка" допускает использование множества дорожек, число которых может составлять 2, 4, 8, 12, 16 и 32, обозначаемых как x2, x4, x8, x12, x16 и x32. При этом пропускная способность шины PCI Express легко масштабируется, реализуя канал связи с пиковой пропускной способности в 1; 2; 4; 6; 8 и 16 Гбайт/с при работе одновременно в обоих направлениях в режиме "точка-точка". В дальнейшем вероятно, максимальное число дорожек в канале связи может быть увеличено до 64.

Шина PCI Express разрабатывалась с учетом возможности ее реализации на стандартной четырехслойной печатной плате, причем суммарная длина печатных проводников от передатчика до приемника может достигать 50 см. При этом использование одной дорожки шины PCI Express всего с 4 печатными проводниками для передачи информации упрощает печатный монтаж плат по сравнению с имеющей более низкую пропускную способность параллельной шиной PCI, использующей для передачи информации десятки печатных проводников.

В последовательной шине, работающей на очень высокой частоте, ключевыми параметра-

ми, определяющими надежность работы шины, являются потери в линиях межсоединений, дрожание сигнала (jitter), перекрестные наводки.

Потери в линиях межсоединений вызывают ослабление перепада дифференциального напряжения сигнала между двумя проводниками сигнальной пары при прохождении сигнала по проводникам линии связи от передатчика к приемнику. Линия межсоединений обладает резистивными потерями, а также потерями диэлектрическими и от скин-эффекта. Потери увеличиваются при возрастании длины линии межсоединений, частоты передаваемого сигнала и уменьшении ширины проводящих линий. Потери добавляют также соединители и отверстия межслойного перехода, через которые проходит сигнал. Общие допустимые потери в линии межсоединений не должны превышать 13,2 дБ.

Дрожание сигнала выражается в том, что фронты и спады сигнала на входе приемника смещаются по времени в обе стороны от положения, которое соответствует сигналу с регулярно чередующимися "нулями" и "единицами". Причина в том, что при передаче реальной информации возникают искажения, поскольку при изменении значения передаваемой информации изменяются длительности передач последовательностей сигналов "нулей" и "единиц", когда несколько одинаковых символов передаются подряд и период их передачи возрастает. В этом случае изменяется и амплитуда сигналов и положение их фронтов и спадов. Кроме того, имеется самопроизвольное дрожание сигнала, возникающее при передаче высокочастотных сигналов по линиям межсоединений. При измерении дрожания замеряют граничные значения фронтов и спадов изменяющихся сигналов на уровне максимального порога чувствительности приемника. Замеренное значение выражают в процентах значения периода передаваемого сигнала. Для шины PCI Express максимальное допустимое дрожание составляет 30% периода частоты передаваемого сигнала.

Перекрестные наводки представляют собой передачу энергии из одного сигнального проводника в другой, что приводит к изменению значения напряжения и сдвигу фазы передаваемого сигнала. Перекрестные наводки на дальнем от передатчика конце линии Far-End Crosstalk (FEXT) проявляются на входе приемника, в то время как перекрестные наводки на ближнем конце линии Near-End Crosstalk (NEXT) проявляются у передатчика. Перекрестные наводки в проводниках дифференциальной пары сигналов не влияют на работу шины. В то

же время перекрестные наводки между соседними дифференциальными парами должны быть минимизированы, для чего расстояние между парами проводников должно быть увеличено по сравнению с расстоянием между проводниками в самой дифференциальной паре.

Для нормальной работы линии передачи дифференциальной волновой импеданс между проводниками одной пары межсоединений необходимо поддерживать равным 100 Ом с точностью как минимум 15%. Тесная связь между проводниками дифференциальной пары и увеличенное расстояние между соседними дифференциальными парами проводников позволяет минимизировать как перекрестные наводки, так и электромагнитные наводки Electromagnetic Interference (EMI).

Шина PCI Express предусматривает использование на платах стандартного четырехслойного печатного монтажа, когда сигнальные проводники проводятся по наружным слоям в виде микрополосковых линий [4], а используемый при этом сплошной проводящий слой с постоянным потенциалом находится с одной стороны проводников на внутренних слоях платы.

Четырехслойная печатная плата изготавливается на основе сердечника из двухстороннего фольгированного стеклотекстолита толщиной 1,2 мм, покрытого 0,035 мм медной фольги, используемой в качестве 2- и 3-го слоя. На сердечник с двух сторон с помощью препрега наклеивается медная фольга 1- и 4-го слоев толщиной 0,017 мм. Микрополосковые линии, вытравливаемые на 1- и 4-м слоях, покрываются защитным сплавом, так что толщина микрополосковых линий возрастает до 0,048 мм [5]. Диэлектрическая постоянная слоев препрега, расположенного между наружными и внутренними печатными слоями равна $4,1 \pm 0,3$. С наружных слоев печатная плата закрыта защитной маской толщиной 30 мкм, имеющей диэлектрическую постоянную $4 \pm 0,5$. Разрез типовой четырехслойной печатной платы с микрополосковыми линиями проводников шины PCI Express показан на рис.2. Проходящие по наружным слоям платы передающие и принимающие дифференциальные пары микрополосковых линий связи должны чередоваться, что способствует снижению значения FEXT. Печатные проводники дифференциальной пары шины PCI Express вносятся на 10 см длины дрожание сигнала в 4–20 пс и потери 1,4–2,0 дБ. На дополнительной печатной плате, вставляемой в соединитель, длина печатных проводников дифференциальной пары, проходящих от соединителя до приемо-

22

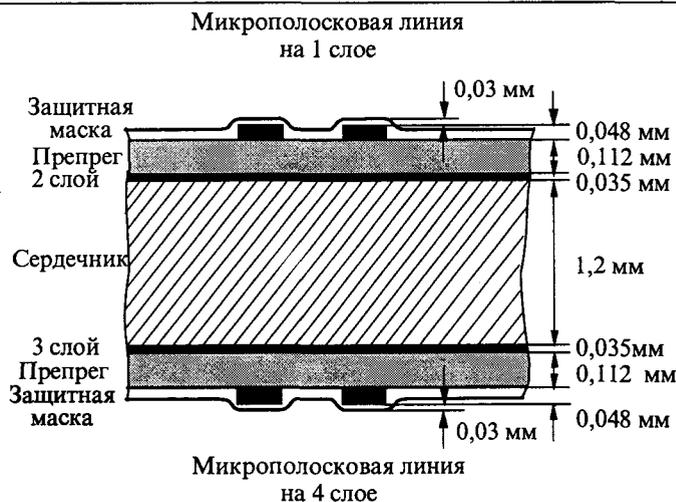


Рис.2. Четырехслойная печатная плата с микрополосковыми линиями проводников шины PCI Express на 1- и 4-м слоях

передатчика устройства, не должна превышать 7,5 см. Поскольку синхронизация данных в шине PCI Express встроена в передаваемый сигнал, то при использовании шины, содержащей в канале связи несколько дорожек, строгого поддержания длин печатных проводников дифференциальных пар не требуется. Однако разницу длин пар проводников дорожек желательно минимизировать, чтобы сократить запаздывание передаваемой по каналу связи информации. В то же время требуется посегментное согласование длин проводников в дифференциальной паре. Длины отдельных проводников пар проводников в сегментах, представляющих собой участки пар проводников однородной конфигурации, проходящие, как правило, между отдельными элементами, через которые эти пары проходят и в которых происходят искажения характеристических сопротивлений цепи, не должны различаться больше, чем на 0,125 мм. Вообще требуется симметрия путей прохождения проводников в одной дифференциальной паре. Изменения дифференциального характеристического волнового сопротивления создают отражения, искажающие передаваемые сигналы, и поэтому нежелательны. В частности, нежелательны резкие повороты проводников на угол 90° . Повороты пар проводников должны быть плавными и на угол не более 45° . Развязывающие конденсаторы одной пары проводников размещаются в одинаковых местах линий межсоединений дифференциальной пары проводников, как можно ближе друг к другу, и имеют одинаковую емкость в диапазоне от 75 до 500 нФ. Размеры конденсаторов желательно минимизировать и они должны быть одинакового размера.



Рис.3. Блок-схема узла передатчика

Последовательная шина со связью двух устройств, основанная на принципе "точка-точка", передающая информацию между устройствами по двум парам проводников, рассматривается в настоящее время как наиболее подходящая замена параллельных шин в компьютерных и связанных применениях, требующих быстрой передачи данных на расстояния в десятки сантиметров как по печатным проводникам, так и по кабелям. На рис.3 показана блок-схема входящего в логический подуровень физического уровня узла передатчика шины PCI Express. Передаваемые данные в виде 16-битного слова 2 байта поступают в регистр передаваемых данных с частотой 125 МГц. Затем побайтно данные передаются в шифратор 8b/10b, где преобразуются в соответствующий 10-битный слог, поступающий в преобразователь параллельного кода в последовательный. Отсюда с тактовой частотой 2,5 ГГц разряды 10-битного кода последовательно передаются по одному на вход входящего в электрический подуровень физического уровня передатчика LVDS и далее в противофазе в сигнальные линии. На рис.4 приведена типовая функциональная схема передатчика LVDS, изготовленного по КМОП технологии и форма его выходных сигналов. Такой передатчик представляет собой мостовой коммутатор тока, к истокам МОП транзисторов *n*- и *p*- типа которого подключены генераторы тока 3,5 мА. Этот ток через два выхода передатчика проходит в противофазе в сигнальные линии D+

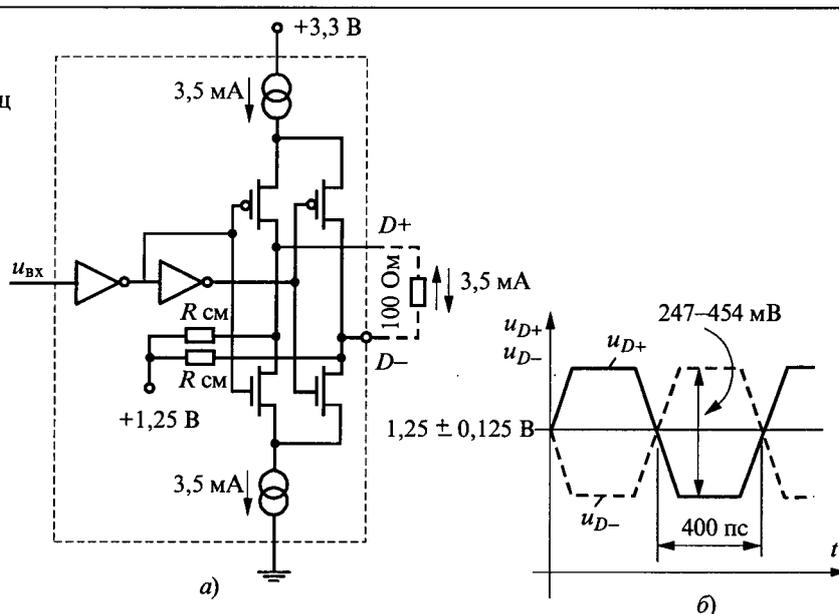


Рис.4. Функциональная схема передатчика LVDS (а) и форма выходных сигналов (б)

и D-. В соответствии со значением передаваемого бита информации ток или вытекает из передатчика в линию D+ и втекает обратно в передатчик из линии D-, или вытекает из передатчика в линию D- и втекает обратно в линию D+. Печатные сигнальные линии D+ и D- имеют дифференциальное характеристическое волновое сопротивление 100 Ом и в приемнике нагружены на согласующее сопротивление 100 Ом, формируя на выходе передатчика номинальное напряжение сигнала ± 350 мВ. Практически, с учетом возможного 30% разброса параметров напряжение на выходе передатчика составляет ± 247 мВ, а максимальное ± 454 мВ. Во время передачи данных изменяется только направление протекания выходного тока через нагрузку, а значение выходного тока остается постоянным и равно в среднем 3,5 мА. При этом ток, потребляемый от источника питания передатчиком во время передачи, практически не меняется, что обеспечивает низкий уровень помех на шине питания при работе передатчика на частоте 2,5 ГГц. Рассеиваемая передатчиком LVDS во время передачи мощность при напряжении питания передатчика 3,3 В составляет всего около 12 мВт. На входном согласующем резисторе 100 Ом в микросхеме приемника рассеивается мощность всего около 1,2 мВт. Средний уровень выходного напряжения передатчика составляет $1,25 \pm 0,125$ В, в обе стороны от которого располагаются в противофазе импульсы напряжения передаваемых сигналов, их размах находится в пределах 247–454 мВ. Однако на вход приемника импульсы напряжения приходят уже с умень-

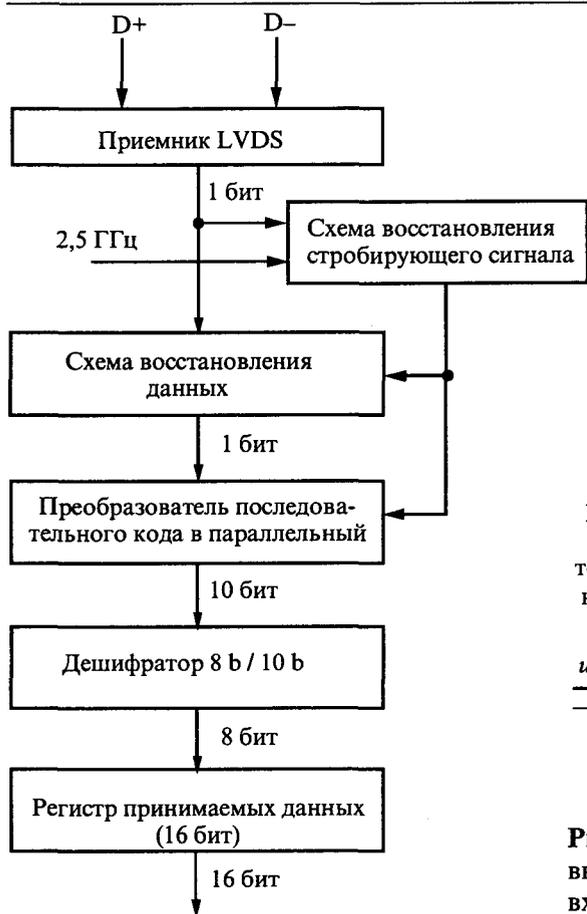


Рис.5. Блок-схема узла приемника

шенным размахом напряжений сигналов и с затянутыми фронтами и спадами импульсов. При прохождении импульсных сигналов от выхода передатчика по печатной полосковой линии на расстояние 25 см, время нарастания и спада импульсов напряжения увеличивается на 80–100 пс, а при расстоянии 30 см эти времена увеличиваются уже на 120 пс. При отсутствии передачи генераторы тока передатчика выключаются, а на выходы D+ и D– через резисторы смещения $R_{см}$ подается напряжение +1,25 В.

На рис.5 приведена блок-схема входящего в логический подуровень физического уровня узла приемника шины PCI Express. Из дифференциальной сигнальной пары линий данных данные D+ и D– в противофазе поступают на вход приемника LVDS. С выхода приемника сигнал поступает на схему восстановления стробирующего прием данных сигнала синхронизации, имеющего частоту 2,5 ГГц. Восстановленный стробирующий сигнал синхронизирует сигнал с выхода приемника в схеме восстановления данных, на выходе которой получается восстановленный последовательный код принимаемых данных. Принимаемые данные преобразуются в преобразователе последовательного кода в параллель-

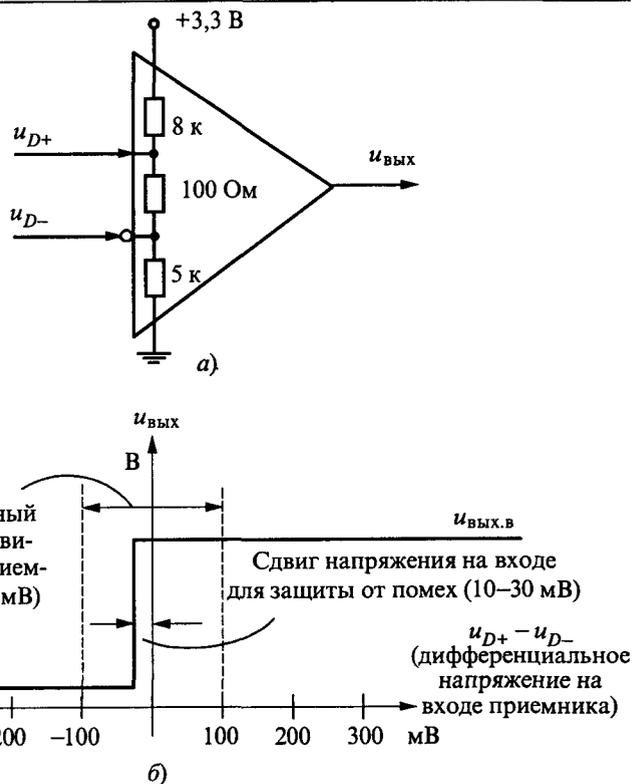


Рис.6. Функциональная схема приемника LVDS (а) и зависимость выходного напряжения от дифференциального напряжения на входе приемника (б) при наличии встроенной схемы сдвига напряжения на входе для защиты от помех

ный в 10-битные слоги, которые в дешифраторе 8b/10b преобразуются в байты принимаемых данных. Байты поступают в 16-битный регистр принимаемых данных, откуда в виде 16-битного, двухбайтного, слога принимаемых данных с частотой 125 МГц передаются в другие узлы микросхемы.

На рис.6 показана типовая функциональная схема выполненного по КМОП технологии приемника LVDS, входящего в электрический подуровень физического уровня, и зависимость выходного напряжения от дифференциального напряжения на входе приемника при наличии встроенной схемы сдвига напряжения на входе для защиты от помех. На дифференциальный вход приемника поступают находящиеся в противофазе входные напряжения U_{D+} и U_{D-} . Когда разность напряжений входных сигналов отрицательна и меньше максимального порога чувствительности приемника, в области отрицательного напряжения (это – 100 мВ) напряжение на выходе приемника низкое, $U_{вых.н}$. Когда разность входных напряжений положительна и больше максимального порога чувствительности приемника, для положительных напряжений (это +100 мВ) напряжение на выходе приемника высокое, $U_{вых.в}$.

Переключение выходного сигнала происходит тогда, когда входной сигнал превышает порог чувствительности приемника. На входе микросхемы приемника используется схема сдвига напряжения на входе для защиты от помех, сформированная подключением к согласующему резистору сопротивлением 100 Ом резисторов, подсоединенных к напряжению питания +3,3 В и уровню "земли". Возникающий при этом ток, проходя через сопротивление 100 Ом, создает сдвиг входного сигнала на 10–30 мВ. Этого достаточно, чтобы при отсутствии входных сигналов, идущих с выхода передатчика, поступающие на вход приемника напряжения шума не вызывали срабатывание усилителя приемника и переключения выходного сигнала. Уже говорилось, что интерференция сигналов на входе приемника при произвольном потоке данных, проходящем от передатчика к приемнику, вызывает дрожание сигнала на входе приемника. Это вызывается использованием метода кодирования сигналов без возврата к нулю (NRZ), при котором значение "нуля" соответствует одному направлению протекания тока через линию и входную согласующую нагрузку приемника, а значению "единицы" соответствует противоположное направление протекания тока. В зависимости от числа идущих подряд сигналов одной полярности, изменение полярности сигнала происходит с разной скоростью, с разной длительностью фронта и спада и начинается и заканчивается на разном уровне напряжения сигнала. Это явление хорошо описывается с помощью "глаз-диаграммы", показанной на рис.7.

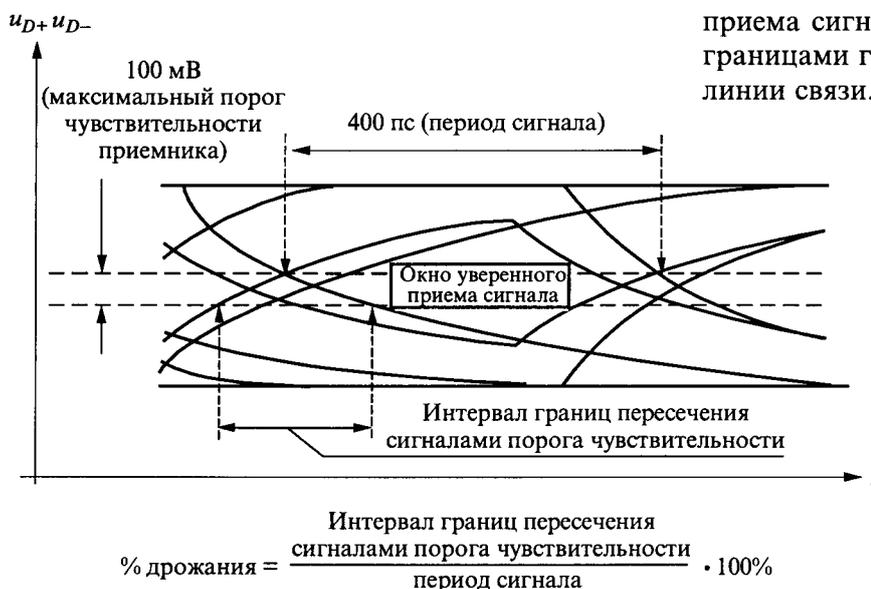


Рис.7. Глаз-диаграмма и окно уверенного приема сигнала на входе приемника

На глаз-диаграмме изображено синхронизированное с периодом передаваемого сигнала сочетание всех возможных вариантов напряжений сигналов U_{D+} и U_{D-} на входе приемника, расположенных друг на друга. Подобная картина получается на экране двухлучевого осциллографа, входы которого подсоединены к входам приемника и который синхронизируется стробирующим сигналом приемника. На глаз-диаграмме видно, что входные сигналы имеют большой разброс длительностей фронта и спада и амплитуды. Глаз-диаграмма характеризуется наличием на ней некоторого центрального пространства, которое выглядит как зрачок глаза, куда не заходят изменения сигнала. Здесь размещается "окно уверенного приема сигнала", в пределах которого приемник осуществляет уверенное считывание входящих на вход приемника импульсных сигналов информации. По времени окно уверенного приема сигнала приемником ограничено крайними допустимыми положениями стробирующего сигнала приемника, а по напряжению ограничено напряжениями максимального порога чувствительности приемника. Если разброс стробирующего сигнала приемника по времени не выходит за границы окна уверенного приема сигнала, а напряжение входных сигналов выходит за границы порога чувствительности приемника, то в момент появления стробирующего сигнала приемника происходит уверенное распознавание уровней входных сигналов. Уверенный прием сигналов информации, приходящей на вход приемника по дифференциальной паре проводников, происходит до тех пор, пока граница окна уверенного приема сигнала не пересекается с внутренними границами глаз-диаграммы на приемном конце линии связи.

Дрожание сигнала определяется в процентах как отношение интервала границ пересечения сигналами максимального порога чувствительности приемника к периоду сигнала. Допустимое дрожание для шины PCI Express составляет 30%, что при периоде сигнала 400 пс соответствует длительности интервала границ пересечения сигнала максимального порога чувствительности 120 пс.

При передаче по шине PCI Express 32-битных, 64-битных и т.д. параллельных слов, последовательные байты информации по

очереди распределяются по дорожкам и затем побитно передаются по соответствующим дорожкам шины. На выходе приемника принимаемые с дорожек последовательные байты развертываются обратно в параллельные слова соответствующей разрядности. В зависимости от требуемой пропускной способности шины может осуществляться последовательная передача всех байтов или по одной дорожке шины PCI Express, или параллельно по нескольким дорожкам.

На механическом уровне шины PCI Express разработаны соединители для 1, 2, 8 и 16 дорожек и соответствующие печатные платы, при этом допускается установка плат, рассчитанных на работу с меньшим числом дорожек, в соединители для большего числа дорожек.

Шина PCI Express, первоначально разрабатываемая для персональных компьютеров и рабочих станций, вообще-то предназначена служить универсальной локальной шиной ввода-вывода для широкого круга разнообразных компьютерных и связанных приложений. Улучшенные свойства шины и возможность увеличения пропускной способности за счет повышения в канале связи шины числа совместно передающих информацию дорожек позволяет шине PCI Express служить универсальным общим недорогим решением в качестве локальной шины ввода-вывода для самых разных устройств: настольных и мобильных ПК, рабочих станций и серверов, устройств связи и управляющих компьютерных устройств, встраиваемых в оборудование управляющих систем. Линейно изменяя свою пропускную способность в 32 раза шина PCI Express призвана удовлетворить запросы широкого круга компьютерных и коммуникационных систем следующего десятилетия. Важно отметить, что массовое внедрение шины PCI Express в ПК приводит к обеспечению ее необходимой микросхемной базой и делает перспективным ее использование и в различных управляющих компьютерах.

Приемопередатчики шины PCI Express изготавливаются по стандартной КМОП полупроводниковой технологии и могут легко встраиваться в различные цифровые микросхемы, обеспечивая достижение высокого уровня интеграции.

Первые образцы кристаллов с приемопередатчиками шины PCI Express появятся в продаже уже в 2003 г. Особенно эффективным окажется создание коммутаторов шины PCI Express, так как при этом образуется одноранговая связь подключенных к коммутатору устройств, где каждое устройство может связываться с каждым через коммутатор, минуя микропроцессор и опе-

ративную память. Шина PCI Express заменит часть ранее используемых в ПК шин, но не вызовет в ПК серьезных изменений архитектуры, которая уже установилась и которая создавалась и создается не для того, чтобы удобно внедрять новые технологии, а для того чтобы снизить стоимость ПК.

Шина PCI Express через мосты может соединяться с внешними шинами компьютера IEEE 1394b и USB2.0, используемыми для подключения высокопроизводительных периферийных устройств. Через мосты шина PCI Express также соединяется с гигабитной локальной вычислительной сетью (ЛВС) Gigabit Ethernet, а в дальнейшем и с 10-гигабитной ЛВС 10 Gigabit Ethernet.

Использование универсальной шины PCI Express позволяет в самом ПК обойтись без дополнительных аппаратных шин, оставив только специализированные параллельные шины процессора и памяти и специализированную последовательную шину Serial ATA подключения к системам хранения информации, работающую аналогично шине PCI Express первоначально на частоте 1,5 ГГц, с возможностью в дальнейшем ее увеличения, и обеспечивающую подключение по кабелю всего с 4 сигнальными проводниками длиной до 1 м к системной плате ПК накопителей на жестких магнитных дисках, накопителей CD и DVD и т.д. При этом последовательная шина Serial ATA также сохраняет все программное обеспечение, которое было создано для ее предшественницы – параллельной шины ATA.

Спецификации шины PCI Express включают базовую спецификацию, спецификацию на платы, спецификацию для мобильных устройств Mini PCI Express, спецификацию на мосты между шиной PCI Express и шинами PCI и PCI-X, а также еще ряд спецификаций. В шину PCI Express включен ряд улучшений, в том числе улучшен механизм детектирования и коррекции ошибок, улучшено управление питанием, расширено пространство конфигурации и т.д.

Спецификации шины PCI Express выпускает и распространяет организация PCI Special Interest Group (PSI-SIG), в которую входят более 780 различных фирм [6]. При этом необходимо помнить, что открытые спецификации шин и вообще открытые стандарты для встраиваемых управляющих компьютерных систем часто создаются на основе спецификации и стандартов, используемых в ПК.

Так, в частности, было и с шиной ввода-вывода второго поколения PCI, на основе которой

было разработано поколение высокопроизводительных функционально-модульных управляющих компьютеров Compact PCI [7].

Можно полагать, что локальная шина ввода-вывода PCI Express бесспорно является одним из главных претендентов на шину функционально-модульных управляющих компьютеров нового поколения.

Первое поколение шины PCI Express было сформировано в 2002 г., а уже в 2006 г. ожидается появление ее второго поколения.

В статье рассмотрены лишь основные особенности локальной шины ввода-вывода третьего поколения PCI Express. Более подробно ознакомиться с детальным устройством и архитектурой шины PCI Express можно в [8].

В заключение необходимо отметить, что в настоящее время информационная индустрия начинает переходить к следующей эре, эре конвергентных устройств, в которых происходит слияние, конвергенция и стирание различий между компьютерными и коммуникационными устройствами. При этом вычислительные устройства беспрепятственно связываются друг с другом, а устройства связи легко выполняют необходимые для их работы вычисления и предоставляют пользователю необходимую информацию. Новая эра получила название "компьютинг" и происходит от английского Computing, образованного объединением слов COM-Mimication и comPUTING. В эту новую эру большое значение приобретут беспроводные соединения устройств по радиоканалам. Большой интерес, в частности, представляет новая технология ультраширокополосных систем радиосвязи Ultra Wideband (UWB), которая позволит уже первоначально передавать данные с пропускной способностью 100 Мбит/с, а в дальнейшем до 500 Мбит/с, на расстояние 5–7 м, а затем и до 15 м, но с уменьшенной пропускной способностью.

Ультраширокополосная связь основана на совершенно новой технологии передачи множества закодированных узких импульсов малой мощности и наносекундной длительности в широком диапазоне частот, а не на передаче модулированных гармонических сигналов на несущей частоте, используемых существующими системами радиосвязи. При небольшой мощности передатчика сигнала и низком уровне энергопотребления передача ведется на частотах сверхширокого спектра, от 3,1 до 10,5 ГГц, и радиосигналы получают шумоподобны, не отличаясь по уровню от фонового радиоизлучения. Слабые сигналы, распространяющиеся по

широкому спектру частот, могут легко транслироваться параллельно с уже используемыми сигналами радиопередач, не создавая для них заметных помех.

Технология UWB позволяет поэтому обслуживать одновременно в одном месте большое число пользователей быстродействующей связью, поскольку передаваемые шумоподобные сигналы обеспечивают существенное повышение плотности скорости передачи информации, на порядок превосходящей показатели существующих систем радиосвязи.

Фирма "Intel" собирается интегрировать в кристаллы системной логики, изготавливаемые по стандартной КМОП технологии, все элементы приемопередатчика UWB, включая пассивные элементы, усилители и детекторы. При этом все элементы, обеспечивающие радиосвязь по технологии UWB, займут лишь небольшую часть кристалла микропроцессора.

Системы ультраширокополосной беспроводной радиосвязи UWB уже в ближайшее время смогут стать стандартным радиоканалом для общения ПК, карманных компьютеров, бытовой электроники, встроенных управляющих компьютеров друг с другом и с периферийным оборудованием и заменить многие проводные шины внутри самого компьютера, обеспечив связь с монитором, клавиатурой, принтером и т.д.

Беспроводная система связи UWB ускоряет переход к всемирному информационному обществу, в котором все пользователи и различное оборудование, имеющие доступ к глобальной информационной сети, будут получать информационное и вычислительное обслуживание и необходимые данные повсюду и всегда. Ожидается, что в дальнейшем к этой информационной сети будут подключаться самые различные датчики, передающие информацию непосредственно в сеть, в результате чего сеть превратится в глобальную сенсорную сеть.

Список литературы

1. Сайт интернета: <http://www.ti.com>
2. Сайт интернета: <http://www.national.com>
3. Сайт интернета: <http://www.fairchildsemi.com>
4. Долкарт В.М., Новик Г.Х. Конструктивные и электрические характеристики многослойных печатных плат. М.: Советское радио, 1974. С.78–85.
5. Сайт интернета: <http://www.intel.com>
6. Сайт интернета: <http://www.pcisig.com>
7. Долкарт В.М. Compact PCI – новое поколение высокопроизводительных функционально-модульных управляющих компьютеров // Электротехника. 1997. № 2. С.58–64.
8. Barry Press. PCI Express: High Performance I/O Architecture. Intel Press, 2002.

Частотные характеристики следящего инвертора с асинхронной ШИМ

АВАНЕСОВА Г.М., АВАНЕСОВ В.М.

Рассматриваются временные и частотные характеристики следящего инвертора. Приводятся основные математические зависимости для мгновенной частоты переключений вентиляльного звена в идеальных условиях и с учетом влияющих факторов; результаты исследований поясняются графиками и диаграммами.

Система релейного управления следящими инверторами является автоколебательной системой [1], мгновенная частота которой определяется заданием, нагрузкой, вектором состояния, напряжением питания и шириной зоны переключений. Частота переключений широтно-импульсной модуляции (ШИМ) $f_{\text{ШИМ}}$ является параметром, определяющим коэффициент пульсаций выходного напряжения и его спектральный состав, динамические потери в активных силовых элементах, массогабаритные показатели реактивных элементов фильтра [2] и теплоотводов, и, наконец, уровень электромагнитных помех.

Преобразователи с релейным регулятором являются системами с управляющими воздействиями в виде разрывных функций вектора состояния и входных воздействий, что выделяет их в класс систем на скользящих режимах [3]. При этом предполагается, что каждая компонента вектора управления (задание и ток нагрузки) в любой момент времени может быть равна одной из набора непрерывных функций вектора состояний и времени. Анализ процессов коммутации на границах зоны переключения, определяемой устройством сравнения (компаратором), включает в себя выбор этих функций и последовательности изменения структуры – переключений [4]. Запишем модель следящего инвертора с асинхронной ШИМ для разных значений функции переключений в пространстве состояний

$$\dot{X}_p = AX_p + B_p G_p; \quad (1)$$

$$G_p = \begin{cases} G_p + (X_p, t) & \text{при } s(t) = s_1; \\ G_p - (X_p, t) & \text{при } s(t) = s_2, \end{cases} \quad (2)$$

где $X_p = [i_{\phi, p} \ u_{н, p}]^T$ – вектор состояния преобразователя для случая модели с разрывной правой частью; A и B – параметрическая и входная матрицы; $G_p = [s \ i_n]^T$ – вектор внешних воздействий;

$s_1(t), s_2(t)$ – значения коммутационной функции на различных интервалах коммутации.

Для трех- и двухуровневой ШИМ при построении автономных инверторов напряжения (АИН) s_i принимает значения соответственно $s_i = -1, 0, 1$ и $s_i = -1, 1$.

Мгновенная частота и коэффициент заполнения. Значение коммутационной функции в текущий момент времени определяется возмущающими воздействиями и состоянием системы. Формирование динамических характеристик путем выбора типа полинома стандартной формы приводит к замкнутой системе с линейной обратной связью по состоянию [5]. Структурная схема замкнутой системы преобразования электроэнергии (рис.1) поясняет модель мгновенной ошибки регулирования. Для модели с разрывной правой частью определим через сигналы корректора U и обратной связи V вектор мгновенного значения ошибки, элементы которого – сигнал, приведенный ко входу релейного элемента, и ток нагрузки:

$$G = U - V = MF - RCX_p, \quad (3)$$

где M, F, R и C – соответственно матрицы корректора, возмущения ($F = [u_3 \ i_n]^T$), регулятора

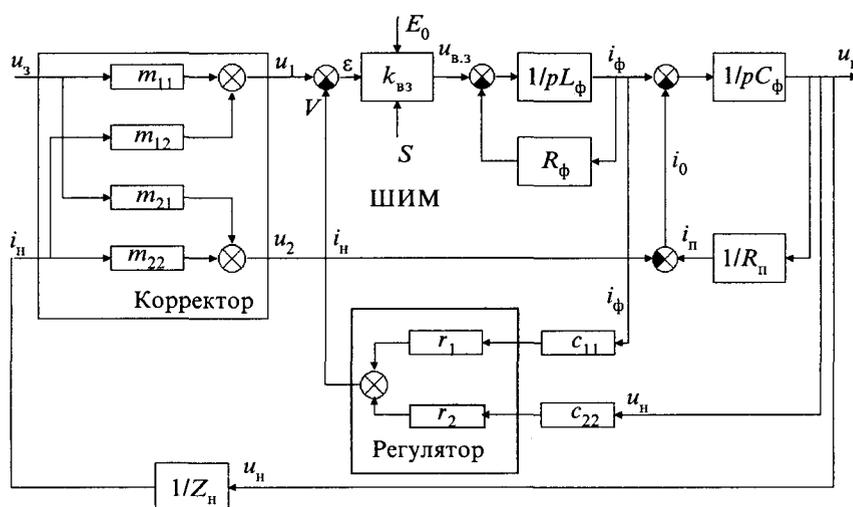


Рис.1. Структурная схема следящего преобразователя в составе силовой схемы и системы управления

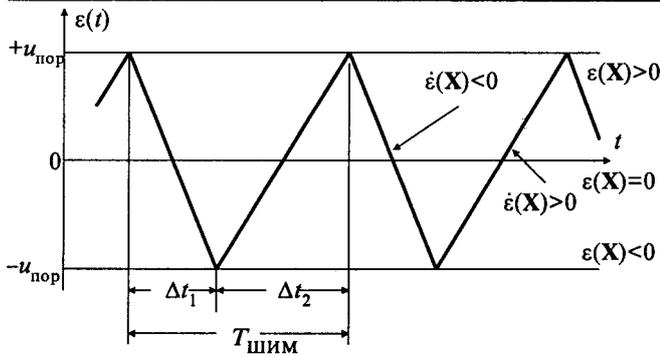


Рис.2. К уравнению мгновенной частоты

и контроля; u_3 – напряжение задания; i_H – ток нагрузки.

Из последнего уравнения оставим строку (верхнюю), формирующую поверхность скольжения системы с разрывным управлением в матрице входа. Преобразуем полноразмерные матрицы в усеченные [5] и перепишем верхнюю строку уравнения (3) для мгновенного значения ошибки ε :

$$\varepsilon = \mathbf{M}_1 \mathbf{F} - \mathbf{R}_1 \mathbf{C} \mathbf{X}_p, \quad (4)$$

где $\mathbf{M}_1 = [m_{11} \ m_{12}]$, $\mathbf{R}_1 = [r_1 \ r_2]$ – блочные подматрицы.

Мгновенное значение интервалов коммутации определяется как интервал времени изменения сигнала ошибки $\varepsilon(t)$ от нижнего $-u_{\text{пор}}$ до верхнего порогового напряжения $u_{\text{пор}}$ (при $s_1 = 1$) или наоборот (при $s_2 = 0$), как показано на рис.2. Скользящий режим в релейных системах существует в случае, если произведение мгновенных значений сигнала ошибки и его производной отрицательно, т.е. $\dot{\varepsilon}(t) \cdot \varepsilon(t) < 0$. Выражение для производной сигнала ошибки имеет вид:

$$\dot{\varepsilon}(t) = \frac{d\varepsilon(t)}{dt} = \frac{d}{dt} \{ \mathbf{M}_1 \mathbf{F} - \mathbf{R}_1 \mathbf{C} \mathbf{X}_p \}$$

или

$$\dot{\varepsilon}(t) = \mathbf{M}_1 \dot{\mathbf{F}} - \mathbf{R}_1 \mathbf{C} \dot{\mathbf{X}}_p. \quad (5)$$

Подставив в (5) уравнение пространства состояний модели с разрывной правой частью, получим значение мгновенной ошибки как функцию состояния системы с учетом сигнальных возмущений тока нагрузки и напряжения задания:

$$\dot{\varepsilon}(t) = \mathbf{M}_1 \dot{\mathbf{F}} - \mathbf{R}_1 \mathbf{C} (\mathbf{A} \mathbf{X}_p + \mathbf{B}_p \mathbf{G}_p). \quad (6)$$

Допуская, что в режиме непрерывного тока переменные состояния для линейной модели и модели с разрывной правой частью совпадают с точностью до составляющей высокочастотной пульсации $\mathbf{X}_p \approx \mathbf{X}$, получим выражение для мгновенной ошибки линейной модели:

$$\dot{\varepsilon}(t) \approx \mathbf{M}_1 \dot{\mathbf{F}} - \mathbf{R}_1 \mathbf{C} (\mathbf{A} \mathbf{X} + \mathbf{B}_p \mathbf{G}_p). \quad (7)$$

Вектор переменных состояния в установившемся режиме \mathbf{X} инвертора найдем через матричную передаточную функцию $\mathbf{W}(p)$, эквивалентную g -форме четырехполюсника [6]:

$$\mathbf{X}(p) = \begin{bmatrix} i_\Phi(p) \\ u_H(p) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} W_{11}(p) & W_{12}(p) \\ W_{21}(p) & W_{22}(p) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_3(p) \\ i_H(p) \end{bmatrix}. \quad (8)$$

Переходя к функциям времени, запишем модули и аргументы ПФ матрицы $\mathbf{W}(p)$ для частоты задания Ω :

$$|W_{ik}(j\Omega)| = \sqrt{[\text{Re}\{W_{ik}(j\Omega)\}]^2 + [\text{Im}\{W_{ik}(j\Omega)\}]^2}, \quad (9)$$

$$\psi_{ik}(j\Omega) = \text{Arg}\{W_{ik}(j\Omega)\} = \arctg \left(\frac{\text{Im}\{W_{ik}(j\Omega)\}}{\text{Re}\{W_{ik}(j\Omega)\}} \right). \quad (10)$$

Оператор тока нагрузки, входящий в уравнение для вектора состояния, определяется модулем комплексного сопротивления $|Z_H|$ и коэффициентом мощности нагрузки $\cos \varphi_H$, откуда следует функция времени тока нагрузки:

$$I_{mH} = \frac{U_{mH}}{|Z_H|} \sin(\Omega t + \varphi_H) = \frac{U_{mH} K_{21}}{|Z_H|} \sin(\Omega t + \psi_{21} + \varphi_H). \quad (11)$$

Запишем уравнение (8) с учетом выражения для тока нагрузки в функциях времени:

$$\begin{bmatrix} i_\Phi(t) \\ u_H(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} K_{11} \sin(\Omega t + \psi_{11}) \times \rightarrow \\ K_{21} \sin(\Omega t + \psi_{21}) \times \rightarrow \\ \rightarrow \times K_{12} K_{21} \sin(\Omega t + \psi_{12} + \psi_{21} + \varphi_H) \\ \rightarrow \times K_{22} K_{21} \sin(\Omega t + \psi_{22} + \psi_{21} + \varphi_H) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 \\ 1/|Z_H| \end{bmatrix} U_{m3} \quad (12)$$

или в g -форме параметров четырехполюсника:

$$\begin{bmatrix} i_\Phi(t) \\ u_H(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} g_{11}(t) & g_{12}(t) \\ g_{21}(t) & g_{22}(t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{m3} \\ U_{m3}/|Z_H| \end{bmatrix} = \mathbf{g}(t) \mathbf{F}. \quad (13)$$

Производная вектора возмущения, входящая в выражение производной ошибки, получена на основании выражения для тока нагрузки в установившемся режиме работы:

$$\begin{aligned} \mathbf{M}_1 \dot{\mathbf{F}} &= U_{m3} \mathbf{M}_1 \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \sin(\Omega t) \\ \frac{K_{21} \sin(\Omega t + \psi_{21} + \varphi_H)}{|Z_H|} \end{bmatrix} \\ &= \Omega U_{m3} \left(m_{11} \cos(\Omega t) + \frac{m_{12} K_{21}}{|Z_H|} \cos(\Omega t + \psi_{21} + \varphi_H) \right). \quad (14) \end{aligned}$$

Принимая во внимание производную вектора возмущения (14) и выполнив подстановку (13) в уравнение (7), получим результирующее выражение для производной сигнала ошибки:

$$\dot{\varepsilon}(t) = U_{m3} \left(\Omega M_1 \left[\frac{K_{21}}{|Z_H|} \cos(\Omega t + \psi_{21} + \varphi_H) \right] + R_1 C \times \left\{ \mathbf{A}g(t) \left[\frac{1}{|Z_H|} \right] U_{m3} + \mathbf{B}_p \left[U_3 \frac{K_{21}}{|Z_H|} \cos(\Omega t + \psi_{21} + \varphi_H) \right] \right\} \right) \quad (15)$$

В идеале скользящий режим на основной частоте коммутаций (без гармоник и субгармоник [7]) и неизменной траектории переключения существует внутри зоны переключений на интервале изменения сигнала ошибки $-u_{пор} < \varepsilon(X) < u_{пор}$. Определим модель релейного элемента следующими условиями для АИН с двухуровневой и трехуровневой ШИМ соответственно:

$$s(t) = \begin{cases} -1, & \text{если } \varepsilon(X) > u_{пор} \text{ или} \\ & \text{если } \dot{\varepsilon}(X) < 0 \text{ и } |\varepsilon(X)| < u_{пор}; \\ 1, & \text{если } \varepsilon(X) < -u_{пор} \text{ или} \\ & \text{если } \dot{\varepsilon}(X) > 0 \text{ и } |\varepsilon(X)| < u_{пор}; \end{cases} \quad (16)$$

$$s(t) = \begin{cases} 0, & \text{если } \varepsilon(X) > u_{пор} \text{ или} \\ & \text{если } \dot{\varepsilon}(X) < 0 \text{ и } |\varepsilon(X)| < u_{пор}; \\ 1, & \text{если } \varepsilon(X) < -u_{пор} \text{ или} \\ & \text{если } \dot{\varepsilon}(X) > 0 \text{ и } |\varepsilon(X)| < u_{пор}. \end{cases} \quad (17)$$

Условия записи для коммутационной функции при идеальном режиме скольжения [8] приводят к уравнениям для интервалов времени от коммутации до коммутации:

$$\Delta t_1 = -\frac{2u_{пор}}{\dot{\varepsilon}(X)} \text{ при } s(t) = 0, \dot{\varepsilon}(X) < 0; \quad (18)$$

$$\Delta t_2 = \frac{2u_{пор}}{\dot{\varepsilon}(X)} \text{ при } s(t) = 1, \dot{\varepsilon}(X) > 0. \quad (19)$$

Заметим, что в выражение для производной ошибки (15) входит значение коммутационной функции, которое определяет знак производной (нарастание или убывание). При расчетах для трехуровневой ШИМ для $s(t) = -1$ и $s(t) = 0$ в выражениях (18) и (19) следует изменить знаки на противоположные.

Частота переключения и временные интервалы в реальной системе. Полученные уравнения для временных интервалов соответствуют идеальным элементам, не имеющим задержек при переключении. В реальных системах время задержки переключения (учитываются задержки

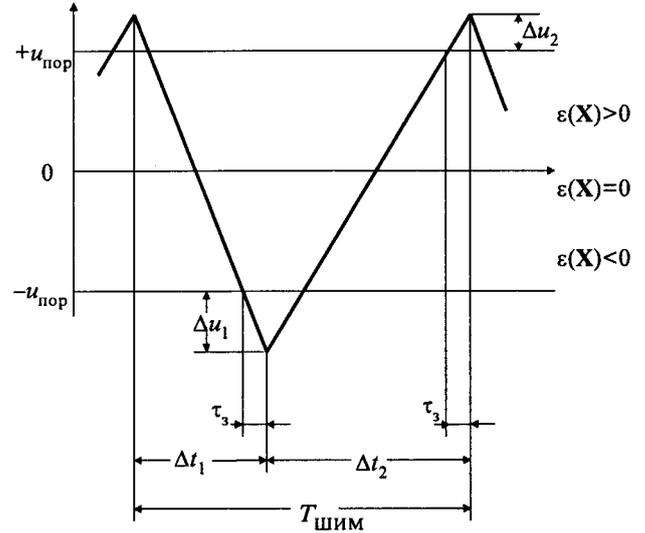


Рис.3. Временная диаграмма изменения сигнала ошибки

компаратора, драйверов, времена переключения силовых ключей) τ_3 приводит к увеличению временных интервалов состояния ключей "открыто", "закрыто" и снижению частоты переключений. Временная диаграмма на рис.3 показывает, что задержка влияет двояко: во-первых, увеличивается ширина зоны переключений на Δu_1 ; во-вторых, на τ_3 возрастает длительность импульса и паузы ШИМ:

$$\Delta t_1 = -\frac{2u_{пор} + \Delta u_2}{\dot{\varepsilon}(X)_-} + \tau_3 = -\frac{2u_{пор} + \tau_3}{\dot{\varepsilon}(X)_-} + \tau_3; \quad (20)$$

$$\Delta t_2 = \frac{2u_{пор} + \Delta u_2}{\dot{\varepsilon}(X)_+} + \tau_3 = \frac{2u_{пор} + \tau_3}{\dot{\varepsilon}(X)_+} + \tau_3, \quad (21)$$

где $\dot{\varepsilon}(X)_-$, $\dot{\varepsilon}(X)_+$ – значения производных при уменьшении и увеличении сигнала ошибки соответственно.

Из последних уравнений получены функции мгновенной частоты ШИМ $f_{ШИМ}$ и коэффициента заполнения импульсов $\sigma_{ШИМ}$:

$$f_{ШИМ} = \frac{v}{2\pi} = \frac{1}{\Delta t_1 + \Delta t_2}; \quad \sigma_{ШИМ} = \Delta t_2 f_{ШИМ}. \quad (22)$$

Исследования показали, что частотные и временные характеристики ШИМ определяются типом полинома и числом уровней ШИМ. Для следящего автономного инвертора (параметры указаны в [5]) на рис.4 и 5 отражены зависимости мгновенной частоты и длительности импульса соответственно с трех- и двухуровневой ШИМ для частоты задания 50 Гц. Частота переключений моделировалась в системе MathCAD [9], сравнивалась с расчетами АИН

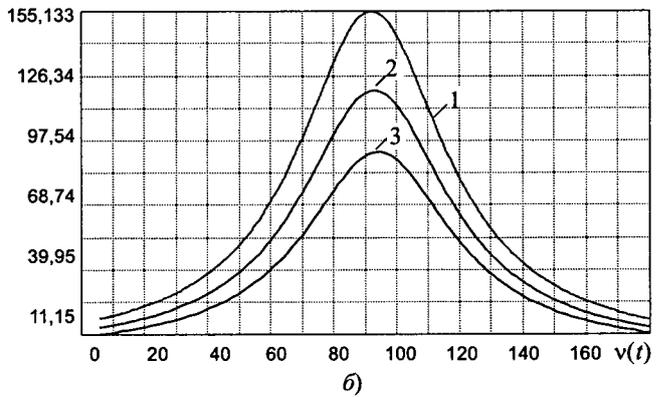
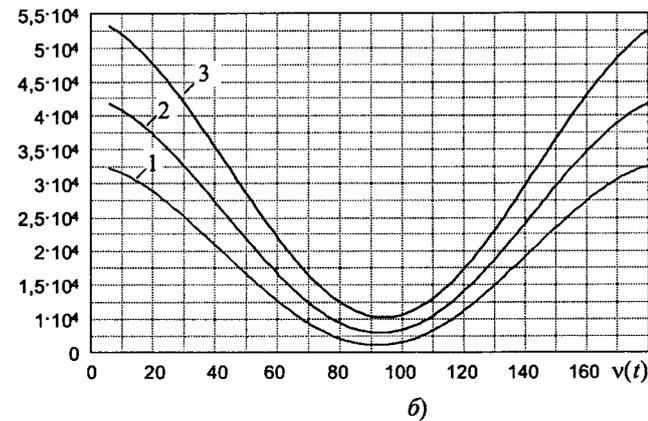
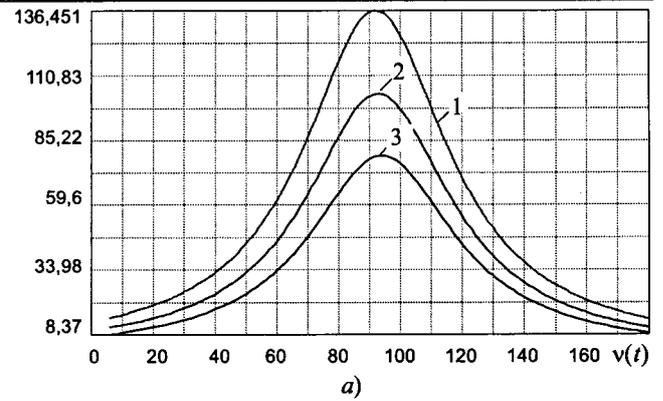
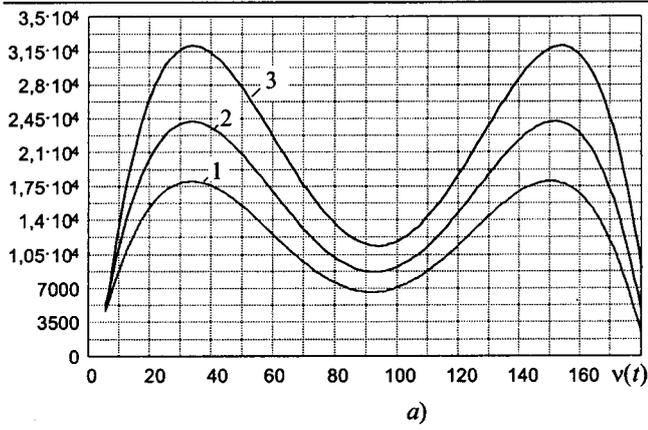


Рис.4. Зависимость мгновенной частоты для трехуровневой (а) и двухуровневой (б) ШИМ:

1 – полином, обеспечивающий минимум ошибки; 2 – полином Баттерворта; 3 – биномиальный полином

Рис.5. Зависимость времени импульса для трехуровневой (а) и двухуровневой (б) ШИМ:

1 – полином, обеспечивающий минимум ошибки; 2 – полином Баттерворта; 3 – биномиальный полином

пакета проектирования электронных схем PSPICE 5.1 и сопоставлялась с результатами вычислений с применением дискретных передаточных функций [10]; расхождения для значений временных интервалов составили 4–8%. Отметим, что среднее за период ШИМ значение выходного напряжения (определяемое коэффициентом заполнения σ) мало зависит от числа уровней ШИМ и по форме незначительно отличается от синусоиды для всех видов полиномов (рис.6). В таблице сравниваются частотные характеристики для различных видов ШИМ и полиномов. Увеличение частоты задания приводит к изменениям временных параметров модуля-

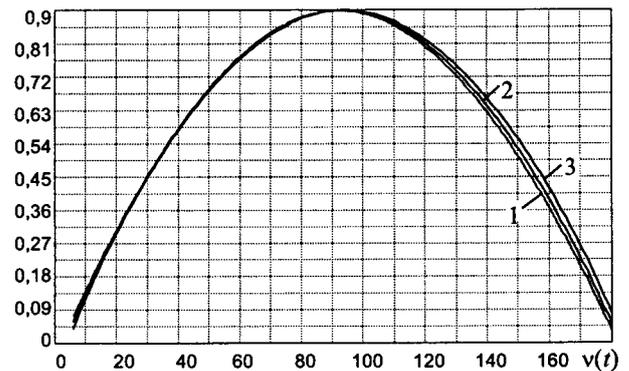


Рис.6. Зависимость коэффициента заполнения для трехуровневой ШИМ

Частотные характеристики инверторов со следящей асинхронной ШИМ

Широтно-импульсная модуляция	Тип полинома	Значения частот, кГц			Значение статической ошибки		Уровень пульсаций, %
		f_{max}	f_{min}	$f_{min\ max}$	по амплитуде, %	по фазе, град	
ШИМ3	Минимума интеграла от квадрата ошибки	31,8	3,1	6,7	-0,05	-2,02	2,20
	Баттерворта	240	3,2	8,7	-0,11	-2,85	1,70
	Биномиальный	31,90	3,3	17	-0,24	-4,02	0,96
ШИМ2	Минимума интеграла от квадрата ошибки	32	6,2	-	-0,05	-2,11	1,20
	Баттерворта	420	80	-0	-0,11	-2,98	0,40
	Биномиальный	530	10,5	-0	-0,24	-4,21	<0,21

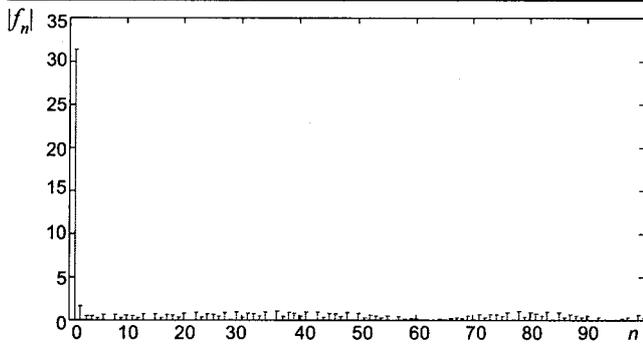


Рис.7. Спектр частот следящей трехуровневой ШИМ (биномиальная форма полинома)

ции: для частоты 150 Гц наблюдается увеличение мгновенной частоты ШИМ примерно на 2–5% и уменьшение длительности импульса в пределах 5–8%. Расчет спектральных составляющих выходного напряжения следящих преобразователей аналитическими методами вызывает определенные трудности, в первую очередь за счет качания частоты в широкой полосе, импульсного характера колебаний и переменного коэффициента заполнения [11], и проводился с использованием встроенных функций пакета MathCAD. При использовании трехуровневой ШИМ (на рис.7 показан спектр импульсной последовательности) в спектре выходного напряжения наблюдается увеличение четных гармоник, причем их уровень мало зависит от типа полинома. Особенно заметен рост второй гармоники, которая является следствием нечеткого "размытого" перехода синусоиды выходного напряжения через нулевую линию. Уменьшение зоны переключений (напряжения гистерезиса) влечет за собой увеличение частоты переключений и динамических потерь в силовых элементах и мало влияет на уровень второй гармоники.

Частотные характеристики АИН мало зависят от значения и характера нагрузки. Вычислительный эксперимент показал, что в переходном режиме частота изменяется в сторону уменьшения (увеличиваются интервалы "замкнуто" при увеличении нагрузки и "разомкнуто" при уменьшении) для регулирования энергопотока. Фазам переключения свойственна неопределенность: в результате любого внешнего возмущения (источник питания, задание или нагрузка) процесс переключений нарушается и текущая последовательность коммутаций отличается от первоначальной. Замкнутые системы преобразования остаются устойчивыми за счет достаточного запаса по фазе (годограф на рис.8) для всех типов полиномов.

Выводы

1. Разработан математический аппарат для определения динамических характеристик следящих ав-

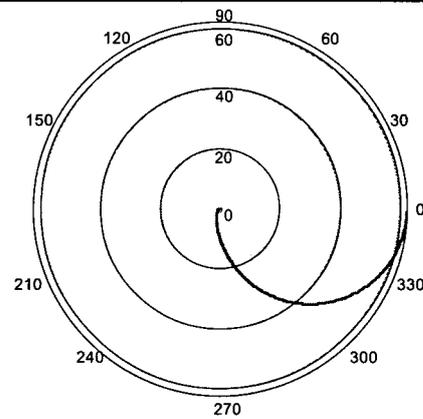


Рис.8. Годограф преобразовательной системы для выходного напряжения (длина вектора – в относительных единицах)

тономных инверторов с разомкнутой структурой.

2. Получены зависимости мгновенных значений периода коммутации и коэффициента заполнения для различных форм полиномов.

3. Определены и проанализированы частотные характеристики и спектры для различных видов ШИМ инверторов.

Список литературы

1. Статические агрегаты бесперебойного питания / Под ред. Ковалева Ф.И. М.: Энергоатомиздат, 1992.
2. Розанов Ю.К. Полупроводниковые преобразователи со звеном повышенной частоты. М.: Энергоатомиздат, 1987.
3. Уткин В.И., Орлов Ю.В. Теория бесконечномерных систем управления на скользящих режимах М.: Наука, 1990.
4. Уткин В.И. системы с переменной структурой: состояние, проблемы, перспективы // Автоматика и телемеханика. 1983. № 9. С.5–25.
5. Аванесов В.М. Инвариантное управление следящим инвертором напряжения // Электротехника. 1998. №7. С.34.
6. Бессонов Л.А. Теоретические основы электротехники. Высшая школа, 1973.
7. Шипилло В.П., Чикотило И.И. Устойчивость замкнутой системы с широтно-импульсным преобразователем. // Электричество. 1978. №1. С.50–53.
8. Ramon O. Saceres, Ivo Barbi. A boost DC-AC Converter: Analysis, Design and Experimentation // IEEE Trans. on Power Electronics. 1999. Vol. 14, №1. P. 134–141.
9. Дьяконов В.П. Справочник по MathCAD PLUS 6.0 PRO. М.: СК Пресс, 1997.
10. Аванесов В.М., Кудинов П.Н. Синтез следящей системы управления автономного инвертора // Промышленная энергетика. 1999. №2. С.28–33.
11. Гоноровский И.С., Демин М.П. Радиотехнические цепи и сигналы. М.: Радио и связь, 1994.

Аванесова Галина Михайловна – старший преподаватель кафедры математики и информатики Российского государственного торгово-экономического университета. Окончила Кубанский государственный университет в 1999 г. Область интересов – математическое моделирование технических и экономических систем.

Аванесов Владимир Михайлович – начальник лаборатории Краснодарского военно-энергетического предприятия, член IEEE. Окончил Краснодарское высшее военное командно-инженерное училище ракетных войск в 1991 г. В 1996 г. защитил кандидатскую диссертацию по адаптивному управлению многофазными вентиляльными преобразователями. Область интересов – управление устройствами силовой электроники.

Использование метода полиномиальных уравнений для синтеза микропроцессорных систем управления электроприводами¹

ИШМАТОВ З.Ш.

Рассмотрен метод синтеза регуляторов цифровых систем управления электроприводами, основанный на аппарате полиномиальных уравнений. Метод позволяет получить гарантированно работоспособные и реализуемые цифровые регуляторы, обеспечивающие устойчивость, грубость, требуемые качество и точность проектируемой системы, отсутствие в ней скрытых колебаний. Более 15 лет данный метод используется при проектировании электроприводов постоянного и переменного тока.

Синтез цифровых систем управления электроприводами (ЭП), как правило, основывается на традиционных методиках, известных из теории непрерывных систем управления. Обычно используется два подхода. Первый основан на синтезе непрерывного регулятора одним из известных методов с последующим переводом его в цифровую форму. Второй предполагает синтез цифрового регулятора традиционными методами, адаптированными к особенностям цифровых систем. Но, как показывает опыт многочисленных разработок, при любом из указанных подходов не учитываются в полной мере такие специфические особенности цифровых систем электропривода, как дискретность элементов объекта (например, полупроводникового преобразователя) и системы управления, влияние вычислительного запаздывания. Кроме того, объект управления в цифровых системах практически всегда является неминимальнофазовым, что делает некорректным использование известных методов синтеза, предполагающих, как правило, минимальнофазовость объекта управления.

В результате такие подходы приводят к получению систем с качеством, заметно уступающим качеству непрерывных систем, с колебаниями регулируемых координат между моментами квантования (так называемыми скрытыми колебаниями), а зачастую и неработоспособных систем. В качестве примера на рис.1 приведены графики частоты вращения и тока якоря двигателя в цифровой системе регулирования скорости электропривода постоянного тока с явно выраженными скрытыми колебаниями. Поэтому разработка методов синтеза, свободных от указанных недостатков, является весьма актуальной задачей.

¹ Печатается в порядке обсуждения.

In the paper method of synthesis electrical drives with microprocessor control systems, based on the use of the apparatus of polynomial-type equations, are given. A peculiarity of the method is that already on the initial stages of synthesis it is possible to enter restrictions, allowing to ensure, rough tuning, realization possibility, absence of hidden fluctuations and low sensitivity to parameters changing of the object. This method used for design electrical drives more than 15 years.

Рассмотрим метод синтеза, основанный на использовании аппарата полиномиальных уравнений и позволяющий учесть указанные требования.

Методика синтеза дискретных систем методом полиномиальных уравнений [1,2] гарантирует работоспособность синтезированной системы электропривода. Заметим, что система считается работоспособной, если выполняются условия "грубости" и устойчивости. "Грубой" считается система, в которой при малых вариациях внешних условий (в том числе и параметров объекта) вариации выхода системы также остаются малыми [1].

В зависимости от требований, предъявляемых к ЭП, выделим три варианта синтеза таких систем:

1. Необходимо выполнить только условие работоспособности при заданном виде переходных процессов, т.е. к системе предъявляются только условия грубости и устойчивости.

2. Кроме условия работоспособности необходимо выполнить условие отсутствия скрытых колебаний.

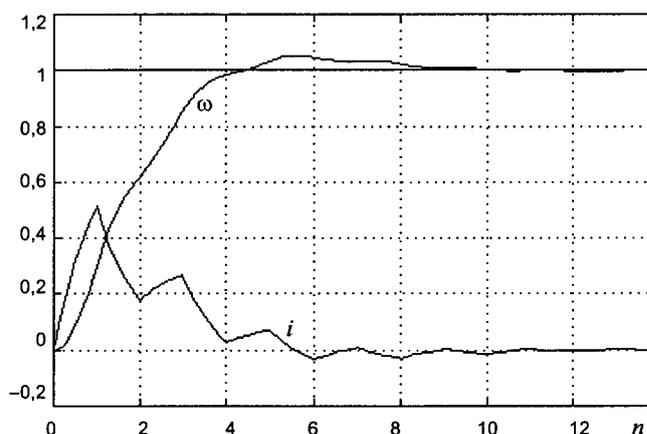


Рис.1. Скрытые колебания в контуре регулирования скорости при единичном ступенчатом входном воздействии

3. Кроме обеспечения условий работоспособности и отсутствия скрытых колебаний необходимо, чтобы синтезируемая система имела минимальную чувствительность к изменению параметров объекта, что, как известно, соответствует отсутствию дополнительных составляющих процесса при вариации параметров объекта.

Очевидно, что необходимость выполнения дополнительных условий приводит к снижению быстродействия ЭП, поэтому наиболее высокое быстродействие может быть обеспечено первым вариантом синтеза. Это соответствует группе электроприводов высокого быстродействия, для которых наличие скрытых колебаний в ряде случаев можно допустить, так как связанные с колебаниями дополнительные потери из-за небольшой мощности ЭП незначительны, а увеличение быстродействия и связанное с ним улучшение качества продукции или увеличение производительности окупает дополнительные потери энергии. Для группы электроприводов среднего и низкого быстродействия, часто относящихся к приводам средней и большой мощности, скрытые колебания, как правило, нежелательны, так как ведут к значительным потерям электроэнергии и ускоренному износу механической части электропривода. Поэтому синтез для этой группы электроприводов должен производиться по второму или третьему вариантам. При выборе варианта синтеза следует также учитывать возможность изменения параметров объекта регулирования в процессе эксплуатации. Если изменение параметров объекта регулирования значительно, то для уменьшения чувствительности замкнутой системы предпочтительнее использовать третий вариант синтеза.

Обобщенная модель объекта регулирования

Анализ литературы показывает, что для подавляющего большинства систем электропривода дискретную передаточную функцию (ДПФ) объекта регулирования можно записать в следующем обобщенном виде:

$$W_0(p) = \frac{P(z)}{(z-1)^i Q(z)}, \quad (1)$$

где $i = 0, 1, 2$ – количество интегрирующих звеньев в объекте управления; $Q(z)$ – полином от z степени n_Q , не имеющий нулей в точке $z = 1$; $P(z)$ – полином от z степени n_P , причем $n_P \leq n_Q + i$.

Представим полином числителя в виде: $P(z) = P_-(z)P_+(z)$, где $P_-(z)$ – полином, содержащий все неустойчивые (по модулю большие единицы) нули объекта; $P_+(z)$ – полином, содержащий все устойчивые нули объекта. Знаменатель

ДПФ (1) содержит, как правило, устойчивые полюсы ($Q(z)$) и i нейтральных полюсов $z=1$, которые при синтезе относят к неустойчивым полюсам.

Первый вариант синтеза

Система будет грубой [1], если ДПФ замкнутого контура $G(z)$ содержит все неустойчивые нули объекта, т.е. $P_+(z)$, а ДПФ ошибки $1 - G(z)$ содержит все неустойчивые полюсы объекта, т.е. $(z-1)^i$. Учитывая это, запишем:

$$G(z) = P_+(z) \frac{M(z)}{A(z)}; \quad (2)$$

$$1 - G(z) = (z-1)^i \frac{N(z)}{A(z)}, \quad (3)$$

где $M(z)$ и $N(z)$ – искомые полиномы регулятора степени n_M и n_N соответственно; $A(z)$ – характеристический полином замкнутой системы степени n_A , который при синтезе подлежит выбору.

Заметим, что устойчивость синтезируемой системы регулирования определяется характеристическим полиномом $A(z)$. Поэтому соответствующим выбором его коэффициентов можно заранее обеспечить выполнение второго условия работоспособности синтезируемой системы – ее устойчивость.

Так как (3) представляет собой ДПФ ошибки системы по управляющему воздействию, то в синтезируемой системе обеспечивается порядок астатизма, равный i . В тех случаях, когда желаемый порядок астатизма по управляющему воздействию $r_u > i$, условие (3) должно иметь вид

$$1 - G(z) = (z-1)^{i+j} \frac{N(z)}{A(z)}, \quad (4)$$

где j – количество интегрирующих звеньев в регуляторе; $r_u = i + j$.

Если же задан желаемый порядок астатизма по возмущающему воздействию r_v , то учет однозначной связи между r_u и r_v :

$$r_u = r_v + j, \quad (5)$$

имеющей место для подавляющего большинства электроприводов, позволяет от r_v перейти к r_u и воспользоваться формулой (4). Исключая из (2) и (4) $G(z)$, получим полиномиальное уравнение синтеза, обеспечивающее выполнение условия работоспособности:

$$P_+(z)M(z) + (z-1)^{i+j}N(z) = A(z). \quad (6)$$

Найдем в общем виде ДПФ регулятора, воспользовавшись для этого соотношениями, которые можно получить из предположения, что $W_p(z)$ – последовательное корректирующее уст-

ройство в системе с единичной отрицательной обратной связью:

$$G(z) = \frac{W_p(z)W_0(z)}{1 + W_p(z)W_0(z)}; \quad (7)$$

$$1 - G(z) = \frac{1}{1 + W_p(z)W_0(z)}. \quad (8)$$

Эти выражения с учетом (2) и (4) можно переписать в виде:

$$\frac{W_p(z)W_0(z)}{1 + W_p(z)W_0(z)} = P_+(z) \frac{M(z)}{A(z)}; \quad (9)$$

$$\frac{1}{1 + W_p(z)W_0(z)} = (z-1)^{i+j} \frac{N(z)}{A(z)}. \quad (10)$$

Исключив из (9) и (10) $A(z)$, после несложных преобразований найдем ДПФ регулятора:

$$W_p(z) = \frac{Q(z)}{P_-(z)(z-1)^j} \frac{M(z)}{N(z)}, \quad (11)$$

которая содержит только устойчивые нули $P_-(z)$ и поэтому обеспечивает выполнение условия грубости.

Однако в дискретных системах управления кроме условия работоспособности должно выполняться и условие реализуемости регулятора. Последнее означает, что алгоритм регулирования не должен использовать "будущие" значения входного сигнала, а для этого степень числителя $W_p(z)$ не должна превышать степени его знаменателя. Поэтому для регулятора (11) можно записать следующее условие реализуемости:

$$n_Q + n_M \leq n_{P-} + j + n_N. \quad (12)$$

Вместе с тем, если степень числителя $W_p(z)$ меньше степени его знаменателя, то регулятор вносит в контур регулирования дополнительное запаздывание, ухудшая тем самым качество процессов регулирования. Поэтому окончательное условие реализуемости запишем так:

$$n_M = n_N + n_{P-} - n_Q + j. \quad (13)$$

Учет этого выражения, накладывающего ограничения на степени искомых полиномов $M(z)$ и $N(z)$, позволяет при решении полиномиального уравнения (6) выполнить условия реализуемости.

Решение полиномиального уравнения (6) заключается в отыскании коэффициентов полиномов $M(z)$ и $N(z)$. В общем случае такая задача имеет множество решений [2], что позволяет получить ДПФ регулятора различной сложности. Но, очевидно, регулятор должен быть как мож-

но проще для того, чтобы минимизировать время расчета алгоритмов регулирования. Поэтому при решении полиномиального уравнения (6) среди множества его решений необходимо найти так называемое минимальное решение, которое позволит получить регулятор минимальной сложности. Методы отыскания минимальных решений полиномиального уравнения известны и приведены, например, в [2].

Итак, приведенные полиномиальное уравнение синтеза и его решение позволяют осуществить синтез регулятора. Одновременно при этом оптимизируются и параметры регулятора, поскольку в полиномиальное уравнение входит желаемый характеристический полином замкнутой системы.

Второй вариант синтеза

Вернемся к ДПФ регулятора (11), обеспечивающего условие работоспособности синтезируемой системы. Заметим, что в ДПФ регулятора в этом случае входят $P_-(z)$ и $Q(z)$, т.е. происходит компенсация устойчивых нулей и полюсов объекта. Вместе с тем, такой регулятор при $n_{P-} \neq 0$ вызывает скрытые колебания регулируемой координаты. Такие колебания в системах электропривода, как правило, нежелательны. В случае, когда необходимо устранить скрытые колебания, ДПФ замкнутого контура $G(z)$ должна включать в себя весь многочлен $P(z)$ [1,2], т.е. вместо (2) должно иметь место равенство

$$G(z) = P(z) \frac{M(z)}{A(z)}. \quad (14)$$

Исключая из (14) и (4) $G(z)$, получим полиномиальное уравнение синтеза, обеспечивающее устранение скрытых колебаний:

$$P(z)M(z) + (z-1)^{i+j}N(z) = A(z). \quad (15)$$

ДПФ регулятора в этом случае имеет вид

$$W_p(z) = \frac{Q(z)}{(z-1)^j} \frac{M(z)}{N(z)} \quad (16)$$

и отличается от (11) тем, что здесь отсутствует компенсация числителя ДПФ объекта, а компенсируются лишь ее устойчивые полюсы. Условие реализуемости для такого регулятора запишется в виде

$$n_M = n_N + j - n_Q, \quad (17)$$

а решение полиномиального уравнения (15) не имеет особенностей по сравнению с предыдущим.

Третий вариант синтеза

Известно, что компенсация полюсов объекта регулирования обуславливает повышенную чувствительность выходной координаты к изменениям параметров объекта, так как при отклоне-

нии параметров объекта от расчетных нарушается условие полной компенсации полюсов ДПФ объекта, что приводит к увеличению порядка характеристического уравнения против расчетного, т.е. к появлению дополнительных составляющих в переходном процессе. Поэтому в тех случаях, когда необходимо обеспечить низкую чувствительность синтезируемой системы к изменению параметров объекта, ДПФ замкнутого контура должна по-прежнему содержать все нули $W_0(z)$, т.е. $P(z)$, а ДПФ ошибки – все полюсы $W_0(z)$, т.е. $Q(z)(z-1)^i$. Следовательно, третье полиномиальное уравнение синтеза определяется равенством (14) и

$$1 - G(z) = (z-1)^{i+j} Q(z) \frac{N(z)}{A(z)} \quad (18)$$

и имеет вид

$$P(z)M(z) + (z-1)^{i+j} Q(z)N(z) = A(z), \quad (19)$$

а ДПФ регулятора содержит только $M(z)$, $N(z)$ и интегрирующие звенья:

$$W_p(z) = \frac{M(z)}{(z-1)^j N(z)}. \quad (20)$$

Очевидно, что этот регулятор реализуем при $n_M = n_N + j$. (21)

Неизвестные полиномы $M(z)$ и $N(z)$ так же, как и в предыдущих случаях, находятся по методике, описанной в [2].

Рассмотренные три варианта синтеза работоспособной системы управления электроприводом позволяют определить структуру и оптимальные параметры регулятора в соответствии с заданным порядком астатизма и желаемыми динамическими свойствами системы, определяемыми характеристическим полиномом $A(z)$. При этом могут быть обеспечены отсутствие как скрытых колебаний координат электропривода, так и дополнительных составляющих переходного процесса при вариациях параметров объекта регулирования. Разумеется, приведенные варианты синтеза не исчерпывают всё многообразие возможных решений задачи. Например, в ряде случаев можно достаточно свободно решать вопрос о том, какие из устойчивых нулей и полюсов можно компенсировать с помощью регулятора, получая при этом различные полиномиальные уравнения синтеза и, соответственно, регуляторы различной сложности.

Выбор характеристического полинома $A(z)$ замкнутой системы

Приведенные в данной работе методики синтеза позволяют найти структуру регулятора и

установить связь его параметров с коэффициентами характеристического полинома замкнутой системы $A(z)$. Однако при решении практических задач проектирования характеристический полином, как правило, не задается, известны лишь требования к динамическим и статическим свойствам системы. Поэтому необходимо связать значения коэффициентов характеристического полинома с желаемыми параметрами ее переходной характеристики.

Решение этой задачи для непрерывных систем возможно различными методами. Один из вариантов известен как метод стандартных переходных характеристик [3,4]. Существо его заключается в следующем.

Известно, что динамические свойства системы определяются поведением свободной составляющей переходного процесса, которая в свою очередь зависит от распределения корней характеристического полинома системы (или, что то же самое, от коэффициентов характеристического полинома). Если характеристический полином имеет вид:

$$A(p) = \prod_{i=1}^{n_A} (p - p_i) = p^{n_A} + A_{n_A-1} \Omega p^{n_A-1} + \dots + A_1 \Omega^{n_A-1} p + \Omega^{n_A}, \quad (22)$$

где p_i – корни характеристического полинома;

$\Omega = \sqrt[n_A]{\prod_{i=1}^{n_A} p_i}$ – среднегеометрический корень ха-

рактеристического полинома, определяющий быстродействие системы, то передаточная функция замкнутой системы запишется в виде

$$G(p) = \frac{\Omega^{n_A}}{A(p)}. \quad (23)$$

При использовании понятия относительного времени $\tau = \Omega t$ можно по изображению переходной функции $H(p) = G(p)/p$ найти ее оригинал $h(\tau)$ и построить нормированные переходные характеристики этой системы для различных степеней характеристического полинома n_A . При этом необходимо задаться определенным распределением корней.

Из всего многообразия выделим следующие наиболее известные распределения корней на комплексной плоскости.

1. Биномиальное распределение корней. Все корни характеристического уравнения располагаются на отрицательной части вещественной оси на расстоянии Ω от начала координат. Ис-

Характеристические полиномы непрерывных систем

n_A	Биномиальное распределение	Настройка по Баттерворту	Настройка на скорейшее затухание
1		$p + \Omega$	
2	$p^2 + 2\Omega p + \Omega^2$	$p^2 + \sqrt{2} \Omega p + \Omega^2$	
3	$p^3 + 3\Omega p^2 + 3\Omega^2 p + \Omega^3$	$p^3 + 2\Omega p^2 + 2\Omega^2 p + \Omega^3$	$p^3 + 2,05\Omega p^2 + 2,39\Omega^2 p + \Omega^3$
4	$p^4 + 4\Omega p^3 + 6\Omega^2 p^2 + 4\Omega^3 p + \Omega^4$	$p^4 + 2,61\Omega p^3 + 3,41\Omega^2 p^2 + 2,61\Omega^3 p + \Omega^4$	$p^4 + 2,6\Omega p^3 + 3,8\Omega^2 p^2 + 2,8\Omega^3 p + \Omega^4$
5	$p^5 + 5\Omega p^4 + 10\Omega^2 p^3 + 10\Omega^3 p^2 + 5\Omega^4 p + \Omega^5$	$p^5 + 3,24\Omega p^4 + 5,24\Omega^2 p^3 + 5,24\Omega^3 p^2 + 3,24\Omega^4 p + \Omega^5$	$p^5 + 2,5\Omega p^4 + 5,3\Omega^2 p^3 + 5,46\Omega^3 p^2 + 3,64\Omega^4 p + \Omega^5$

пользуется в тех случаях, когда перерегулирование в переходной функции недопустимо, например в позиционных системах станков.

2. Настройка по Баттерворту. В этом случае все корни уравнения распределяются на полуокружности радиусом Ω . В электроприводе эта настройка известна как "модульный оптимум", характерным для нее является увеличение перерегулирования с ростом порядка характеристического уравнения.

3. Настройка на скорейшее затухание. Корни находятся на одной вертикальной линии, мнимые части корней образуют арифметическую прогрессию.

Характеристические полиномы стандартных распределений корней приведены в табл.1, а нормированные переходные функции – на рис.2-4.

Найдем аналогичные стандартные характеристические полиномы для цифровой системы управления с периодом дискретности T .

Для решения этой задачи комплексные в общем случае корни характеристического уравнения непрерывной системы

$$p_i = \Omega(\alpha_i + j\beta_i) \tag{24}$$

переведем в z-плоскость:

$$z_i = e^{\alpha_i \Omega T} (\cos \beta_i \Omega T + j \sin \beta_i \Omega T) \tag{25}$$

Дискретная передаточная функция замкнутой системы примет вид:

$$G(z) = \frac{A(1)}{A(z)}, \tag{26}$$

где $A(z)$ – характеристический полином, который можно представить в виде

$$A(z) = \prod_{i=1}^n (z - z_i) = z^n + a_{n-1}z^{n-1} + \dots + a_1z + a_0. \tag{27}$$

Коэффициенты характеристического уравнения $A(z)=0$ связаны с его корнями следующими соотношениями:

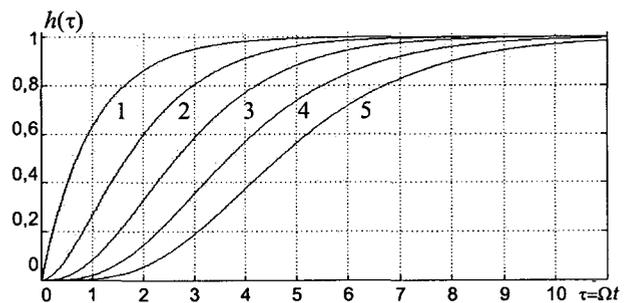


Рис.2. Переходные характеристики для биномиального распределения корней

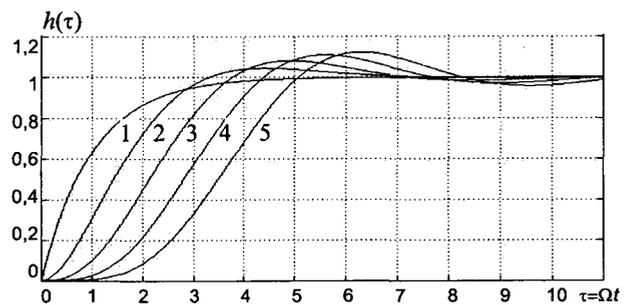


Рис.3. Переходные характеристики для настройки по Баттерворту

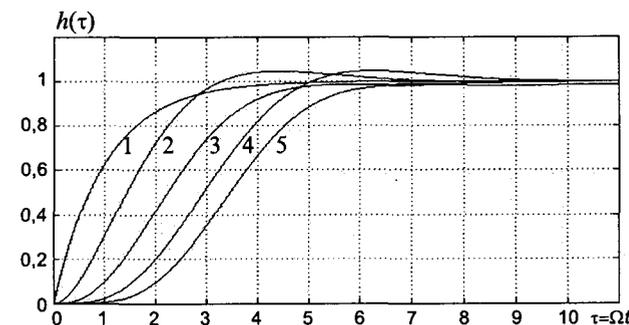


Рис.4. Переходные характеристики для настройки на скорейшее затухание

Характеристические полиномы цифровых систем

n_A	Характеристический полином $A(z)$	Биномиальное распределение	Настройка по Баттерворту	Настройка на скорейшее затухание
1	$z - a_0$		$a_0 = e^{-\Omega T}$	
2	$z^2 - a_1 z + a_0$	$a_0 = e^{-2\Omega T}$ $a_1 = 2e^{-\Omega T}$	$a_0 = e^{-1,414\Omega T}$ $a_1 = 2e^{-0,707\Omega T} \cos(0,707\Omega T)$	
3	$z^3 - a_2 z^2 + a_1 z - a_0$	$a_0 = e^{-2\Omega T}$ $a_1 = 3e^{-2\Omega T}$ $a_2 = 3e^{-\Omega T}$	$a_0 = e^{-0,707\Omega T}$ $a_1 = e^{-\Omega T}(1+u)$ $a_2 = e^{-\Omega T} + u$ $u = 2e^{-0,5\Omega T} \cos(0,866\Omega T)$	$a_0 = e^{-2,07\Omega T}$ $a_1 = e^{-1,38\Omega T}(1+2\cos(\Omega T))$ $a_2 = e^{-0,69\Omega T}(1+2\cos(\Omega T))$
4	$z^4 - a_3 z^3 + a_2 z^2 - a_1 z + a_0$	$a_0 = e^{-4\Omega T}$ $a_1 = 4e^{-3\Omega T}$ $a_2 = 6e^{-2\Omega T}$ $a_3 = 4e^{-\Omega T}$	$a_0 = xy$ $a_1 = xu + yv$ $a_2 = x + y + uv$ $a_3 = u + v$ $x = e^{-1,848\Omega T}, y = e^{-0,766\Omega T}$ $u = 2e^{-0,383\Omega T} \cos(0,924\Omega T)$ $v = 2e^{-0,924\Omega T} \cos(0,383\Omega T)$	$a_0 = e^{-2,6\Omega T}$ $a_1 = e^{-1,95\Omega T}(u+v)$ $a_2 = e^{-1,3\Omega T}(1+uv)$ $a_3 = e^{-0,65\Omega T}(u+v)$ $u = 2\cos(0,5\Omega T)$ $v = 2\cos(\Omega T)$
5	$z^5 - a_4 z^4 + a_3 z^3 - a_2 z^2 + a_1 z - a_0$	$a_0 = e^{-5\Omega T}$ $a_1 = 5e^{-4\Omega T}$ $a_2 = 10e^{-3\Omega T}$ $a_3 = 10e^{-2\Omega T}$ $a_4 = 5e^{-\Omega T}$	$a_0 = e^{-\Omega T} xy$ $a_1 = e^{-\Omega T}(xv + yu) + xy$ $a_2 = e^{-\Omega T}(x + y + uv) + xv + yu$ $a_3 = e^{-\Omega T}(u + v) + x + y + uv$ $a_4 = e^{-\Omega T} + u + v$ $x = e^{-0,618\Omega T}, y = e^{-1,618\Omega T}$ $u = 2e^{-0,309\Omega T} \cos(0,951\Omega T)$ $v = 2e^{-0,809\Omega T} \cos(0,588\Omega T)$	$a_0 = e^{-2,5\Omega T}$ $a_1 = e^{-2,0\Omega T}(1+u+v)$ $a_2 = e^{-1,5\Omega T}(1+u+v+uv)$ $a_3 = e^{-1,0\Omega T}(1+u+v+uv)$ $a_4 = e^{-0,5\Omega T}(1+u+v)$ $u = 2\cos(0,75\Omega T)$ $v = 2\cos(1,5\Omega T)$

$$(-1)a_{n-1} = z_1 + z_2 + \dots + z_n;$$

$$(-1)^2 a_{n-2} = z_1 z_2 + z_1 z_3 + \dots + z_1 z_n + z_2 z_3 + z_2 z_4 + \dots + z_{n-1} z_n;$$

..... (28)

$$(-1)^{n-1} a_1 = z_1 z_2 \dots z_{n-1} + z_1 z_2 \dots z_{n-2} z_n + \dots + z_1 z_3 \dots z_n + z_2 z_3 \dots z_n;$$

$$(-1)^n a_0 = z_1 z_2 \dots z_n.$$

Коэффициенты дискретных полиномов приведены в табл.2. Нормированные переходные характеристики при достаточно малом периоде дискретности совпадают с приведенными на рис.2-4. Увеличение периода дискретности не искажает общей формы переходного процесса, а приводит лишь к "разрежению" его решетчатой функции.

Использование метода стандартных характеристик для синтеза заключается в том, что при заданных показателях качества и выбранном n_A по соответствующей нормированной переходной характеристике устанавливается необходимое значение среднегеометрического корня Ω . Это позволяет найти коэффициенты характеристического полинома a_i . Следует учитывать, что

при наличии нулей у передаточной функции замкнутой системы (26) ее переходные характеристики отличаются от стандартных. Однако в системах электропривода существует, как правило, жесткая связь между корнями и нулями передаточной функции замкнутого контура, что позволяет для конкретных систем построить нормированные переходные характеристики с учетом влияния нулей и использовать такую методику синтеза и для этого случая. Другое решение заключается в использовании на входе контура фильтра, компенсирующего эти нули.

Особенности синтеза систем подчиненного регулирования

Принцип подчиненного регулирования координат предполагает поконтурный, начиная с внутреннего контура, синтез регуляторов системы. Изложенная методика синтеза регуляторов позволяет произвести синтез каждого контура системы подчиненного регулирования в два этапа: на первом находится структура регулятора и связь его параметров с коэффициентами характеристического полинома, на втором – устанавливается связь между заданными показателями

качества и коэффициентами характеристического полинома, а значит, и параметрами регулятора. Очевидно, что второй этап при синтезе внутренних контуров регулирования может быть исключен.

Таким образом, задача синтеза для внутренних контуров дискретной системы заключается в отыскании лишь структур соответствующих регуляторов и решается полностью только для самого внешнего контура. При таком подходе к синтезу параметры регуляторов всех контуров определяются исходя из требований к самому внешнему контуру, что позволяет косвенно оптимизировать и процессы регулирования во внутренних контурах.

Для повышения быстродействия системы электропривода в ряде случаев целесообразно использование во внутренних контурах регулирования методов компенсации запаздывания, неизбежно присутствующего в цифровых системах управления [5].

Изложенная методика синтеза регуляторов была использована при проектировании электроприводов постоянного тока для тяжелых металлорежущих станков [6], скоростных пассажирских лифтов [7], шагающих экскаваторов-драглайнов [8] и других объектов, а также асинхронных электроприводов [5,9,10].

Список литературы

1. Цыпкин Я.З. Основы теории автоматического регулирования. М.: Наука, 1977.
2. Волгин Л.Н. Оптимальное дискретное управление динамическими системами/ Под ред. П.Д.Крутько. М.: Наука, 1986.
3. Бесекерский В.А., Попов Е.П. Теория систем автома-

тического регулирования. М.: Наука, 1972.

4. Красовский А.А., Поспелов Г.С. Основы автоматизации и технической кибернетики. М.: Госэнергоиздат, 1962.

5. Ишматов З.Ш. О некоторых особенностях синтеза алгоритмов управления частотно-регулируемым асинхронным электроприводом // Электротехника. 1998. № 8.

6. Волков А.И., Ишматов З.Ш., Кулесский Р.А. и др. Предельное быстродействие электропривода постоянного тока с прямым микропроцессорным управлением // Автоматизация машиностроения на базе новых элементов и устройств при реализации программы "Интенсификация-90". Материалы краткосрочного семинара. Л.: ЛДНТП, 1988.

7. Волков А.И., Ишматов З.Ш., Горцкий Я.Л. и др. Принципы микропроцессорного управления электроприводами скоростных пассажирских лифтов // Электроприводы переменного тока с полупроводниковыми преобразователями. Тез. докл. к VIII научно-техн. конф. Свердловск, 1989.

8. Ишматов З.Ш., Казаков Е.Г., Куцин В.В. и др. Электропривод постоянного тока с микропроцессорным управлением для механизмов типа экскаваторов-драглайнов // Инструктивные и информационные материалы по проектированию электроустановок. М.: ВНИПИ Тяжпромэлектропроект, 1995. № 1.

9. Braslavsky I., Ishmatov Z., Shilin S. Electrical drives microprocessor control systems synthesis method // Proceedings of the symposium on power electronics, electrical drives, advanced machines, power quality. Sorrento, Italy, 1998.

10. Браславский И.Я., Зюзев А.М., Ишматов З.Ш. и др. Синтез микропроцессорных систем управления асинхронным электроприводом с применением метода полиномиальных уравнений // Электротехника. 1998. № 6.

Ишматов Закир Шарифович – доцент кафедры "Электропривод и автоматизация промышленных установок" Уральского государственного технического университета (УПИ). Окончил энергетический факультет Магнитогорского горно-металлургического института в 1979 г. Защитил кандидатскую диссертацию по теме "Тиристорный электропривод постоянного тока с прямым микропроцессорным подчиненным регулированием координат" в 1987 г. Основное научное направление – микропроцессорные системы управления электроприводами постоянного и переменного тока.

Координатная стратегия управления непосредственными преобразователями частоты с ШИМ для электроприводов переменного тока

ШРЕЙНЕР Р.Т., КРИВОВЯЗ В.К., КАЛЫГИН А.И.

Представлена координатная стратегия широтно-импульсной модуляции для управления силовыми ключами матричных и двухзвенных непосредственных преобразователей частоты (НПЧ) в системах электроприводов переменного тока. Рассмотрены этапы синтеза модулирующих сигналов, обеспечивающих получение заданных выходных напряжений и синусоидальных сетевых токов при отсутствии промежуточного сглаживающего фильтра в структуре преобразователя. Представлены результаты математического моделирования работы НПЧ на RLE-нагрузку и асинхронный двигатель.

Современный этап развития преобразовательной техники характеризуется стремлением к

The paper is dedicated to the coordinate strategy for the power switches pwm control of the matrix and the two-stage direct frequency converter (DFC) in the alternating current electric drive. An algorithm of the modulating functions synthesis which assures network currents and output voltages equal to their reference values under the condition of no smoothing dc filter was worked out. The simulation results of the DFC operating with the equivalent RLE-load and the induction motor are presented.

повышению энергетической эффективности, включающей обеспечение синусоидальности

выходных и входных токов, близкий к единице коэффициент мощности, а также возможность рекуперации электрической энергии в питающую сеть. Известные схемы силовой части преобразователей частоты (ПЧ) на полностью управляемых ключах, позволяющие решить данную задачу, можно разделить на две группы. Первая группа – двухзвенные преобразователи частоты (ДПЧ) с промежуточным звеном постоянного тока, состоящие из двух автономных инверторов напряжения (АИН) или двух автономных инверторов тока (АИТ), один из которых работает в режиме активного выпрямителя, а другой в режиме автономного инвертора. В звене постоянного тока устанавливается сглаживающая ёмкость для АИН или реактор для АИТ. Наличие громоздкого фильтра в промежуточном звене является одним из наиболее существенных недостатков схем ДПЧ.

В настоящее время значительный интерес вызывает вторая группа преобразователей – непосредственные преобразователи частоты (НПЧ), в структуре которых отсутствует промежуточный фильтр [1–9]. Как следствие, НПЧ обладают лучшими массогабаритными и динамическими показателями, но требуют разработки более сложных, адаптированных алгоритмов управления силовыми ключами. Решению этих вопросов посвящена данная статья.

На рис.1 представлена блок-схема силовой части НПЧ, включающая сетевой LC-фильтр, силовой полупроводниковый коммутатор ПК, систему управления силовыми ключами коммутатора СУ и нагрузку. НПЧ может быть построен на основе различных схем силовых коммутаторов. Наибольший интерес сегодня вызывают два их типа: матричный НПЧ (МНПЧ) [1–4] и двухзвенный НПЧ (ДНПЧ) [5–9]. Принципиальная схема коммутатора трёхфазно-трёхфазного МНПЧ (рис.2,а) состоит из девяти ключей с двухсторонней проводимостью тока. Коммутатор ДНПЧ, представленный на рис.2,б, состоит из последовательно соединённых коммутато-

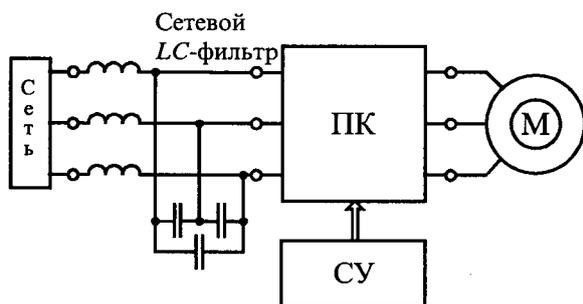


Рис.1. Блок-схема силовой части НПЧ

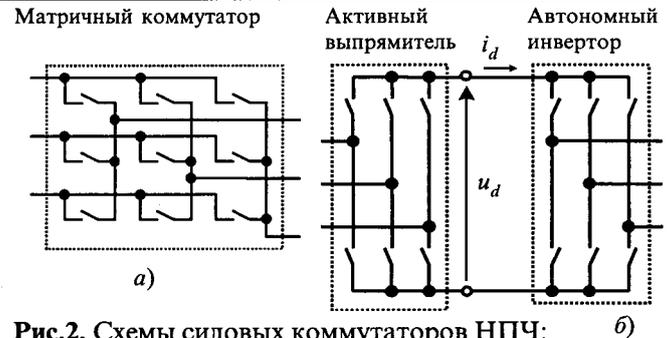


Рис.2. Схемы силовых коммутаторов НПЧ:

а – матричная; б – двухзвенная

ра активного выпрямителя (АВ) и коммутатора автономного инвертора (АИ), которые, в общем случае, также реализуются на двухсторонних ключах [5, 8, 9].

Математическая модель НПЧ как объекта управления

Несмотря на внешнее различие коммутаторов оба типа НПЧ обладают схожим математическим описанием. На этапе анализа МНПЧ может быть рассмотрен как двухзвенный преобразователь, состоящий из фиктивного АВ и фиктивного АИ [2]. Такой подход с использованием понятия коммутационной функции коммутатора позволяет провести анализ функционирования и синтез алгоритмов управления силовыми ключами МНПЧ и ДНПЧ с единых позиций. В дальнейшем, используя понятия АВ и АИ, будем подразумевать реальные звенья ДНПЧ и фиктивные МНПЧ.

Для математического описания процессов, протекающих в силовой части НПЧ, введем следующие абстрактные алгебраические векторы-столбцы, составленные из мгновенных относительных значений, верхний индекс F обозначает, что векторы записаны в фазных переменных:

$$U_{df}^F = \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix}; I_{df}^F = \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}; U_1^F = \begin{bmatrix} u_{1a} \\ u_{1b} \\ u_{1c} \end{bmatrix}; I_1^F = \begin{bmatrix} i_{1a} \\ i_{1b} \\ i_{1c} \end{bmatrix};$$

$$U_2^F = \begin{bmatrix} u_{2a} \\ u_{2b} \\ u_{2c} \end{bmatrix}; I_2^F = \begin{bmatrix} i_{2a} \\ i_{2b} \\ i_{2c} \end{bmatrix}$$

векторы напряжений и токов сети, напряжений и токов на входе коммутатора АВ (индекс "1"), выходе коммутатора АИ (индекс "2");

$$S_1^F = \begin{bmatrix} s_{1a} \\ s_{1b} \\ s_{1c} \end{bmatrix}; S_2^F = \begin{bmatrix} s_{2a} \\ s_{2b} \\ s_{2c} \end{bmatrix}$$

– дискретные вектор-функции, компоненты которых описывают состояние фазных плеч коммутаторов АВ и АИ.

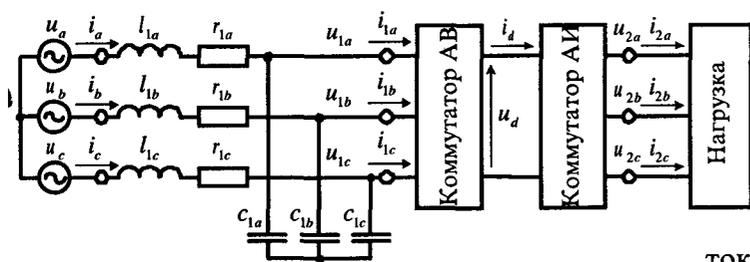


Рис.3. Эквивалентная схема замещения НПЧ

На рис.3 изображена эквивалентная схема замещения НПЧ. Введем допущение об идеальности силовых ключей и блоков управления ключами АВ и АИ, тогда математическая модель силовой части ДНПЧ может быть описана следующими уравнениями:

$$U^F = U_1^F + R_1^F I^F + L_1^F \frac{dI^F}{dt}; \quad I^F - I_1^F = C_1^F \frac{dU_1^F}{dt}; \quad (1)$$

$$u_d = F_1^F \cdot U_1^F; \quad U_2^F = u_d F_2^F; \quad (2)$$

$$i_d = F_2^F \cdot I_2^F; \quad I_1^F = i_d F_1^F; \quad (3)$$

$$F_1^F = S_1^F; \quad F_2^F = \frac{1}{2} M S_2^F. \quad (4)$$

В этих уравнениях τ – относительное время;

$$R_1^F = \frac{df}{df} \begin{bmatrix} r_{1a} & 0 & 0 \\ 0 & r_{1b} & 0 \\ 0 & 0 & r_{1c} \end{bmatrix}; \quad L_1^F = \frac{df}{df} \begin{bmatrix} l_{1a} & 0 & 0 \\ 0 & l_{1b} & 0 \\ 0 & 0 & l_{1c} \end{bmatrix};$$

$$C_1^F = \frac{df}{df} \begin{bmatrix} c_{1a} & 0 & 0 \\ 0 & c_{1b} & 0 \\ 0 & 0 & c_{1c} \end{bmatrix} \text{ – матрицы активных со-}$$

противлений, индуктивностей дросселей и приведенных к схеме "звезда" емкостей конденсато-

$$\text{ров сетевого фильтра; } F_1^F = \frac{df}{df} \begin{bmatrix} f_{1a} \\ f_{1b} \\ f_{1c} \end{bmatrix}; \quad F_2^F = \frac{df}{df} \begin{bmatrix} f_{2a} \\ f_{2b} \\ f_{2c} \end{bmatrix} \text{ –}$$

дискретные коммутационные вектор-функции

$$\text{коммутаторов АВ и АИ; } M = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \text{ –}$$

матричный коэффициент.

Проведенный в [8, 9] анализ математической модели ДНПЧ показал, что непосредственные преобразователи частоты обладают возможностью управления четырьмя координатами – амплитудой и фазой вектора выходного напряже-

ния, а также амплитудой и фазой вектора входного тока коммутатора. Но независимое управление можно осуществить лишь тремя из них, к числу которых по практическим соображениям целесообразно отнести амплитуду и фазу вектора выходного напряжения и фазу вектора входного тока коммутатора.

Общую стратегию широтно-импульсного управления целесообразно проводить на основе двухэтапного алгоритма. На первом этапе с помощью математической модели НПЧ определяются мгновенные значения эталонных модулирующих функций преобразователя, соответствующие заданным значениям управляемых координат. На втором этапе производится широтно-импульсная аппроксимация эталонных модулирующих функций последовательностями физически реализуемых значений дискретных коммутационных функций коммутаторов выпрямителя и инвертора с последующим определением состояний ключей, обеспечивающих полученные коммутационные функции.

Широтно-импульсная аппроксимация эталонных модулирующих функций может быть проведена на основе различных подходов, использующих векторную или координатную стратегию ШИМ. Оба эти подхода позволяют в равной степени выявить и реализовать предельные возможности многофазных систем, а также оптимизировать рабочие процессы в них по различным критериям. Любое решение, полученное в рамках одного подхода, имеет аналогичное по конечным результатам решение, полученное с помощью другого [10]. Оба подхода обладают наглядностью, гибкостью, хорошо структурированы, являются достаточно полными и не противоречат друг другу. Методические различия и результаты одного из них позволяют выявить скрытые, неочевидные возможности другого. Вместе с тем, применительно к НПЧ стандартные стратегии ШИМ требуют введения дополнительного этапа адаптации, устраняющей искажения значений управляемых координат из-за взаимного влияния высокочастотных составляющих дискретных коммутационных функций АВ и АИ.

Векторная стратегия [2, 5, 7–9] предусматривает расчет длительностей реализации ненулевых векторов коммутационных функций АВ и АИ на периоде ШИМ по стандартным методикам и взаимную адаптацию моментов коммутации ключей АВ и АИ на этапе формирования последовательности реализации соответствующих состояний ключей коммутаторов.

Координатная стратегия управления ДНПЧ

Данная работа посвящена синтезу алгоритма управления силовыми ключами НПЧ на основе координатной стратегии ШИМ, которая базируется на понятиях модулирующего и опорного сигналов. Для адаптации коммутационных функций АВ и АИ один из коммутаторов целесообразно рассматривать в качестве ведущего, а второй – в качестве ведомого, коммутационная функция которого адаптируется к коммутационной функции ведущего.

В случае, когда ведущим выбран коммутатор выпрямителя, для эталонных модулирующих фазных вектор-функций выпрямителя и инвертора:

$$\Phi_{1m}^{*F} = \begin{bmatrix} \Phi_{1a}^* \\ \Phi_{1b}^* \\ \Phi_{1c}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Phi_1 \cos(\varphi_1) \\ \Phi_1 \cos(\varphi_1 - 2\pi/3) \\ \Phi_1 \cos(\varphi_1 + 2\pi/3) \end{bmatrix};$$

$$\Phi_{2m}^{*F} = \begin{bmatrix} \Phi_{2a}^* \\ \Phi_{2b}^* \\ \Phi_{2c}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Phi_2 \cos(\varphi_2) \\ \Phi_2 \cos(\varphi_2 - 2\pi/3) \\ \Phi_2 \cos(\varphi_2 + 2\pi/3) \end{bmatrix}$$

процедура широтно-импульсной аппроксимации строится следующим образом. Здесь $\Phi_1, \Phi_2, \varphi_1$ и φ_2 заданные амплитуды и фазы векторов Φ_{1m}^{*F} и Φ_{2m}^{*F} , соответственно.

В канале управления выпрямителем выполняется алгоритм координатной ШИМ [10], предусматривающий преобразования:

$$\Phi_{1m}^{*F} = A_m \left(\frac{\pi}{6} \right) \Phi_{1m}^{*F}; \tag{5}$$

$$\Phi_1^{*F} = \Phi_{1m}^{*F} + \Phi_{1n}^{*F}; \tag{6}$$

$$F_1^{*F} = \text{sign}(\Phi_1^{*F} + \Phi_{1оп}^F); \tag{7}$$

$$S_1^{*F} = \frac{\sqrt{3}}{2} A_m^T \left(\frac{\pi}{6} \right) F_1^{*F}. \tag{8}$$

Рассмотрим развернутые выражения и физический смысл данных преобразований. Формула (5) описывает процедуру фазовой предмодуляции вектора эталонных непрерывных модулирующих функций выпрямителя с поворотом на угол $\pi/6$. Для этого используется матрица поворота

$$A_m(\theta) = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \Delta) & \cos(\theta + \Delta) \\ \cos(\theta + \Delta) & \cos(\theta) & \cos(\theta - \Delta) \\ \cos(\theta - \Delta) & \cos(\theta + \Delta) & \cos(\theta) \end{bmatrix},$$

где $\Delta = \frac{2\pi}{3}$.

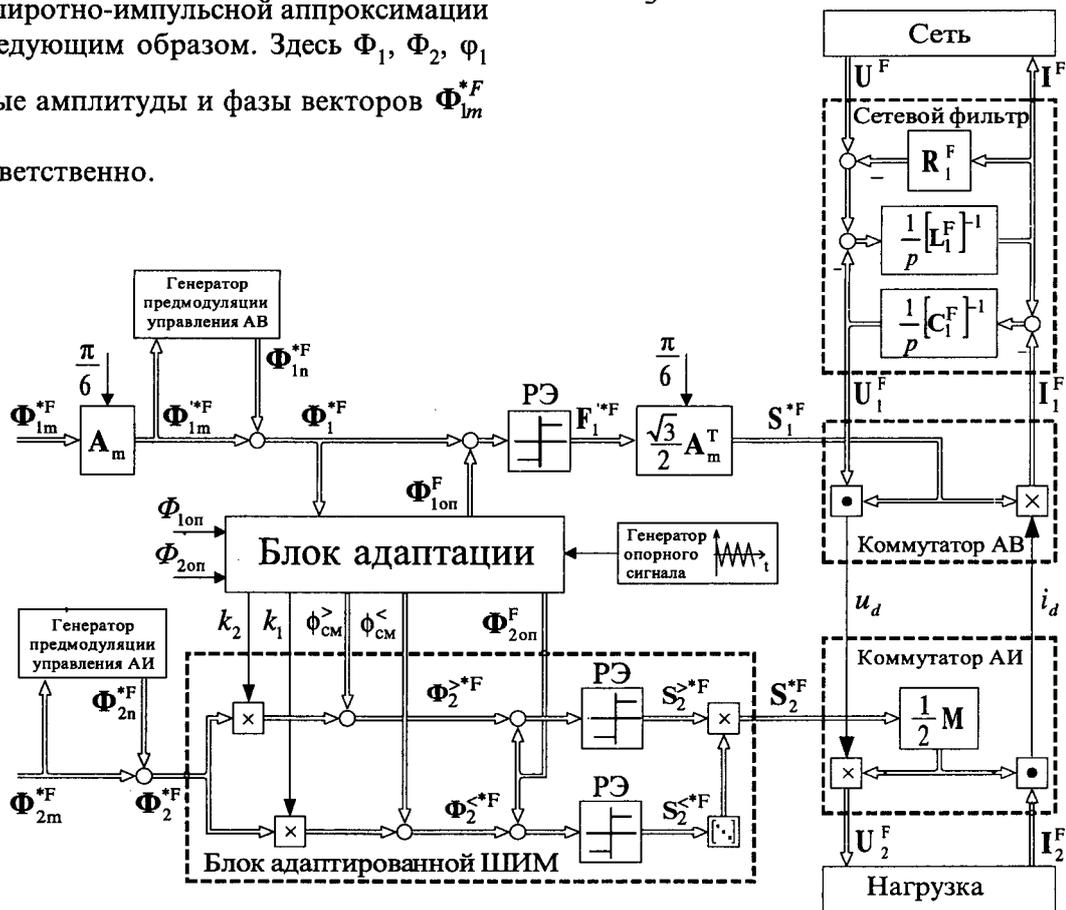


Рис.4. Структурная схема системы управления ДНПЧ

В случае $\theta = \frac{\pi}{6}$ формируется вектор

$$\Phi_{1m}^{*F} \stackrel{\text{df}}{=} \begin{bmatrix} \phi_{1ma}^{*F} \\ \phi_{1mb}^{*F} \\ \phi_{1mc}^{*F} \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} \phi_{1ma}^* - \phi_{1mc}^* \\ \phi_{1mb}^* - \phi_{1ma}^* \\ \phi_{1mc}^* - \phi_{1mb}^* \end{bmatrix}.$$

Последующая симметричная аддитивная предмодуляция (6)

$$\Phi_1^{*F} \stackrel{\text{df}}{=} \begin{bmatrix} \phi_{1a}^* \\ \phi_{1b}^* \\ \phi_{1c}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \phi_{1ma}^* \\ \phi_{1mb}^* \\ \phi_{1mc}^* \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \phi_{1n}^* \\ \phi_{1n}^* \\ \phi_{1n}^* \end{bmatrix}$$

обеспечивает расширение диапазона регулирования АВ за счет добавления нейтральной составляющей ϕ_{1n}^* , для формирования которой может быть использована третья гармоника, либо другие известные решения [10].

Далее производится стандартное широтно-импульсное преобразование (7):

$$\mathbf{F}_1^{*F} \stackrel{\text{df}}{=} \begin{bmatrix} f_{1a}^{*F} \\ f_{1b}^{*F} \\ f_{1c}^{*F} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \text{sign}(\phi_{1a}^* + \phi_{1оп}(t)) \\ \text{sign}(\phi_{1b}^* + \phi_{1оп}(t)) \\ \text{sign}(\phi_{1c}^* + \phi_{1оп}(t)) \end{bmatrix}$$

с использованием нормированного высокочастотного опорного сигнала $\phi_{1оп}(t)$ симметричной пилообразной формы.

Последующее линейное преобразование (8) обеспечивает фазовую демодуляцию и нормирование сигналов, в результате чего формируется вектор-функция заданных состояний коммутатора активного выпрямителя (рис.2,б):

$$\mathbf{S}_1^{*F} \stackrel{\text{df}}{=} \begin{bmatrix} s_{1a}^{*F} \\ s_{1b}^{*F} \\ s_{1c}^{*F} \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{3}}{2} \mathbf{A}_m^T \left(\frac{\pi}{6} \right) \mathbf{F}_1^{*F} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} f_{1a}^{*F} - f_{1b}^{*F} \\ f_{1b}^{*F} - f_{1c}^{*F} \\ f_{1c}^{*F} - f_{1a}^{*F} \end{bmatrix}.$$

В канале управления инвертором предусматривается реализация стандартного алгоритма координатной ШИМ, дополненного процедурой адаптации:

$$\Phi_2^{*F} = \Phi_{2m}^{*F} + \Phi_{2n}^{*F}; \quad (9)$$

$$\Phi_2^{<*F} = k_1 \Phi_2^{*F} + \Phi_{см}^{<}; \quad (10)$$

$$\Phi_2^{>*F} = k_2 \Phi_2^{*F} + \Phi_{см}^{>}; \quad (11)$$

$$\mathbf{S}_2^{<*} = \text{sign}(\Phi_2^{<*F} + \Phi_{2оп}^F); \quad (12)$$

$$\mathbf{S}_2^{>*} = \text{sign}(\Phi_2^{>*F} + \Phi_{2оп}^F); \quad (13)$$

$$\mathbf{S}_2^* = \mathbf{S}(\mathbf{S}_2^{>*F}, \mathbf{S}_2^{<*F}). \quad (14)$$

Формула (9) описывает процедуру симметричной аддитивной предмодуляции эталонных непрерывных модулирующих функций инвертора Φ_2^{*F} , расширяющей диапазон регулирования:

$$\Phi_2^{*F} \stackrel{\text{df}}{=} \begin{bmatrix} \phi_{2a}^* \\ \phi_{2b}^* \\ \phi_{2c}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \phi_{2ma}^* \\ \phi_{2mb}^* \\ \phi_{2mc}^* \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \phi_{2n}^* \\ \phi_{2n}^* \\ \phi_{2n}^* \end{bmatrix},$$

где ϕ_{2n}^* – нейтральная составляющая.

Выражения (10), (11) описывают двухканальную мультипликативно-аддитивную предмодуляцию с целью адаптации эталонной коммутационной вектор-функции ведомого преобразователя к коммутационной функции ведущего:

$$\Phi_2^{<*F} \stackrel{\text{df}}{=} \begin{bmatrix} \phi_{2a}^{<*} \\ \phi_{2b}^{<*} \\ \phi_{2c}^{<*} \end{bmatrix} = k_1 \begin{bmatrix} \phi_{2a}^* \\ \phi_{2b}^* \\ \phi_{2c}^* \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \phi_{см}^{<*} \\ \phi_{см}^{<*} \\ \phi_{см}^{<*} \end{bmatrix};$$

$$\Phi_2^{>*F} \stackrel{\text{df}}{=} \begin{bmatrix} \phi_{2a}^{>*} \\ \phi_{2b}^{>*} \\ \phi_{2c}^{>*} \end{bmatrix} = k_2 \begin{bmatrix} \phi_{2a}^* \\ \phi_{2b}^* \\ \phi_{2c}^* \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \phi_{см}^{>*} \\ \phi_{см}^{>*} \\ \phi_{см}^{>*} \end{bmatrix};$$

$$k_1 = \frac{\phi_{1mid} - \phi_{1min}}{2\Phi_{1оп}}; \quad k_2 = \frac{\phi_{1mid} - \phi_{1max}}{2\Phi_{1оп}};$$

$$\phi_{см}^{<} = \frac{\phi_{1mid} + \phi_{1min}}{2\Phi_{1оп}} \Phi_{2оп}; \quad \phi_{см}^{>} = \frac{\phi_{1mid} + \phi_{1max}}{2\Phi_{1оп}} \Phi_{2оп},$$

где $\Phi_{1оп}$ и $\Phi_{2оп}$ – амплитуды опорных сигналов $\phi_{1оп}(t)$ и $\phi_{2оп}(t)$ соответственно;

$$\phi_{1max} = \max\{\phi_{1a}^*, \phi_{1b}^*, \phi_{1c}^*\}; \quad \phi_{1min} = \min\{\phi_{1a}^*, \phi_{1b}^*, \phi_{1c}^*\};$$

$$\phi_{1mid} = \text{mid}\{\phi_{1a}^*, \phi_{1b}^*, \phi_{1c}^*\} \quad (15)$$

– максимальное, минимальное и промежуточное текущие значения компонент вектора Φ_1^{*F} , соответственно.

По своему физическому смыслу k_1 и k_2 определяют сжатие, а $\phi_{см}^{<}$ и $\phi_{см}^{>}$ временное смещение неадаптированной коммутационной функции инвертора с целью её адаптации к коммутационной функции выпрямителя.

Формулы (12), (13) определяют закон широтно-импульсного преобразования:

$$S_2^{<*F} =_{df} \begin{bmatrix} s_{2a}^{<*} \\ s_{2b}^{<*} \\ s_{2c}^{<*} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \text{sign}(\phi_{2a}^{<*} + \phi_{2оп}(t)) \\ \text{sign}(\phi_{2b}^{<*} + \phi_{2оп}(t)) \\ \text{sign}(\phi_{2c}^{<*} + \phi_{2оп}(t)) \end{bmatrix};$$

$$S_2^{>*F} =_{df} \begin{bmatrix} s_{2a}^{>*} \\ s_{2b}^{>*} \\ s_{2c}^{>*} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \text{sign}(\phi_{2a}^{>*} + \phi_{2оп}(t)) \\ \text{sign}(\phi_{2b}^{>*} + \phi_{2оп}(t)) \\ \text{sign}(\phi_{2c}^{>*} + \phi_{2оп}(t)) \end{bmatrix}.$$

Функция состояния ключей коммутатора инвертора (14) определяется как:

$$S_2^{*F} =_{df} \begin{bmatrix} s_{2a}^* \\ s_{2b}^* \\ s_{2c}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s_{2a}^{<*} & s_{2a}^{>*} \\ s_{2b}^{<*} & s_{2b}^{>*} \\ s_{2c}^{<*} & s_{2c}^{>*} \end{bmatrix}.$$

Структурная схема ДНПЧ, включающая силовую часть и систему управления, реализующую описанный алгоритм представлена на рис.4.

Процессы, протекающие в системе управления ДНПЧ, представлены на рис.5-7, где

$\Omega_1 = \frac{d\phi_1}{dt}$ и $\Omega_2 = \frac{d\phi_2}{dt}$, рассмотрен случай

$\Omega_1 = \text{const}$ и $\Omega_2 = 2\Omega_1$. На рис.5,а показаны эталонная коммутационная функция ϕ_{1ma}^* выпрямителя и результат предмодуляции поворота ϕ_{1a}^{**} и симметрирования в потенциальной зоне источника ϕ_{1a}^* . На рис.5,б изображен сигнал управления ключами фазы а выпрямителя s_{1a}^* .

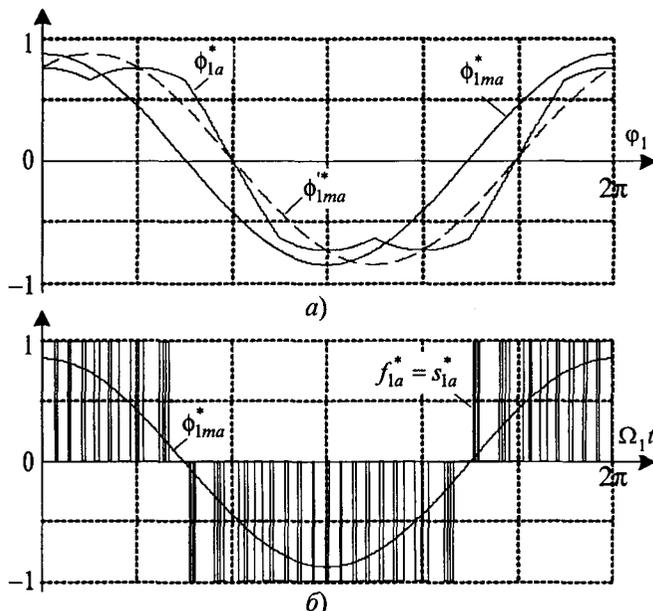


Рис.5. Сигналы управления выпрямителем

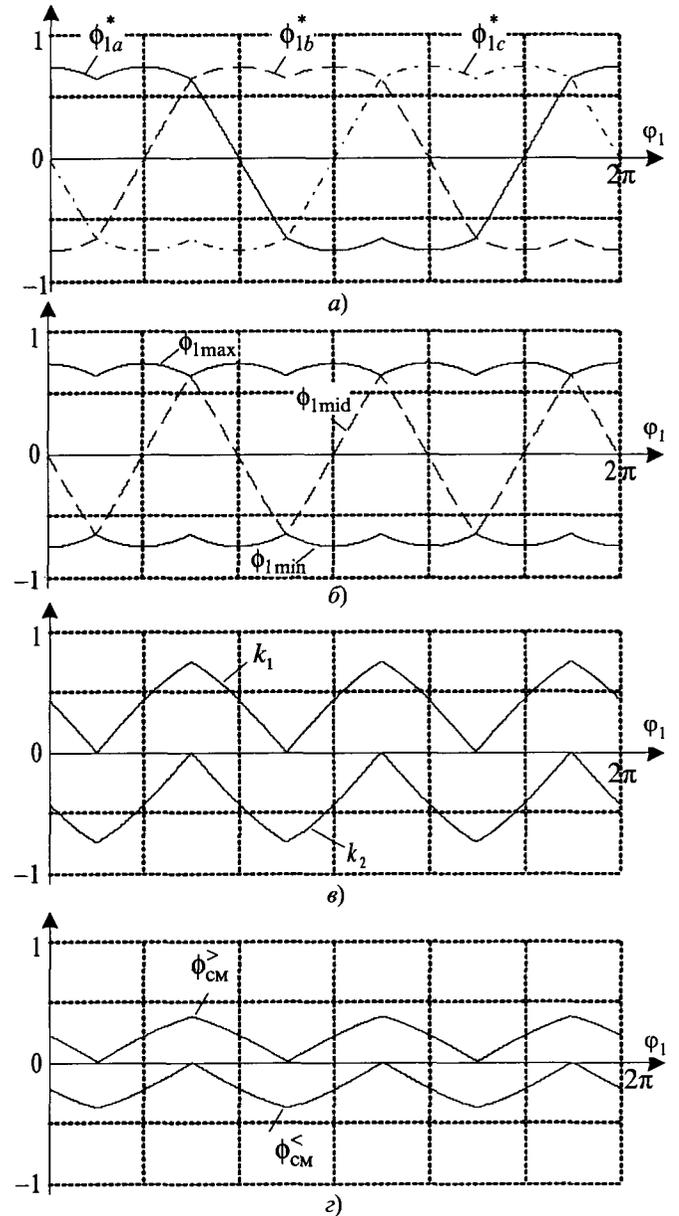


Рис.6. Сигналы блока адаптации

Сигналы блока адаптации представлены на рис.6. Фазные непрерывные предмодулированные коммутационные функции АВ, поступающие на вход блока адаптации, изображены на рис.6,а. Выделяемые из них максимальный ϕ_{1max} , средний ϕ_{1mid} и ϕ_{1min} минимальный сигналы (15) приведены на рис.6,б. Полученные в результате параметры сжатия k_1, k_2 и временного смещения $\phi_{см}^<, \phi_{см}^>$ показаны на рис.6,в и г, соответственно.

Сигналы управления инвертором изображены на рис.7. Рис.7,а содержит эталонную модулирующую коммутационную функцию ϕ_{2ma}^* и функцию ϕ_{2a}^* , полученную в результате её приближенного симметрирования (9) путем добавления третьей гармоники. На рис.7,б представлены фазные адаптированные функции $\phi_{2a}^{<*}$ и

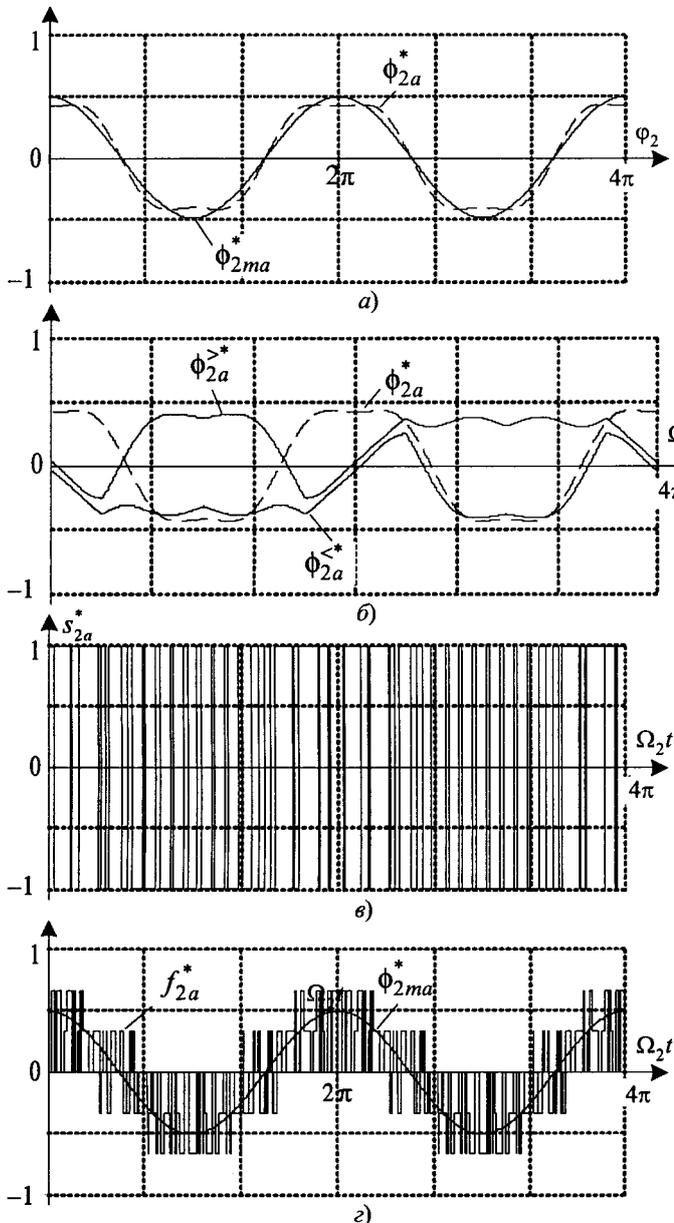


Рис.7. Сигналы управления автономным инвертором

ϕ_{2a}^* , полученные с помощью преобразований (10) и (11). Сигнал управления ключами фазы a инвертора s_{2a}^* показан на рис.7,в, соответствующая дискретная коммутационная функция f_{2a}^* изображена на рис.7,г.

Для анализа соотношений между входными и выходными фазными переменными коммутатора НПЧ удобно пользоваться результирующими коммутационными функциями. Результирующая дискретная и её эквивалентная непрерывная и фазные коммутационные матрицы-функции ДНПЧ могут быть получены как [5,8,9]:

$$F^{*F} =_{df} \begin{bmatrix} f_{11}^* & f_{12}^* & f_{13}^* \\ f_{21}^* & f_{22}^* & f_{23}^* \\ f_{31}^* & f_{32}^* & f_{33}^* \end{bmatrix} = F_1^{*F} [F_2^{*F}]^T; \quad (16)$$

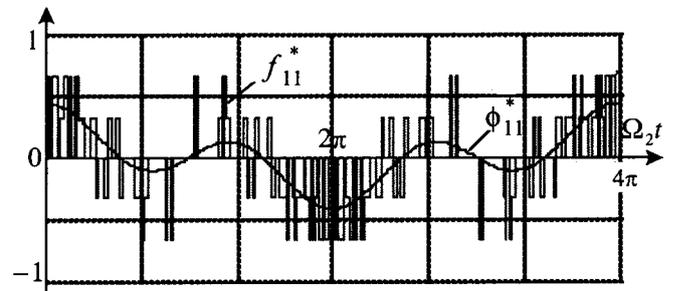


Рис.8. Компоненты непрерывной и дискретной коммутационных матриц-функции НПЧ

$$\Phi^{*F} =_{df} \begin{bmatrix} \phi_{11}^* & \phi_{12}^* & \phi_{13}^* \\ \phi_{21}^* & \phi_{22}^* & \phi_{23}^* \\ \phi_{31}^* & \phi_{32}^* & \phi_{33}^* \end{bmatrix} = \Phi_1^{*F} [\Phi_2^{*F}]^T. \quad (17)$$

На рис.8 представлены компонента f_{11}^* дискретной коммутационной матрицы F^{*F} и соответствующая ей эквивалентная непрерывная компонента ϕ_{11}^* матрицы Φ^{*F} .

Из (16) следует, что результирующая коммутационная вектор-функция F^{*F} равна нулю, если нулю равен хотя бы один из двух векторов F_1^{*F} или F_2^{*F} . Таким образом, для получения нулевых значений F^{*F} достаточно выполнить коммутацию ключей только одного коммутатора выпрямителя или инвертора. В [5, 7–9] показано, что для уменьшения потерь в схеме целесообразно выполнять коммутацию ключей инвертора. Для исключения нулевых состояний коммутатора АВ был реализован способ, заключающийся в ограничении опорного сигнала $\phi_{1on}(t)$ на уровне минимального и максимального текущих значений компонент вектора Φ_1^{*F} . На рис.9 показана компонента f_{1a}^* дискретной коммутационной функции выпрямителя, полученная таким способом.

Из сравнения рис.5,б и рис.9 видно, что исключение нулей приводит к уменьшению количества коммутаций ключей выпрямителя и снимает необходимость определения, того какую именно

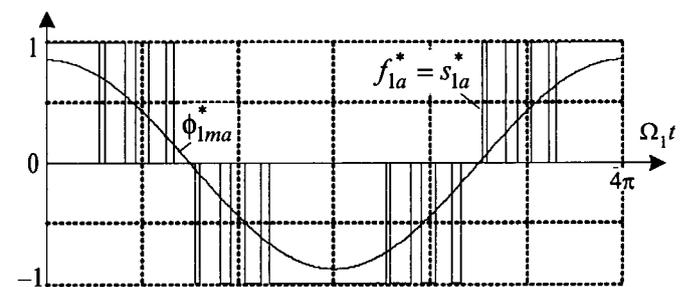


Рис.9. Непрерывная эталонная и "безнулевая" дискретные коммутационные функции выпрямителя

из трех возможных нулевых комбинаций следует реализовать на данном интервале [10].

Управление ключами матричного коммутатора

Представленный алгоритм позволяет получить функции состояния ключей реальных коммутаторов АВ и АИ двухзвенного непосредственного преобразователя. Алгоритм управления силовыми ключами матричного коммутатора включает дополнительный этап, заключающийся в преобразовании совокупности матриц S_1^{*F} и S_2^{*F} , описывающих состояния ключей фиктивных АВ и АИ в матрицу состояний ключей реального коммутатора МНПЧ S^{*F} . Данная задача может быть решена на основе различных подходов при различных критериях формирования нулевых значений матричной результирующей коммутационной функции преобразователя. Задача получения состояний ключей, формирующих ненулевые образующие векторы входных токов и выходных напряжений коммутатора МНПЧ может быть решена как [11]:

$$S^{*F} = \underset{df}{\begin{bmatrix} s_{11}^* & s_{12}^* & s_{13}^* \\ s_{21}^* & s_{22}^* & s_{23}^* \\ s_{31}^* & s_{32}^* & s_{33}^* \end{bmatrix}} = \text{sg} \left(S_1^{*F} [S_2^{*F}]^T \right),$$

где функция $\text{sg}(x) = \begin{cases} 0 & \text{при } x \leq 0; \\ 1 & \text{при } x > 0. \end{cases}$

Состояния коммутатора, формирующие нулевые векторы, могут быть однозначно определены по критерию минимума числа переключений в схеме коммутатора на периоде ШИМ.

Непрерывная коммутационная фазная матрица МНПЧ вычисляется аналогично результирующей матрице ДНПЧ (17). Дискретная коммутационная фазная матрица МНПЧ по известным состояниям ключей может быть определена как:

$$F^{*F} = \underset{df}{\begin{bmatrix} f_{11}^* & f_{12}^* & f_{13}^* \\ f_{21}^* & f_{22}^* & f_{23}^* \\ f_{31}^* & f_{32}^* & f_{33}^* \end{bmatrix}} = \frac{1}{2} MS^{*F}. \quad (18)$$

Выражения (16) и (18) приводят к эквивалентным результатам. Структурная схема силового коммутатора МНПЧ и канал формирования сигналов управления его ключами изображены на рис.10.

Результаты моделирования

Представленная координатная стратегия управления НПЧ проверена методом математического моделирования на ЭВМ. На рис.11 представлены результаты моделирования работы

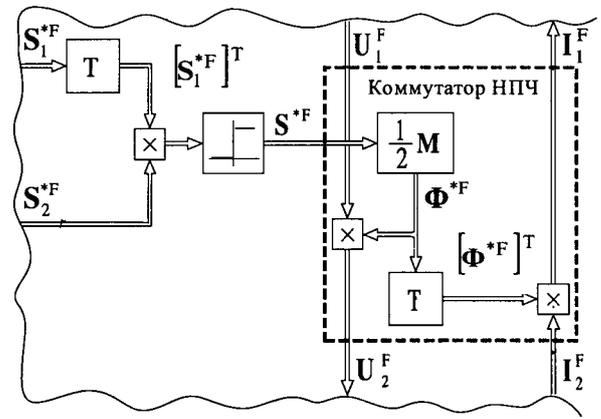


Рис.10. Структурная схема коммутатора МНПЧ

ДНПЧ на активно-индуктивную нагрузку с противо-ЭДС. Как видно, предлагаемая координатная стратегия, включающая этап адаптации, обеспечивает синусоидальность сетевых и нагрузочных токов преобразователя.

На рис.12 приведены результаты, полученные при моделировании работы НПЧ на асинхронный двигатель при двух вариантах симметричной амплитудной предмодуляции функций АВ. Рис.12,а иллюстрирует вариант с центрированием потенциальной зоны нагрузки в потенциальной зоне источника, а рис.12,б – с привязкой потенциальной зоны нагрузки к ближайшей границе потенциальной зоны источника. Как видно, первый вариант предмодуляции обеспечивает лучшее приближение токов к синусоиде, а второй позволяет уменьшить число коммутаций ключей на периоде ШИМ.

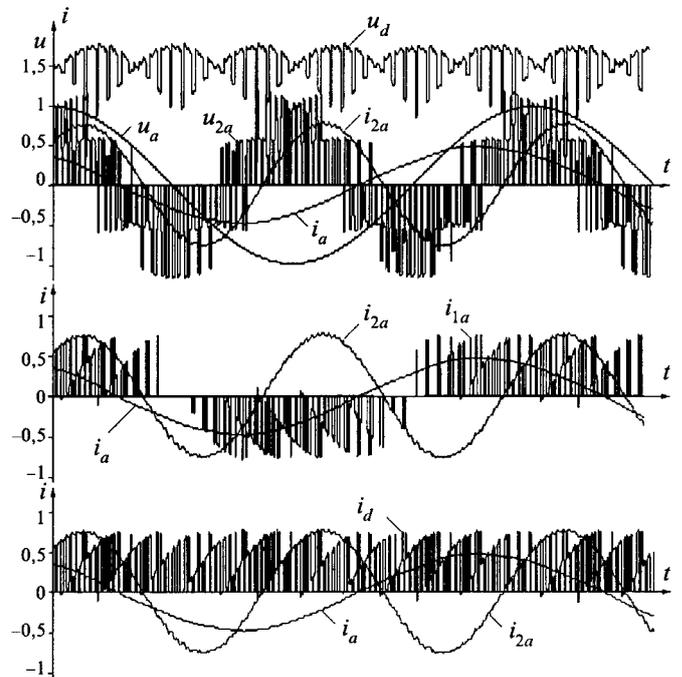


Рис.11. Работа НПЧ на активно-индуктивную нагрузку с противо-ЭДС

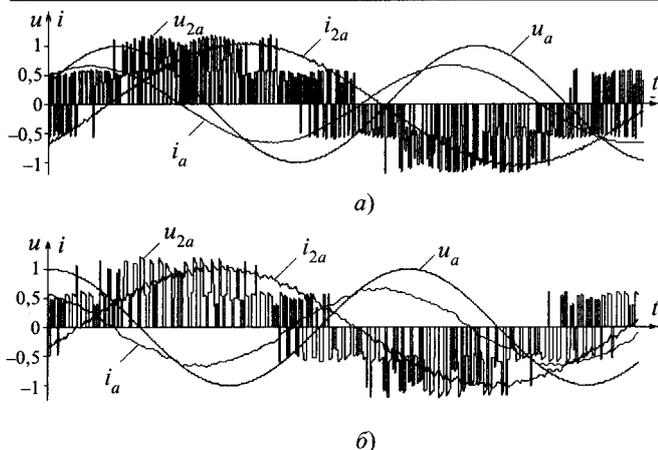


Рис.12. Работа ДНПЧ на асинхронный двигатель

Выводы

1. Не умаляя достоинств векторного подхода, можно констатировать, что координатная стратегия обладает рядом преимуществ. Она органично связана с традиционными системами синусоидальной ШИМ, использующими опорный сигнал. Более очевидным и логичным является переход к непрерывным эквивалентным моделям. Благодаря возможности введения различных предмодулирующих воздействий упрощается процедура систематизированного анализа различных режимов работы системы "преобразователь частоты – нагрузка". Микроконтроллерная реализация систем управления на основе координатной стратегии требует меньших вычислительных ресурсов. Симметричная аддитивная предмодуляция (6) и (9) позволяет получить от коммутатора НПЧ теоретически достижимое предельное значение коэффициента передачи схемы по напряжению $\sqrt{3}/2$, такое же, как и в случае использования векторной ШИМ [2, 5, 8, 9].

2. Практическая реализация МНПЧ существенно осложняется проблемами безопасной коммутации [3–9]. Для их решения требуется либо введение дополнительных элементов в силовую часть [3], либо датчиков тока для каждого ключа с двухсторонней проводимостью и осуществление сложной поэтапной коммутации четырех транзисторов, составляющих пару коммутируемых двухсторонних ключей [4]. Это накладывает дополнительные ограничения на возможные схемы построения таких ключей. В то же время силовая схема ДНПЧ, благодаря структурному разделению функций выпрямителя и инвертора, позволяет разрешить коммутационные проблемы на алгоритмическом уровне, что является её существенным преимуществом [5–9].

Список литературы

1. Зиновьев Г.С., Попов В.И. Инвертор напряжения с непосредственным питанием от трехфазной сети // Преобразовательная техника. Новосибирск, 1968. Кн.2. С. 208–223.

2. Huber; Borojevic; Burany – Analysis, Design and Implementation of the Space Vector Modulator for Forced Commutated Cycloconverter // IEE proceedings-B. 1992. Vol. 139, № 2.

3. Teichmann R., Oyama J., Yamada E. Controller Design for Auxiliary Resonant Commutated Pole Matrix Converter // EPE-PEMC 2000 Proceedings. Kosice, Slovak Republic. 2000. Vol.3. P.3–14–3–18.

4. Empringham L., Wheeler P.W., Clare J.C. Intelligent Commutation of Matrix Converter Bi-directional Switch Cells Using Novel Gate Drive Techniques // Power Electronic Specialists Conference. Japan, May, 1998.

5. Ефимов А.А., Шрейнер Р.Т. Активные преобразователи в регулируемых электроприводах переменного тока / Под общ. ред. Р.Т.Шрейнера. Новоуральск: Изд-во НГТИ, 2001.

6. Shinohara K., Iimori K., Muroya M., Matsusita Y. Commutation Strategies for PWM Rectifier of Converter without DC Link Components for Induction Motor Drive // EPE-PEMC 2002 Proceedings. Cavtat&Dubrovnik, Croatia, 9-11 September 2002. (CD-ROM).

7. Klumpner C., Blaabjerg A. Direct Power Electronic Conversion Topology for Multi-Drive Application // EPE-PEMC 2002 Proceedings. Cavtat&Dubrovnik, Croatia, 9-11 September 2002. (CD-ROM).

8. Shreiner R.T., Efimov A.A., Kalygin A.I. a.o. The Conception of the Two-Section Direct Frequency Converter // EPE-PEMC 2002 Proceedings. Cavtat&Dubrovnik, Croatia, 9-11 September 2002. (CD-ROM).

9. Шрейнер Р.Т., Ефимов А.А., Калыгин А.И. и др. Концепция построения двухзвенных непосредственных преобразователей частоты для электроприводов переменного тока // Электротехника. 2002. №12. С.30–39.

10. Шрейнер Р.Т. Математическое моделирование электроприводов переменного тока с полупроводниковыми преобразователями частоты. Екатеринбург: УрО РАН, 2000.

11. Havrila R., Dobrucky B., Balazovic P. Space Vector Modulated Three-phase to Three-phase Matrix Converter with Unity Power Factor // EPE-PEMC 2000 Proceedings. Kosice, Slovak Republic, 5–7 September 2000. Vol.2. P.103–108.



Шрейнер Рудольф Теодорович – профессор Российского профессионально-педагогического университета (г. Екатеринбург) и Новоуральского государственного технологического института. Окончил в 1960 г. Уральский политехнический институт. В 1991 г. защитил в МЭИ докторскую диссертацию по теме "Асинхронные электроприводы с полупроводниковыми преобразователями частоты".

Кривовяз Владимир Константинович – главный инженер ЗАО "Автоматизированные системы и комплексы" (г.Екатеринбург). Окончил электротехнический факультет Уральского политехнического института в 1980 г.



Калыгин Андрей Игоревич – доцент Новоуральского государственного технологического института. Окончил Новоуральский государственный технологический институт в 1997 г. В 2001 г. защитил в Государственном университете аэрокосмического приборостроения (г. С.-Петербург) кандидатскую диссертацию по теме "Энергосберегающий синхронно-гистерезисный электропривод".

К вопросу оценки качества выходного напряжения непосредственных преобразователей частоты высокочастотных автономных источников электроэнергии

ГРИГОРАШ О.В., БОБЫЛЕВ Е.Н., МЕЛЬНИКОВ Д.В.

Рассмотрены результаты расчета основных показателей качества выходного напряжения трех- и шестипульсных схем непосредственных преобразователей частоты (НПЧ) высокочастотных автономных источников электроэнергии при изменении частоты вращения вала приводного двигателя высокочастотного источника в широком диапазоне, а также даны рекомендации по выбору выходных фильтров НПЧ.

Применение непосредственных преобразователей частоты (НПЧ) для стабилизации частоты и напряжения генераторов электроэнергии, привод которых осуществляется от высокоскоростных двигателей, позволяет улучшить эксплуатационно-технические характеристики автономного источника электроэнергии (АИЭ) в сравнении с другими традиционными техническими решениями устройств управления высокочастотными источниками [1].

Как известно, в некоторых случаях частота вращения вала высокоскоростного приводного двигателя (ВПД) изменяется в широких пределах, например, в бортовых системах автономного электроснабжения (САЭ), частота вращения ВПД изменяется в диапазоне 2:1. Кроме того, с целью повышения экономичности и ресурса работы ВПД, стационарных и транспортных АИЭ целесообразно уменьшать частоту вращения вала двигателя при малых нагрузках. Поэтому важным является вопрос исследования качества выходного напряжения НПЧ в различных режимах работы АИЭ.

В статье рассматриваются результаты расчета основных показателей качества выходного напряжения НПЧ для различных режимов работы АИЭ, в том числе для преобразователей с естественной и искусственной коммутацией силовых вентилей, а также особенности выбора выходных фильтров НПЧ.

Как известно, при использовании НПЧ в составе АИЭ представляют интерес два типа преобразователей: с естественной коммутацией силовых вентилей (НПЧЕ) и с регулируемым углом сдвига фаз на входе (НПЧР) [2].

Эффективным способом определения качества выходного напряжения НПЧ является применение метода гармонического анализа с использованием переключающих функций.

Как видно из рис. 1 длительность переключа-

ющих функций h_1-h_6 (участков кривых входного напряжения, из которых формируется выходное напряжение) на интервале формирования периода выходного напряжения $u_{\text{вых}}$ изменяется во времени и очевидно, что при изменении частоты вращения ВПД АИЭ длительность переключающих функций также будет изменяться, что приведет к изменению качества выходного напряжения НПЧ. В этом одна из особенностей расчета гармонического состава выходного напряжения НПЧ. Поскольку каждая переключающаяся функция имеет период 2π , т.е. является периодической, то она может быть разложена в ряд Фурье.

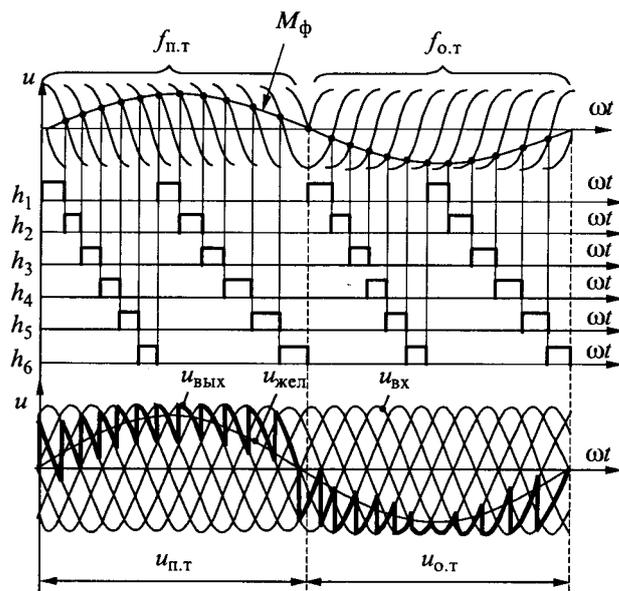


Рис. 1. Диаграммы напряжений, поясняющие принцип реализации модулирующей функции M_ϕ в шестипульсной силовой схеме НПЧ:

$f_{п.т}$, $f_{о.т}$ – косинусные синхронизирующие кривые положительного и отрицательного типов соответственно; h_1-h_6 – переключающие функции; $u_{вх}$, $u_{\text{вых}}$ – входное и выходное напряжения преобразователя; $u_{\text{жел}}$ – желаемая составляющая выходного напряжения

Как известно, выходное напряжение $u_{\text{вых}}$ НПЧ образуется из кривых положительного $u_{\text{п.т}}$ и отрицательного типа $u_{\text{о.т}}$ (рис.1) поэтому можно записать выражение

$$u_{\text{вых}}(t) = u_{\text{п.т}}(t) + u_{\text{о.т}}(t). \quad (1)$$

Напряжения $u_{\text{п.т}}(t)$ и $u_{\text{о.т}}(t)$ можно представить через входные напряжения и соответствующие переключающие функции

$$\left. \begin{aligned} u_{\text{п.т}}(t) &= h_{\text{п11}}(t)u_{\text{вх1}} + h_{\text{п12}}(t)u_{\text{вх2}} + \dots + h_{\text{п1m}}(t)u_{\text{вхm}}; \\ u_{\text{о.т}}(t) &= h_{\text{о11}}(t)u_{\text{вх1}} + h_{\text{о12}}(t)u_{\text{вх2}} + \dots + h_{\text{о1m}}(t)u_{\text{вхm}}; \end{aligned} \right\} (2)$$

где $h_{\text{п.т}}(t)$ и $h_{\text{о.т}}(t)$ – переключающие функции для формирования кривых напряжений $u_{\text{п.т}}$ и $u_{\text{о.т}}$; m – число фаз входного напряжения преобразователя; n – число фаз выходного напряжения преобразователя.

Система уравнений (2) для трехфазной системы входных напряжений может быть записана в следующей форме:

$$u_{\text{вых}}(t) = \begin{bmatrix} u_{\text{п.т}}(t) \\ u_{\text{о.т}}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} H_{\text{п.т}}(t) \\ H_{\text{о.т}}(t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{\text{вх1}}(t) \\ u_{\text{вх2}}(t) \\ u_{\text{вх3}}(t) \end{bmatrix}, \quad (3)$$

где $H_{\text{п.т}}(t)$, $H_{\text{о.т}}(t)$ – матрицы переключающих функций положительного и отрицательного типов соответственно.

При этом входные напряжения являются симметричными синусоидальными функциями времени и определяются выражением:

$$\begin{bmatrix} u_{\text{вх1}}(t) \\ u_{\text{вх2}}(t) \\ u_{\text{вх3}}(t) \end{bmatrix} = U_{\text{вхm}} \begin{bmatrix} \sin(2\pi/3 - \omega_{\text{вх}}t) \\ \sin(4\pi/3 - \omega_{\text{вх}}t) \\ \sin(2\pi - \omega_{\text{вх}}t) \end{bmatrix}, \quad (4)$$

где $U_{\text{вхm}}$ – амплитудное значение входного напряжения.

Длительность переключающих функций определяется промежутками времени между точками пересечения модулирующей функции M_{ϕ} с серией периодически повторяющихся синхронно с частотой входного напряжения косинусных кривых $f_{\text{п.т}}$ и $f_{\text{о.т}}$ (рис.1).

Для упрощения расчетов косинусные синхронизирующие кривые представляются линейными функциями. Выражения для линейных функций косинусных кривых положительного типа для шестипульсной схемы преобразователя имеют вид:

$$\left. \begin{aligned} f_{\text{п.т1}}(t) &= \pi/3 - \omega_{\text{вх}}t; \\ f_{\text{п.т2}}(t) &= 2\pi/3 - \omega_{\text{вх}}t; \\ &\dots \\ f_{\text{п.т6}}(t) &= 2\pi - \omega_{\text{вх}}t; \end{aligned} \right\} (5)$$

линейные функции для косинусных кривых отрицательного типа соответственно равны:

$$\left. \begin{aligned} f_{\text{о.т1}}(t) &= \omega_{\text{вх}}t - \pi/3; \\ f_{\text{о.т2}}(t) &= \omega_{\text{вх}}t - 2\pi/3; \\ &\dots \\ f_{\text{о.т6}}(t) &= \omega_{\text{вх}}t - 2\pi. \end{aligned} \right\} (6)$$

Модулирующая функция задается выражением:

$$M_{\phi}(t) = \arcsin(r \sin \omega_{\text{вых}}t), \quad (7)$$

где $r = U_{\text{жел}}/U_{\text{выхm}}$ – относительное значение выходного напряжения; $U_{\text{жел}}$ – желаемая составляющая выходного напряжения; $U_{\text{выхm}}$ – наибольшее возможное амплитудное значение выходного напряжения для соответствующей схемы преобразователя.

Пересечение модулирующей функции с линейной функцией $f_{\text{п.т1}}(t)$ получается в момент времени t , определяемый выражением:

$$\arcsin(r \sin \omega_{\text{вых}}t) = \pi/3 - \omega_{\text{вх}}t, \quad (8)$$

т.е. когда

$$r \sin \omega_{\text{вых}}t = \sin(\pi/3 - \omega_{\text{вх}}t). \quad (9)$$

Точки пересечения модулирующей функции M_{ϕ} (синусоидального задающего напряжения) $r \sin \omega_{\text{вых}}t$ с косинусными синхронизирующими кривыми для соответствующих фаз являются искомыми моментами времени, которые позволяют определить длительность переключающих функций.

Далее для определения гармонического состава выходного напряжения $u_{\text{вых}}$ переключающие функции, описываемые соответствующими функциями входного напряжения, раскладываются в ряд Фурье.

Общие выражения для определения коэффициентов ряда Фурье для переключающих функций имеют вид:

$$\left. \begin{aligned} a_{ki} &= \frac{1}{2k\pi - \Delta t} \left[\cos\left(\frac{\varphi\pi}{3} + \frac{\Delta t}{2} - k\pi\right) - \cos\left(\frac{\varphi\pi}{3} - \frac{\Delta t}{2} + k\pi\right) - \right. \\ &+ \left. \frac{1}{2k\pi + \Delta t} \left(\cos\left(\frac{\varphi\pi}{3} + \frac{\Delta t}{2} + k\pi\right) - \cos\left(\frac{\varphi\pi}{3} - \frac{\Delta t}{2} - k\pi\right) \right) \right]; \\ b_{ki} &= \frac{1}{\Delta t - 2k\pi} \left[\sin\left(\frac{\varphi\pi}{3} + \frac{\Delta t}{2} - k\pi\right) - \sin\left(\frac{\varphi\pi}{3} - \frac{\Delta t}{2} + k\pi\right) + \right. \\ &+ \left. \frac{1}{2k\pi + \Delta t} \left(\sin\left(\frac{\varphi\pi}{3} + \frac{\Delta t}{2} + k\pi\right) - \sin\left(\frac{\varphi\pi}{3} - \frac{\Delta t}{2} + k\pi\right) \right) \right], \end{aligned} \right\} (10)$$

где φ – угол сдвига фаз между соответствующи-

ми фазами входных напряжений; k – номер гармоники; $\Delta t = t_i - t_{i-1}$ – время, определяющее длительность i -х переключающих функций.

Для определения гармонического состава выходного напряжения НПЧ необходимо определить суммарное значение коэффициентов ряда Фурье переключающих функций за период изменения выходного напряжения:

$$\left. \begin{aligned} A_k &= \sum_{k=1}^N a_{ki}; \\ B_k &= \sum_{k=1}^N b_{ki}. \end{aligned} \right\} \quad (11)$$

По известным значениям A_k и B_k определяются основные показатели качества выходного напряжения НПЧ:

– амплитуда k -й гармоники выходного напряжения

$$U_{\text{вых}k} = U_{\text{вх}m} \sqrt{A_k^2 + B_k^2}; \quad (12)$$

– относительное значение амплитуд высших гармоник

$$\gamma_{\text{вых}k} = U_{\text{вых}k} / U_{\text{вых}1}; \quad (13)$$

– коэффициент несинусоидальности выходного напряжения

$$K_H = \frac{\sqrt{\sum_{k=2}^N U_{\text{вых}k}^2}}{U_{\text{вых}1}} 100\%. \quad (14)$$

Для расчета основных показателей качества выходного напряжения НПЧ был разработан алгоритм и по нему программа расчета показателей качества в среде визуального программирования Delphi 5.0. Основные результаты расчета представлены на рис.2–6.

Коэффициент несинусоидальности выходного напряжения НПЧ в основном зависит от кратности частот преобразователя $f_{\text{вх}} / f_{\text{вых}}$, пуль-

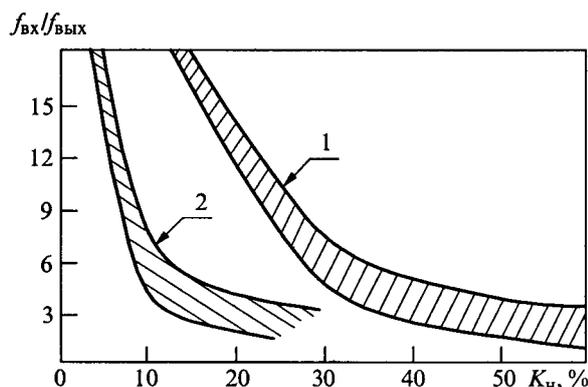


Рис.2. Зависимости коэффициента несинусоидальности K_H от кратности частот $f_{\text{вх}} / f_{\text{вых}}$ для трех- (1) и шестипульсной (2) схем НПЧ при $r = 0,7 \div 0,9$

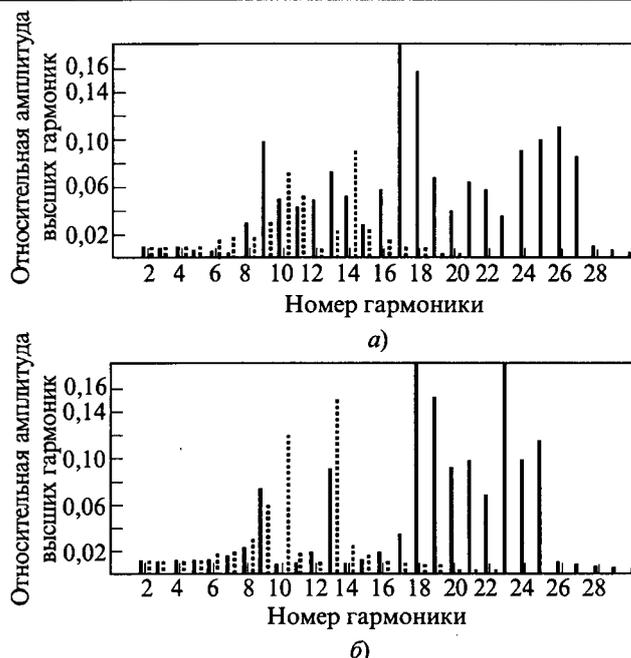


Рис.3. Относительные значения амплитуд высших гармоник (прямая слева от номера гармоники для трехпульсной, пунктирная справа – для шестипульсной схем НПЧ; $f_{\text{вх}} / f_{\text{вых}} = 4$):
а – $r = 0,9$; б – $r = 0,7$

ности силовой схемы и относительного значения выходного напряжения r (рис.2). Значения r позволяют определять эффективный диапазон регулирования выходного напряжения преобразователя частоты. Так, установлено, что диапазон оптимальных значений r , обеспечивающий высокое качество выходного напряжения НПЧ: $0,7 < r < 0,9$. Кроме того, результаты расчетов показывают, что при всех разнообразных ситуациях, которые могут возникать во время работы НПЧ от высокочастотного АИЭ, значение

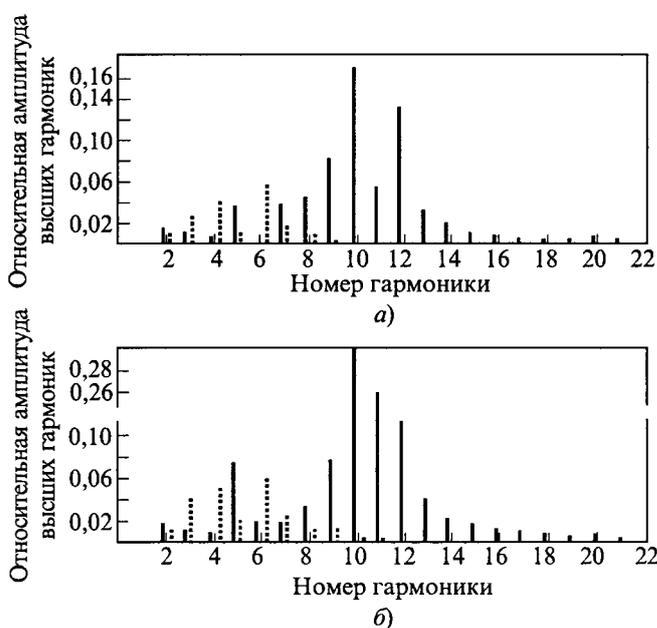


Рис.4. То же, что и на рис.3, но для $f_{\text{вх}} / f_{\text{вых}} = 8$

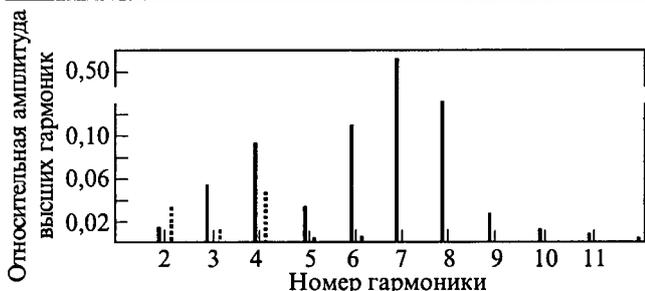


Рис.5. То же, что и на рис.3, но для $f_{вх} / f_{вых} = 12$, $r = 0,9$

коэффициента несинусоидальности незначительно зависит от типа кривой, формирующейся на выходе преобразователя в зависимости от полярности тока нагрузки, т.е. значение коэффициента несинусоидальности не зависит от типа преобразователя (НПЧЕ или НПЧР). Однако относительные значения амплитуд высших гармоник различны и зависят как от кратности частот, пульсности силовой схемы преобразователя, так и от относительного значения выходного напряжения преобразователя (рис.3–5). Причем, чем ниже кратность частот преобразователя, тем большее значение имеют высшие гармоники (рис.3) и, соответственно, ниже качество выходного напряжения НПЧ. Важной особенностью работы НПЧ является наличие в составе выходного напряжения как нечетных, так и четных высших гармоник.

Как было сказано, частота вращения ВПД может изменяться в пределах 2:1, что соответствует изменению частоты напряжения, например, с 400 до 200 Гц. В этом случае важным является показатель относительного значения амплитуды высших гармоник для расчета и выбора выходного фильтра. На рис.6 представлены графики зависимости относительного значения амплитуды высших гармоник для $f_{вх} = 50$ Гц и $f_{вх} = 200, 300$ и 400 Гц, что соответствует кратности частоты $f_{вх} / f_{вых} = 4, 6$ и 8 соответственно. Из рис.6, видно, что для $f = 200$ Гц основные

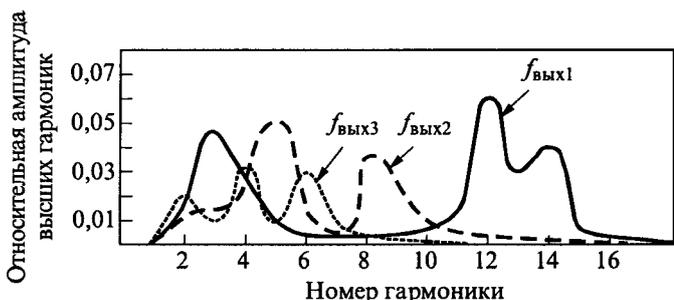


Рис.6. Зависимости относительного значения амплитуды высших гармоник от номера гармоник для $f_{вх} = 50$ Гц, $f_{вых1} = 200$ Гц, $f_{вых2} = 300$ Гц, $f_{вых3} = 400$ Гц

искажения в форму выходного напряжения вносят 3, 12, 14 гармоники, для $f = 300$ Гц – 5, 8, 9, для $f = 400$ Гц – 2, 4, 6.

Как известно, ГОСТ 13109-97 установил нормально допустимые значения несинусоидальности выходного напряжения, которые не должны превышать 3%, а предельно допустимые – 12%. Трехпульсные схемы НПЧ при кратностях частот $f_{вх} / f_{вых} > 18$, а шестипульсные при кратностях частот $f_{вх} / f_{вых} > 6$ отвечают этим требованиям (рис.2).

Однако выходные Г-образные LC-фильтры являются неотъемлемой частью НПЧ, которые предназначены для обеспечения непрерывности кривой выходного напряжения, и они в значительной степени определяют массогабаритные показатели (МГП) преобразователя, что особенно важно для транспортных САЭ.

Выбор схемы выходного фильтра НПЧ диктуется рядом требований: обеспечением требуемого гармонического состава выходного напряжения на выходе фильтра; обеспечением жесткости внешней характеристики (т.е. фильтр не должен вносить заметных ослаблений амплитуды основной гармоники); обеспечением максимального КПД и минимальных МГП.

Как известно, частота выходного напряжения НПЧ изменяется случайным образом, в результате чего спектральный состав выходного напряжения преобразователя не остается постоянным. Поэтому рекомендуемые в ряде работ параллельные многозвенные LC-фильтры, где каждое из звеньев настроено в резонанс на фиксированную частоту, здесь неприменимы. Однако благодаря стабильности основной выходной частоты с успехом могут применяться резонансные фильтры (рис.7).

Последовательная резонансная цепь L1C1 (рис.7) настроена в резонанс с основной частотой $f_{вых}$, обеспечивая минимально возможное сопротивление для токов этой частоты и максимально возможное сопротивление для всех остальных гармоник. Параллельная резонансная цепь L2C2, напротив, представляет собой максимально возможное сопротивление для основ-

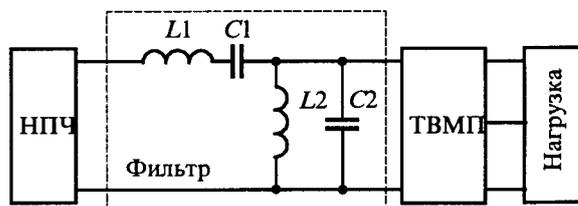


Рис.7. Выходной фильтр НПЧ

ной частоты $f_{\text{ВЫХ}}$ и минимально возможное сопротивление для частот высших гармоник. В результате выходное напряжение преобразователя с частотой $f_{\text{ВЫХ}}$ выделяется только на нагрузке, обеспечивая максимально возможный коэффициент передачи напряжения. В то же время напряжение остальных гармоник выделяется на цепочке $LICl$, и загрузка элементов преобразователя токами этих гармоник невелика.

Как известно, для обеспечения потребителей трехфазным напряжением применяются НПЧ с трехфазным выходом, содержащие три вентилярных комплекта, как правило, каждый из которых содержит по 6 вентиляей. НПЧ с трехфазным выходом имеют сложную систему управления, практически для формирования каждой фазы выходного напряжения свой блок управления. При этом, наличие уравнивающих токов и таких дестабилизирующих факторов как нестабильная частота входного напряжения, изменяющиеся значение и коэффициент мощности нагрузки требуют согласованной работы трех блоков пофазного управления, что приводит к усложнению системы управления НПЧ. В связи с этим ограничения, накладываемые системой управления на работу вентиляей НПЧ, приводят к ухудшению качества выходного напряжения преобразователя и, соответственно, к увеличению МГП выходных фильтров и электрических потерь в них.

Поэтому для повышения КПД преобразователя частоты и надежности его работы необходимо низкочастотную трехфазную систему выходного напряжения получать за счет использования НПЧ с однофазным выходом и однофазно-трехфазного трансформатора с вращаю-

щимся магнитным полем ТВМП (рис.7) [2].

Таким образом, при проектировании выходных фильтров АИЭ на базе НПЧ необходимо учитывать возможные предельные режимы их совместной работы для эффективного уменьшения уровня высших гармоник в выходном напряжении преобразователя и обеспечения требуемого качества электроэнергии для потребителей. Поскольку выходной фильтр НПЧ оказывает влияние на гармонический состав выходного напряжения преобразователя, целесообразно для оптимизации параметров проводить проектирование выходных фильтров, используя математическое моделирование электромагнитных процессов в системе НПЧ-фильтр.

Список литературы

1. Атрощенко В.А., Григораш О. В. Непосредственный преобразователь частоты с улучшенными техническими характеристиками для систем автономного электроснабжения//Электротехника. 1997. № 11.
2. Григораш О.В. К вопросу использования непосредственных преобразователей частоты для стабилизации напряжения асинхронных генераторов с высокоскоростными приводными двигателями//Промышленная энергетика. 1995. № 8.

Григораш Олег Владимирович – начальник кафедры "Электрооборудование и электротехника" Краснодарского военного института (КВИ). Окончил Харьковское высшее военное командно-инженерное училище ракетных войск (ВВКИУРВ) по специальности инженер-электрик в 1983 г. Защитил кандидатскую диссертацию по спецтеме в 1992 г.

Бобылев Егор Николаевич – инженер-электрик. Окончил Краснодарский военный институт в 2001 г.

Мельников Денис Вячеславович – адъюнкт кафедры "Электрооборудование и электротехника" КВИ. Окончил Краснодарское ВВКИУРВ в 1998 г.

Улучшение электромагнитной совместимости в автономных электроэнергетических системах ограниченной мощности методом активной фильтрации напряжения

АГУНОВ А.В.

Рассмотрены вопросы обеспечения электромагнитной совместимости и улучшения качества питающей сети за счет активной фильтрации напряжения. Получены общие законы управления работой активного фильтра, позволяющие достичь полного устранения искажения кривой напряжения на питающих шинах. Приведены результаты экспериментальных исследований рассмотренного технического решения.

Используемые сегодня на практике рекомендации по обеспечению электромагнитной совме-

стимости позволяют осуществлять высокоэффективное управление параметрами качества

электроэнергии в энергосистемах с бесконечными генерирующими мощностями [1–3].

Однако для автономных электроэнергетических систем (АЭС), где генерируемые мощности сравнимы с мощностями, потребляемыми нагрузкой, и компенсация всех искажающих нелинейных нагрузок по каким либо причинам невозможна, рассмотренных методов становится недостаточно.

Это объясняется специфическими особенностями работы нелинейных нагрузок в АЭС ограниченной мощности: нелинейные нагрузки, генерирующие гармонические составляющие тока, являются здесь основным возмущающим фактором. Кроме того, в АЭС большое значение имеет решение вопросов совместной работы резкопеременных мощных нагрузок с чувствительными к искажению напряжения, как правило, маломощными специальными электроприемниками.

Ниже формируется новый оригинальный подход к активной фильтрации напряжения, который улучшает электромагнитную совместимость в таких системах. Отметим, что специфические вопросы обеспечения электромагнитной совместимости, если не считать классические подходы с той или иной их модификацией [4–7], практически не рассматривались в работах специалистов.

Для уяснения электрических процессов, происходящих в автономных электроэнергетических системах ограниченной мощности, работающих на нелинейную нагрузку, рассмотрим эквивалентную схему такой системы, показанную на рис.1.

Генерируемые мощности системы, показанной на рис.1, представлены неидеальным источником U_S с внутренним импедансом Z_S , а нелинейная нагрузка импедансом Z_L и источником тока гармоник I_h .

Данное представление характеризует одно из свойств нелинейной нагрузки – форма тока, протекающего через нелинейный элемент, не повторяет форму приложенного к нему синусоидаль-

ного напряжения. Другими словами, нелинейная нагрузка генерирует гармонические токи, спектр которых отличен от спектра приложенного к нагрузке напряжения. В частности, если к нелинейной нагрузке будет приложено чисто синусоидальное напряжение, через нее будет протекать синусоидальный ток плюс набор гармонических составляющих тока. Заметим, что все сказанное в равной мере относится и к параметрическим нагрузкам.

Рассмотрим сначала с этой точки зрения нелинейную нагрузку, питаемую идеальным источником напряжения. Это соответствует случаю, когда мощность КЗ источника напряжения намного выше мощности нагрузки или внутренний импеданс источника напряжения намного ниже, чем у нагрузки.

В соответствии со вторым законом Кирхгофа для схемы замещения, приведенной на рис.1, справедливо следующее уравнение:

$$U_S - I_h Z_S - I_h Z_L = 0$$

или после преобразований

$$U_S = (Z_S + Z_L) I_h. \quad (1)$$

С другой стороны, напряжение U_T на шинах, питающих нелинейную нагрузку, может быть определено как

$$U_T = Z_L I_h. \quad (2)$$

Разделив (2) на (1) и, записав относительно U_T , получим:

$$U_T = \frac{Z_L}{(Z_S + Z_L)} U_S. \quad (3)$$

Анализ (3) показывает, что, если импеданс источника так мал, что им можно пренебречь, т.е. $|Z_S| \approx 0$, или значительно меньше импеданса нагрузки, т.е. $|Z_L| \gg |Z_S|$, то форма кривой напряжения, приложенного к нагрузке, не зависит от протекающего тока. Таким образом, циркулирование токов гармоник не приводит к сколько-нибудь заметному отклонению формы кривой напряжения U_T на шинах, питающих нагрузку, от синусоидальной.

Пусть теперь нагрузка питается неидеальным источником напряжения (рис.1), т.е. $|Z_S| \geq |Z_L|$.

Токи гармоник, протекающие по нелинейной нагрузке, создают в этом случае падение напряжения гармоник на внутреннем импедансе источника, поэтому кривая напряжения приложенного к нагрузке будет искажена (даже если ис-

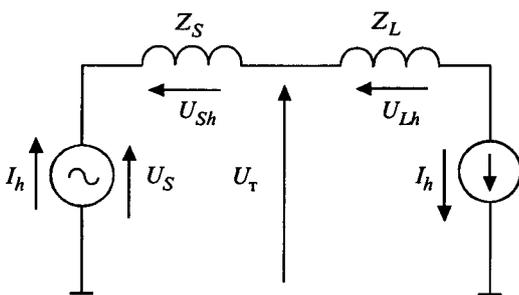


Рис.1. Схема замещения нелинейной нагрузки питаемой неидеальным источником напряжения

точник напряжения чисто синусоидален).

Уравнение (3) показывает также, что на специфических частотах, для которых $|Z_S + Z_L| \approx 0$, происходит параллельный резонанс между $|Z_S|$ и $|Z_L|$, приводящий к значительному увеличению тока этих гармоник. Это в свою очередь приводит к значительному увеличению падения напряжения гармоник на внутреннем импедансе источника и, как следствие, значительному искажению кривой напряжения U_T на шинах питающих нагрузку.

Значительное искажение кривой напряжения на питающих шинах требует проведения мероприятий, которые позволили бы осуществлять параллельную работу мощных нелинейных нагрузок с маломощными специальными электроприемниками, чувствительными к искажению напряжения.

Как следует из приведенных рассуждений, для устранения искажения кривой напряжения на питающих шинах необходимо предотвратить протекание тока гармоник нелинейной нагрузки через источник. Этого можно добиться, заставив протекать токи гармоник по параллельной цепи, подключенной к источнику.

На рис.2 показана эквивалентная схема для такого случая. Параллельная цепь здесь представлена некоторым импедансом K . Ток гармоник, генерируемый нелинейной нагрузкой I_{Lh} , делится на две части. Одна часть (I_{Sh}) протекает по ветви источника, другая (I_{Fh}) – по ветви с импедансом K .

На основании первого закона Кирхгофа в ветви с импедансом K ток

$$I_{Fh} = I_{Lh} - I_{Sh} \tag{4}$$

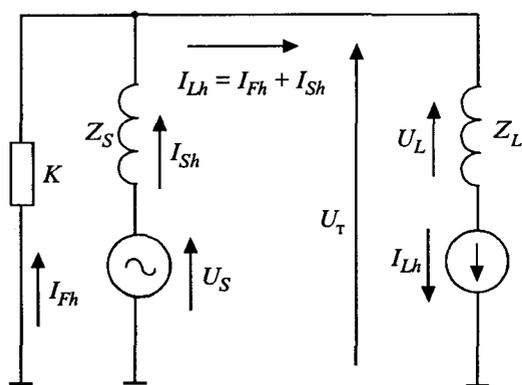


Рис.2. Эквивалентная схема компенсации пассивных составляющих тока нагрузки у шин генератора

С другой стороны, на основании второго закона Кирхгофа для цепи на рис.2 справедливо следующее выражение:

$$KI_{Fh} = Z_L I_{Lh} \tag{5}$$

Подстановка I_{Fh} из (4) в (5) приводит к следующему результату:

$$KI_{Lh} - KI_{Sh} = Z_L I_{Lh}$$

откуда для тока гармоник I_{Sh} , протекающего через источник, можно записать:

$$I_{Sh} = \frac{(K - Z_L)}{K} I_{Lh} \tag{6}$$

Напряжение U_T на шинах, питающих нелинейную нагрузку, может быть определено как

$$U_T = U_S - Z_S I_{Sh} \tag{7}$$

Анализ (6) показывает, что при $|K - Z_L| \approx 0$ ток I_{Sh} также приблизительно равен нулю. Другими словами, ток гармоник перестает течь по ветви источника и полностью протекает по ветви с импедансом K , т.е. импеданс K шунтирует источник для гармонических составляющих тока нелинейной нагрузки. Поскольку гармонические составляющие тока нелинейной нагрузки в этом случае более не протекают через источник, то и не создается падение напряжения гармоник на внутреннем импедансе источника, а следовательно, не искажается форма кривой напряжения U_T на питающих шинах. Действительно, из (7) следует, что при указанных условиях $U_T \approx U_S$.

Технически параллельная ветвь с требуемым импедансом K может быть реализована с помощью управляемого источника тока. Если источник тока будет управляться таким образом, чтобы соотношения между током и напряжением в параллельной ветви получались такими же как в ветви с требуемым импедансом K , то процессы в остальной части цепи не зависят от того, какой из двухполюсников – активный или пассивный к ней подключен. По своей сути такая ветвь будет представлять собой силовой активный фильтр. Рис.3 иллюстрирует принцип построения такого фильтра.

Активный фильтр работает следующим образом. Данные о напряжении на клеммах генератора питания U_S и тока в питающих шинах с датчика напряжения S_U и датчика тока S_C поступают на систему управления активным фильтром APF . Силовая схема активного фильтра обрабатывает требуемый импеданс. Таким образом, неактивные составляющие тока питающих

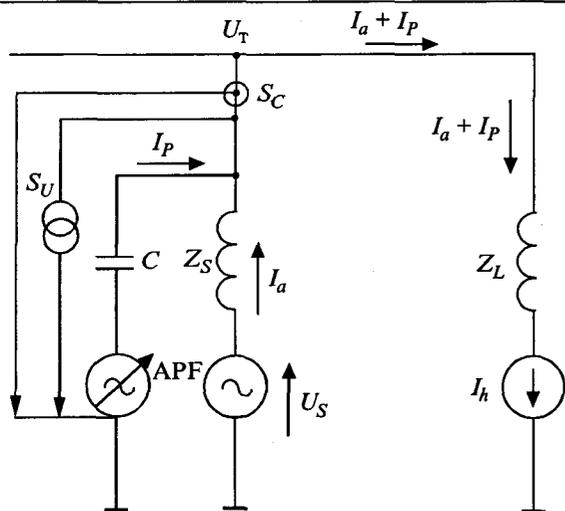


Рис.3. Эквивалентная схема построения силового активного фильтра

шин протекают через активный фильтр и не создают падения напряжения на внутреннем импедансе генератора, что в свою очередь обеспечивает синусоидальную форму кривой питающего напряжения на шинах питания U_T .

Отметим, что для реализации подобных активных фильтров требуются малоинерционные источники тока [8].

На рис.4, 5 приведены осциллограммы работы предлагаемого активного фильтра.

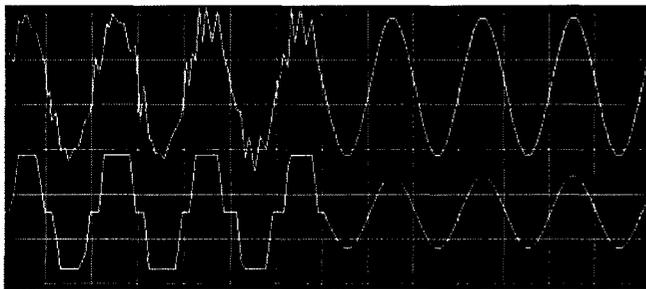


Рис.4. Осциллограммы напряжения питающей сети (вверху) и тока генератора (внизу) (масштабы: напряжения 200 В/дел., тока 50 А/дел., времени 0,01 с/дел.)

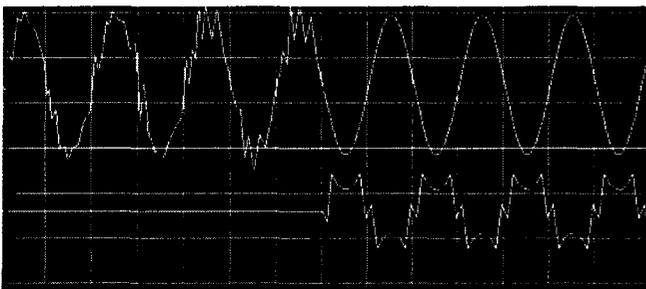


Рис.5. Осциллограммы напряжения питающей сети (вверху) и тока активного фильтра (внизу) (масштабы: напряжения 200 В/дел., тока 50 А/дел., времени 0,01 с/дел.)

Из осциллограмм видно (рис.4), что до того как активный фильтр начал свою работу, напряжение на питающих шинах и ток генератора содержали большое количество гармоник. Гармонический анализ кривой тока генератора до момента времени, когда активный фильтр начал свою работу, показывает, что в кривой тока генератора присутствуют только нечетные гармоники. Основной вклад в искажение кривой тока вносят: ток 5-й гармоники (20% основной гармоники); ток 7-й гармоники (14% основной); ток 11-й гармоники (9% основной); ток 13-й и 17-й гармоник (около 7% основной каждая); ток 19-й и 23-й гармоник (около 5% основной каждая) и амплитуды токов остальных гармоник, не превышающие 4% амплитуды основной гармоники каждая.

Однако, когда активный фильтр начинает свою работу, напряжение на питающих шинах и ток генератора становятся строго синусоидальными.

Следует обратить внимание, что в этом случае амплитуда тока генератора уменьшается, поскольку из тока генератора исчезают его неактивные составляющие.

На рис.5 приведены экспериментальные осциллограммы напряжения питающей сети и тока активного фильтра. Осциллограмма напряжения питающей сети полностью повторяет аналогичную осциллограмму на рис.4 и приведена здесь для удобства сравнения с осциллограммой тока активного фильтра.

Ток (рис.5), генерируемый активным фильтром, является результатом разницы между полным током в питающей сети и его активной составляющей, взятой с обратным знаком.

Здесь следует заметить, что включение в работу активного фильтра не влияет на ток в питающей сети, т.е. ток в питающей сети остается несинусоидальным. Синусоидальность тока в питающей сети можно обеспечить другими известными методами, например за счет использования статических компенсаторов у шин нагрузки [9].

Таким образом, для достижения максимально эффективного использования энергетических мощностей электрооборудования, необходимо совместное использование статических компенсаторов у шин нагрузки и активных фильтров у шин генератора. Только в этом случае удастся достигнуть строгой синусоидальности как напряжения, так и тока питающей сети, т.е. получить полную электромагнитную совместимость.

Список литературы

1. ГОСТ 13109-97. Электрическая энергия. Совместимость технических средств электромагнитная. Нормы качества электрической энергии в системах электроснабжения общего назначения. Минск. Межгосударственный Совет по стандартизации, метрологии и сертификации, 1998.

2. IEEE Std 1459-2000. IEEE Trial-Use Standard Definitions for the Measurement of Electric Power Quantities Under Sinusoidal, Nonsinusoidal, Balanced or Unbalanced Conditions.

3. Розанов Ю.К., Рябчицкий М.В. Современные методы улучшения качества электроэнергии // Электротехника. 1998. № 3. С. 10–17.

4. Gyugyi L., Strycula E. Active AC Power Filter // IEEE Trans. on Industry Applications. 1976. P. 529–535.

5. Akagi H., Kanazawa Y., Nabae A. Instantaneous reactive power compensators comprising switching device without energy storage components // IEEE Trans. Industry Applications. 1984. Vol. IA-20, № 3. P.625–630.

6. Анисимов Я.Ф., Васильев Е.П. Электромагнитная совместимость полупроводниковых преобразователей и судовых электроустановок. Л.: Судостроение, 1990.

7. Jintakosonwit P., Fujita H., Akagi H. Control and Performance of a Fully-Digital-Controlled Shunt Active Filter for Installation on a Power Distribution System // IEEE Trans. on Power Electronics. 2002. Vol.17, № 1. P. 132–140.

8. Агунов А.В. Способ мгновенного генерирования компенсационного тока в питающую сеть // VII-я Российская научно-техническая конференция по электромагнитной совместимости. ЭМС-2002. Сб. науч. докл. Санкт-Петербург, 2002. С. 132–134.

9. Пат. 2183897 РФ. Способ генерирования компенсационного тока в питающую сеть / А.В. Агунов // Открытия. Изобретения. 2002. № 17.

Агунов Александр Викторович – доцент Санкт-Петербургского государственного морского технического университета (СПбГМТУ). Лауреат премии Президиума Академии наук Молдовы. Действительный член российского отделения Института Электро- и Электронных Инженеров (IEEE). Окончил факультет радиотехники Кишиневского политехнического института в 1991 г. Защитил кандидатскую диссертацию по "Неактивные составляющие полной мощности в автономных электро-технических системах судостроения" в 1997 г.

Исследование характеристик управляемой продольной компенсации как устройства для регулирования потоков мощности гибких линий электропередачи переменного тока

ИВАКИН В.Н.

Изложены методы расчета установившихся режимов в схеме тиристорного устройства продольной компенсации (УПК) и характеристик гибкой электропередачи с УПК. Показаны особенности характеристик управления мощностью в линии электропередачи с помощью УПК. Представлены примеры и результаты расчета режимов работы электропередачи с УПК.

The methods of analysis of steady-state operating conditions in the circuit of TCSC and performances of FACTS with TCSC are stated. The features of performances of control of power in a transmission line with the TCSC are shown. The examples and results of simulations of operating conditions of FACTS with TCSC are submitted.

Среди известных устройств, обеспечивающих возможность регулирования потока мощности в линиях электропередачи, т.е. предназначенных для создания гибких электропередач (ГЭП), наибольшее применение в мире к настоящему времени нашли тиристорные устройства продольной компенсации (ТУПК) на основе схемы, предусматривающей регулирование тока в реакторе с помощью встречно-параллельно включенных тиристоров, получившей в англоязычной литературе название Thyristor Controlled Series Compensator (TCSC) [1]. Это связано прежде всего с простотой схемы устройства и относительно низкой стоимостью, которая значительно меньше, чем стоимость других устройств для ГЭП, основанных на применении мощных полупроводниковых преобразователей. Так как

интерес к практическому созданию ГЭП в электроэнергетических системах России возрастает, несомненно, представляет интерес и проблема применения ТУПК. В тоже время в отечественной литературе практически отсутствуют публикации, связанные с анализом режимов работы ТУПК, их особенностями и возможностями устройства для регулирования мощности в электропередаче.

Для определения возможностей устройства при регулировании мощности электропередачи прежде всего необходимо определить зависимость эквивалентного реактанса ТУПК от угла управления на основной гармонике. Для этого рассмотрим выражения для токов и напряжений в схеме ТУПК, которое далее, для сокращения, будем называть просто УПК.

Принципиальная упрощенная схема ЛЭП с УПК показана на рис.1. УПК представляет собой конденсаторную батарею, включаемую последовательно в линию электропередачи, и тиристорно-реакторную фазу (ТРФ), подключаемую параллельно конденсаторной батарее. Управляя углом включения тиристоров можно изменять эквивалентное сопротивление ТРФ и, соответственно, всей установки, регулируя таким образом коэффициент компенсации индуктивного сопротивления всей ЛЭП.

Форма тока в ТРФ подробно рассмотрена в [2] для условий работы в схеме статического тиристорного компенсатора (СТК), когда ток в схеме определяется приложенным синусоидальным напряжением с постоянной амплитудой, т.е. под действием идеального источника напряжения. Напряжение на ТРФ в электропередаче, в схеме УПК, зависит, в первую очередь, от тока в передаче, т.е. форма тока и напряжения в установившемся режиме работы определяется условиями более близкими к условиям воздействия источника тока.

Процессы в схеме ЛЭП с УПК, представленной на рис.1, описываются системой уравнений:

$$\begin{aligned} L_n \frac{di_n}{dt} + R_n i_n + u_C &= u_1(t) - u_2(t); \\ i_n(t) &= i_C(t) + i_p(t); \\ u_C &= \frac{1}{C} \int_{t_0}^t i_C(t) dt + U_C(0). \end{aligned} \quad (1)$$

На каждом n -м интервале времени $t_{0(n)} - t_{(n)}$, когда вентили в схеме УПК открыты, система уравнений (1) должна быть дополнена уравнением:

$$u_C = L_p \frac{di_p}{dt} = \frac{1}{C} \int_{t_{0(n)}}^{t_{(n)}} i_C(t) dt + U_C(t_{0(n)}). \quad (2)$$

Решение системы (1), (2) как для переходного, так и для установившегося режима определяется, кроме начальных условий, принципами управления, т.е. моментами времени или фаза-

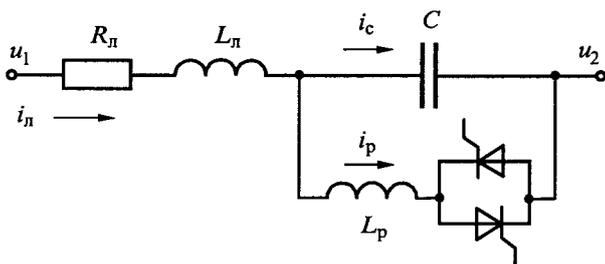


Рис.1. Принципиальная схема ЛЭП с УПК

ми открытия вентилях. Обычно решение таких систем проводят с помощью методов численного интегрирования на ЦВМ, однако для выбора параметров схемы УПК, анализа возможностей устройства для регулирования мощности в электропередаче, выбора системы управления и принципов регулирования желательно иметь и аналитическое решение. Такое решение для установившегося режима может быть получено при следующих допущениях:

1. Установившийся ток в линии – синусоидальный с частотой ω , соответствующей частоте питающей сети. Анализ с помощью ЦВМ показывает, что коэффициент несинусоидальности тока линии при правильно выбранных параметрах схемы УПК и в рабочей зоне углов управления оказывается менее 1%.

2. Фазы (моменты подачи) импульсов управления тиристоров относительно момента перехода тока в линии через нуль постоянны.

С учетом принятых допущений ток линии

$$i_n(t) = \cos(\omega t). \quad (3)$$

Это позволяет получить решение для токов в относительных величинах при базисном значении, равно амплитуде тока в линии (I_n).

Пусть в момент t_0 , соответствующий значению $\omega t_0 = -\varphi$, тиристоры открылись. Тогда для интервала времени $\omega t = -\varphi \div \varphi_1$, в течении которого тиристоры были открыты, для токов в схеме УПК можно записать:

$$\begin{aligned} i_C(t) + i_p(t) &= i_n(t); \\ L_p \frac{di_p}{dt} &= \frac{1}{C} \int_{t_0}^t i_C(t) dt + U_C(0). \end{aligned}$$

Относительно времени t_0 выражение для тока в линии будет иметь вид

$$i_n(t) = \cos(\omega t - \varphi) = \cos(\varphi)\cos(\omega t) + \sin(\varphi)\sin(\omega t). \quad (4)$$

Применяя преобразование Лапласа, переходя к изображениям тока, можно записать:

$$I_n(p) = \cos \varphi \frac{p}{p^2 + \omega^2} + \sin \varphi \frac{\omega}{p^2 + \omega^2}; \quad (5)$$

$$I_n(p) = I_C(p) + I_p(p); \quad (6)$$

$$pL_p I_p(p) = \frac{1}{pC} I_C(p) + \frac{1}{p} I_C(0). \quad (7)$$

Собственно говоря, преобразование Лапласа предполагает запись начальных условий в выражении (7) в виде $U_C(0+)$, однако, учитывая, что для рассматриваемой схемы соблюдаются законы коммутации, т.е. $U_C(0-) = U_C(0+)$, будем писать более кратко: $U_C(0)$.

Решаем уравнения (5)–(7) относительно $I_p(p)$

$$I_p(p) = \cos \varphi \frac{p\omega_0^2}{(p^2 + \omega_0^2)(p^2 + \omega^2)} + \sin \varphi \frac{\omega\omega_0^2}{(p^2 + \omega_0^2)(p^2 + \omega^2)} + \frac{\omega_0^2 C U_C(0)}{p^2 + \omega_0^2}. \quad (8)$$

Переходя далее к оригиналам во временной области, получаем:

$$i_p(t) = A \cos(\omega t - \varphi) - A \cos \varphi \cos \omega_0 t - \frac{A}{K} \sin \varphi \sin \omega_0 t + \omega_0 C U_C(0) \sin \omega_0 t, \quad (9)$$

где

$$A = \frac{\omega_0^2}{\omega_0^2 - \omega^2}; \quad \omega_0^2 = \frac{1}{LC}; \quad K = \frac{\omega_0}{\omega}.$$

От решения относительно момента времени t_0 переходим к решению относительно времени $t = 0$, т.е. заменяем переменную t на $t + \varphi/\omega$. Тогда

$$i_p(t) = A \cos \omega t + (-A \cos \varphi \cos(K\varphi) - \frac{A}{K} \sin \varphi \sin(K\varphi) + \omega_0 C U_C(0) \sin(K\varphi)) \cos \omega_0 t + (A \cos \varphi \sin(K\varphi) - \frac{A}{K} \sin \varphi \cos(K\varphi) + \omega_0 C U_C(0) \cos(K\varphi)) \sin \omega_0 t. \quad (10)$$

Выражение (10) представляет собой общее решение для тока в ТРФ на интервале проводимости вентиля, соответствующем $\omega t = -\varphi \div \varphi_1$, где знак тока не меняется. Оно имеет синусную и косинусную составляющие частоты ω_0 , поэтому импульс тока в общем случае оказывается несимметричным относительно оси $t = 0$. Установившийся режим характеризуется симметрией значений тока относительно оси $t = 0$, что возможно только в том случае, если синусная составляющая обратится в нуль.

При этом условии напряжение на конденсаторе в момент коммутации ($\omega t = -\varphi$) будет определяться выражением

$$U_C(0) = A \omega L_p (\sin \varphi - K \cos \varphi \operatorname{tg}(K\varphi)). \quad (11)$$

При этом значении $U_C(0)$ будет выполняться условие симметрии тока, т.е. $i_p(-\varphi) = i_p(\varphi) = 0$. При других значениях $U_C(0)$ ток $i_p(t)$ будет несимметричен относительно оси $t = 0$, соответствующей значению $\cos \omega t = 1$ или максимуму тока ЛЭП, т.е. режим не будет установившимся. Заметим, что длительность переходного процесса с момента изменения угла управления до момента установления новых значений токов и

напряжений в схеме УПК зависит как от значения скачка угла управления, так и от параметров УПК и параметров линии.

Подставляя (11) в (10), получаем выражение для тока в реакторе ТРФ в установившемся режиме:

$$i_p(t) = A \cos \omega t - A \frac{\cos \varphi}{\cos(K\varphi)} \cos \omega_0 t, \quad (12)$$

справедливое для $\omega t = -\varphi \div \varphi$.

Форму напряжения на конденсаторе УПК в установившемся режиме можно найти из условия, что в течение времени, когда тиристоры открыты, т.е. при $\omega t = -\varphi \div \varphi$

$$U_C(t) = L_p \frac{di_p}{dt} = -A \omega L_p \sin \omega t + A \omega_0 L_p \frac{\cos \varphi}{\cos(K\varphi)} \sin \omega_0 t. \quad (13)$$

$$\text{Заметим, что } U_C\left(t = \frac{\varphi}{\omega}\right) = -U_C\left(t = -\frac{\varphi}{\omega}\right) = -U_C(0).$$

В течение времени, когда тиристоры закрыты, т.е. $\omega t = \varphi \div (\pi - \varphi)$

$$U_C(t) = \frac{1}{C} \int_{\varphi/\omega}^t i_C(t) dt + U_C\left(t = \frac{\varphi}{\omega}\right) = \frac{1}{\omega C} (\sin \omega t - \sin \varphi) - A \omega L_p (\sin \varphi - K \cos \varphi \operatorname{tg}(K\varphi)). \quad (14)$$

Найдем составляющие первой (основной) и n -й гармоник в токе ТРФ, разложив формулу тока в ряд Фурье:

$$I_{p(1)} = \frac{2}{\pi} \int_{-\varphi}^{\varphi} \left[A \cos \omega t - A \frac{\cos \varphi}{\cos(K\varphi)} \cos(K\omega t) \right] \times \cos \omega t d(\omega t) = A \frac{2\varphi + \sin(2\varphi)}{\pi} - \frac{4A^2 \cos^2 \varphi}{K^2} \left(\frac{K \operatorname{tg}(K\varphi) - \operatorname{tg} \varphi}{\pi} \right); \quad (15)$$

$$I_{p(n)} = \frac{2}{\pi} \int_{-\varphi}^{\varphi} \left[A \cos \omega t - A \frac{\cos \varphi}{\cos(K\varphi)} \cos(K\omega t) \right] \times \cos(n\omega t) d(\omega t) = \frac{4A \cos \varphi}{\pi} \frac{n(1 - K^2) \sin(n\varphi)}{(n^2 - 1)(n^2 - K^2)} - \frac{(K(n^2 - 1) \operatorname{tg}(K\varphi) - (n^2 - K^2) \operatorname{tg} \varphi) \cos(n\varphi)}{\pi}, \quad (16)$$

где n – порядковый номер гармоники; $n = 2m + 1$; $m = 1, 2, \dots$

Эквивалентное сопротивление на основной гармонике регулируемой УПК

$$\dot{Z}_{\text{УПК}(1)}(\varphi) = \frac{U_{\text{УПК}(1)}(\varphi)}{I_n} = (jX_C) \left(\frac{I_{p(1)}(\varphi)}{I_n} - 1 \right).$$

Так как при анализе токов мы получили решение в относительных значениях тока I_n , то можно записать

$$X_{\text{УПК}}(\varphi) = X_C(I_{p(1)}(\varphi) - 1) = \frac{1}{\omega C} \left[\frac{A}{\pi} (2\varphi + \sin(2\varphi)) - \frac{4A^2 \cos^2 \varphi}{K^2 \pi} (K \operatorname{tg}(K\varphi) - \operatorname{tg}\varphi) - 1 \right]. \quad (17)$$

Если в (16) ввести угол управления тиристоров α , который отсчитывать от перехода напряжения на КБ через нуль, как это принято для СТК, то с учетом того, что $\varphi = \pi - \alpha$, получим:

$$X_{\text{УПК}}(\alpha) = \frac{1}{\omega C} \left[\frac{A}{\pi} (2\pi - 2\alpha - \sin(2\alpha)) - \frac{4A^2 \cos^2 \alpha}{K^2 \pi} \times (K \operatorname{tg}(K(\pi - \alpha)) + \operatorname{tg}\alpha) - 1 \right]. \quad (18)$$

Интересно сравнить выражение (18) с $X_{\text{УПК}(1)}(\alpha)$, рассчитанным с использованием формулы для эквивалентного сопротивления ТРФ на основной частоте $X_{p(\text{эkv})}(\alpha) = X_p/F(\alpha)$, полученной в [1] для условий работы в схеме СТК. В этом случае

$$X_{\text{УПК}(1)}(\alpha) = \frac{1}{\omega C} \frac{1}{K^2 F(\alpha) - 1} = \frac{1}{\omega C} \frac{1}{K^2 \left[\frac{2\pi - 2\alpha}{\pi} + \frac{1}{\pi} \sin 2\alpha \right] - 1}. \quad (19)$$

Для расчетов удобнее пользоваться относительными значениями, поэтому рассмотрим относительное суммарное реактивное сопротивление ЛЭП с УПК:

$$X_{*\Sigma}(\alpha) = \frac{X_{\Sigma}}{X_n} = \frac{X_n + X_{\text{УПК}}(\alpha)}{X_n} = 1 + \frac{X_{\text{УПК}}(\alpha)}{X_n} = 1 + S(\alpha), \quad (20)$$

где $S(\alpha)$ – коэффициент компенсации ЛЭП, зависящий от угла α .

Заметим, что при $\alpha = \pi$, т.е. при запертых тиристорах $S(\alpha = \pi) = S_0 = \frac{X_C}{X_n}$, как это определяется обычно для ЛЭП с нерегулируемыми устройствами продольной компенсации. Подставив в (20) выражения (18) и (19), получим:

$$X_{*\Sigma}(\alpha) = 1 + S_0 \left[\frac{A}{\pi} (2\pi - 2\alpha - \sin(2\alpha)) - \frac{4A^2 \cos^2 \alpha}{K^2 \pi} (K \operatorname{tg}(K\pi - K\alpha) + \operatorname{tg}\alpha) - 1 \right] \quad (21)$$

и

$$X_{*\Sigma}(\alpha) = 1 + S_0 \frac{\pi}{K^2 [(2\pi - 2\alpha) + \sin 2\alpha] - \pi}. \quad (22)$$

Анализ выражений (21) и (22) показывает, что в схеме УПК и, соответственно, в ЛЭП существуют условия для возникновения резонансов, т.е. когда $X_{*\Sigma}$ обращается в нуль или бесконечность ("полюс"). Однако если выражение (22) указывает только на одну точку (одно значение угла α), при которой проявляется "полюс", то выражение (21) указывает на возможность множества таких точек. Условием возникновения "полюсов" является уравнение $\operatorname{tg}(K(\pi - \alpha)) = \infty$, решение которого $K(\pi - \alpha) = \pi(2n - 1)/2$, где $K = \omega_0/\omega$ – действительное число; $n = 1, 2, 3, \dots$ – целое число; $\pi/2 \leq \alpha \leq \pi$.

Число резонансных точек определяется усло-

вием $n \leq \frac{K+1}{2}$, откуда

если $K < 1,0$, то $n = 0$, т.е. "полюсов" нет;
если $1,0 \leq K < 3,0$, то $n = 1$, $\alpha_1 = \pi - \pi/(2K)$;
если $3,0 \leq K < 5,0$, то $n = 2$, $\alpha_1 = \pi - \pi/(2K)$,
 $\alpha_2 = \pi - 3\pi/(2K)$; и т.д.

На рис.2,а представлены результаты расчетов $X_{*\Sigma}$, выполненные по (21) и (22) для значений

$$S_0 = 0,2, \quad K = \frac{\omega_0}{\omega} = \sqrt{\frac{X_C}{X_p}} = 0,9,$$

$$A = \frac{\omega_0^2}{\omega^2 - \omega^2} = \frac{K^2}{K^2 - 1} = -4,26.$$

На рис.2,б представлены результаты тех же расчетов для значений $S_0 = 0,2$, $K = 1,31$, $A = 2,4$, а на рис.2,в, г – для значений $S_0 = 0,2$, $K = 3,5$, $A = 1,1$.

Как видно из рис.2, K – основной параметр, определяющий вид зависимости $X_{*\Sigma}(\alpha)$, а следовательно, и регулировочных характеристик УПК.

При $K < 1$, зависимости $X_{*\Sigma}(\alpha)$, построенные по формулам (21) и (22), практически совпадают, а при $K > 1$ имеют существенные различия, проявляющиеся не только в смещении, но и появлении дополнительных точек "полюсов" (для $K > 3$).

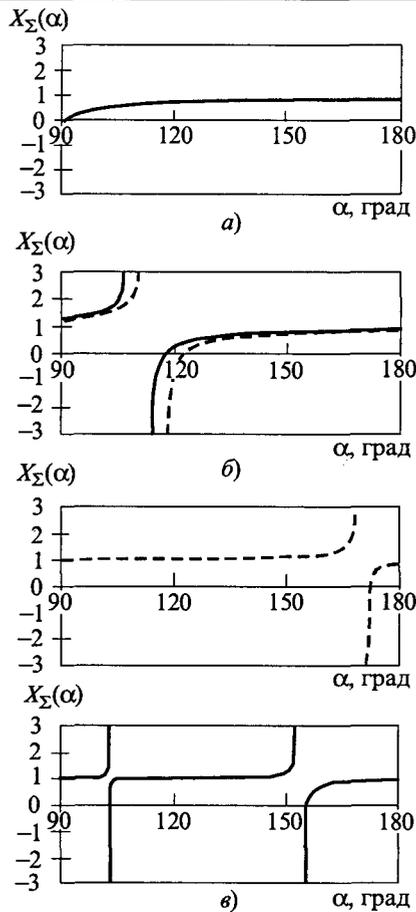


Рис.2. Зависимость суммарного реактивного сопротивления ЛЭП с УПК от угла α по выражению (21) (—) и по выражению (22) (---):
 а - $K = 0,9$; б - $K = 1,31$; в, г - $K = 3,5$

Для выбора параметров тиристорных блоков в УПК важно знать максимальные значения напряжения и тока. Эти значения можно получить из выражений (12) и (14) с учетом расчетного амплитудного значения тока в линии $I_{л.м}(\varphi)$, соответствующего установившемуся значению тока в линии при угле управления вентилей УПК $\alpha = \pi - \varphi$.

Как показывает анализ токов и напряжений в схеме УПК, диапазонов углов управления вентилей для устойчивой работы устройства, а также влияния параметров УПК на ток линии электропередачи, практический интерес представляют параметры УПК с $K < 3$. Для $K < 3$ можно получить следующие выражения:

$$I_{т.м}(\varphi) = |i_P(t=0)| = \left| I_{л.м}(\varphi) A \left(1 - \frac{\cos \varphi}{\cos(K\varphi)} \right) \right|; \quad (23)$$

$$U_{*СМ}(\varphi) = |U_C(\omega t = \pi/2)| = \left| I_{л.м}(\varphi) \frac{1}{\omega C} \left(1 - A \sin \varphi + \frac{A}{K} \cos \varphi \operatorname{tg}(K\varphi) \right) \right|, \quad (24)$$

где $I_{л.м}(\varphi) = |U_{12м}| / \sqrt{R_{*л}^2 + X_{*Σ}^2(\varphi)}$; $U_{12м}$ - амплитуда напряжения, приложенного к линии.

Пусть $U_{УПК(ном)} = U_H$ и $I_{УПК(ном)} = I_H$ - номинальное напряжение и номинальный ток УПК, соответствующие напряжению на конденсаторной батарее (КБ) и току КБ при запертых вентилях. Так как при этих условиях ток в КБ равен току линии, то примем I_H и в качестве номинального тока линии. Принимая значения U_H и I_H в качестве базовых величин можно получить зависимости напряжения и тока в схеме УПК, а также тока в линии от угла регулирования в относительных единицах:

$$I_{*л}(\varphi) = \frac{I_{л.м}(\varphi)}{I_{н.м}} = \sqrt{\frac{R_{*л}^2 + (1 - S_0)^2}{R_{*л}^2 + X_{*Σ}^2(\varphi)}};$$

$$I_{*т.м}(\varphi) = \frac{I_{т.м}(\varphi)}{I_{н.м}} = I_{*л}(\varphi) A \left(1 - \frac{\cos \varphi}{\cos(K\varphi)} \right);$$

$$I_{*T(1)}(\varphi) = I_{*P(1)}(\varphi) = I_{*л}(\varphi) A \times$$

$$\times \left(\frac{2\varphi + \sin(2\varphi)}{\pi} - \frac{4A \cos^2 \varphi}{K^2} \left(\frac{K \operatorname{tg}(K\varphi) - \operatorname{tg} \varphi}{\pi} \right) \right);$$

$$U_{*СМ}(\varphi) = \frac{U_{СМ}(\varphi)}{U_{н.м}} = I_{*л}(\varphi) \left(1 - A \sin \varphi + \frac{A}{K} \cos \varphi \operatorname{tg}(K\varphi) \right), \quad (25)$$

где $R_{*л} = R_{л}/X_{л}$; $\varphi = \pi - \alpha$.

Так как КБ включена параллельно ТРФ, то максимальное напряжение на КБ ($U_{*СМ}$) при $K < 3$ определяет и максимальное напряжение на тиристорах (без учета колебательной составляющей при коммутации).

На рис.3 представлены результаты расчетов $I_{*л}(\alpha)$, $I_{*т.м}(\alpha)$, $U_{*СМ}(\alpha)$, выполненные по (25) для следующих значений коэффициентов: $S_0 = 0,2$, $K = 1,31$, $R_{*л} = 0,18$.

Изменение знака тока и напряжения зависимостей, приведенных на рис.3, соответствует изменению фазовых углов этих переменных. При приближении к точке "полюса" наблюдается резкий рост токов и напряжений в схеме УПК, характерный для условий работы резонансных схем, что требует принятия соответствующих мер для ограничения возможных перегрузок оборудования.

Выражения (25) определяют регулировочные характеристики линии электропередачи с УПК (зависимость $I_{*л}(\alpha)$), а также возникающие при

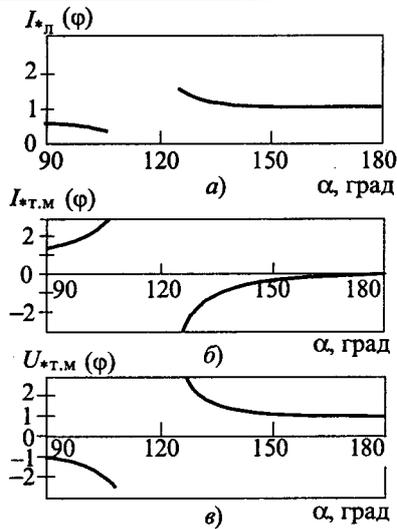


Рис.3. Расчетные зависимости относительных значений тока линии (а), максимальных значений тока (б) и напряжения (в) тиристорных вентилях при $S_0 = 0,2$, $K=1,31$, $R_{*л} = 0,18$

регулировании коэффициенты перегрузки оборудования УПК (зависимости $I_{*т.м}(\alpha)$, $I_{*т(1)}(\alpha)$, $U_{*СМ}(\alpha)$). Ограничивая перегрузку допустимыми для оборудования значениями, можно получить возможные области регулирования тока передачи и допустимые значения углов управления (допустимую зону углов).

Аналогично можно определить относительные значения амплитуд гармоник, генерируемых ТРФ в схеме УПК:

$$I_{p(n)}(\varphi) = I_{*л}(\varphi) \frac{4A \cos \varphi}{\pi} \times \frac{n(1-K^2) \sin(n\varphi) + (K(n^2-1) \operatorname{tg}(K\varphi) - (n^2-1)(n^2-K^2))}{(n^2-1)(n^2-K^2)} - \frac{(n^2-K^2) \operatorname{tg}(\varphi) \cos(n\varphi)}{n^2} \quad (26)$$

Так как ТРФ в схеме УПК шунтирована КБ, сопротивление которой падает с ростом номера гармоники, в то время как сопротивление линии увеличивается, амплитуды гармоник в линии существенно меньше и резко уменьшаются с ростом порядкового номера гармоники. Если пренебречь составляющей активного сопротивления линии, то токи высших гармоник в ней, обусловленных током ТРФ, можно оценить как

$$I_{л(n)}(\varphi) \approx I_{p(n)}(\varphi) S_0 / n^2.$$

Формы токов и напряжений в схеме УПК, а также тока линии иллюстрируют расчетные осциллограммы, представленные на рис.4, для режимов работы как справа от точки "полюса",

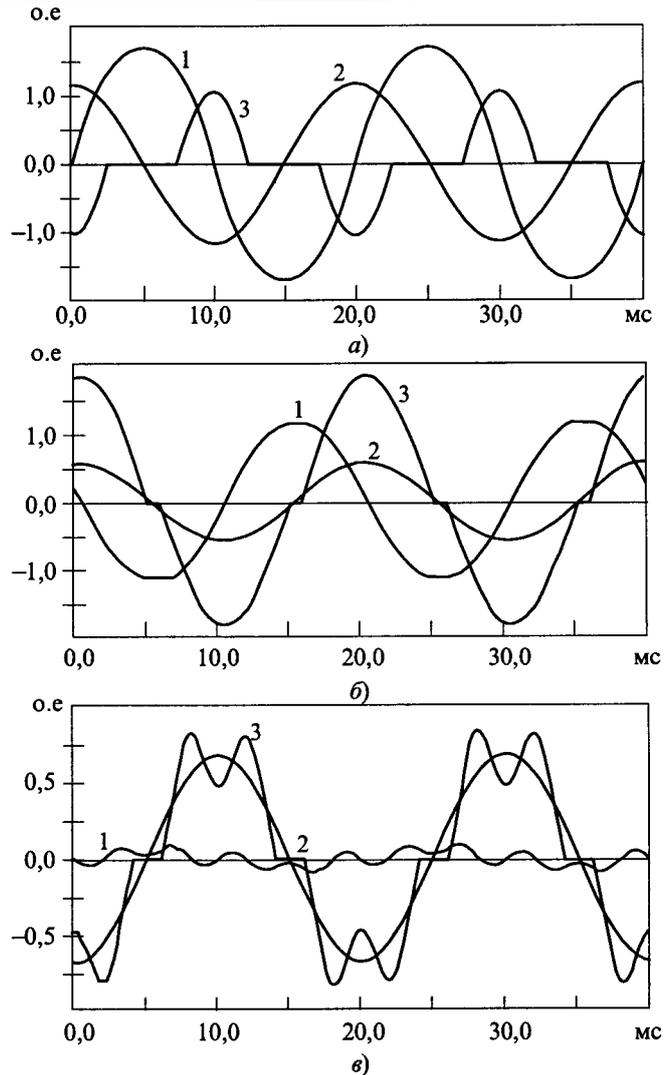


Рис.4. Осциллограммы напряжения на УПК (1), тока в линии (2) и тока ТРФ (3) в зоне углов управления $\alpha > \alpha_1$ (а), $\pi/2 \leq \alpha < \alpha_1$ (б) при $K = 1,31$ и $\pi/2 \leq \alpha < \alpha_2$ (в) при $K = 3,5$

так и слева, т.е. для углов $\alpha > \alpha_1$, $\alpha < \alpha_1$ и $\alpha < \alpha_2$. Как видно из осциллограмм, формы токов и напряжений в схеме УПК существенно изменяются для зоны углов $\alpha < \alpha_2$ при $K > 3$, соответственно формулы для расчета максимальных значений токов и напряжений в схеме будут иметь вид, отличный от выражений (23)–(25). При этих условиях максимальные значения тока в ТРФ достигаются не при $t = 0$, а при $t \approx \pm \pi / \omega_0$.

Особенностью динамических характеристик УПК является сильная зависимость постоянной времени перехода из одного установившегося режима, с одним значением угла управления α , в другой от близости исходного режима к точке "полюса". Если при токах ТРГ, меньших номинального, длительность процесса составляет 1,5–2 периода частоты сети, то при токах, близких к двойному значению, длительность процес-

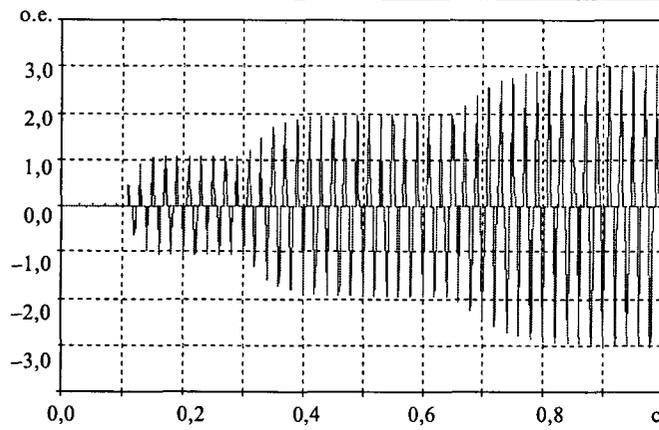


Рис.5. Оциллограмма тока ТРФ при скачкообразном изменении угла управления

са увеличивается в 3–3,5 раза. На оциллограмме рис.5 представлен процесс изменения тока в ТРГ при скачкообразном изменении угла управления α , приводящем к увеличению тока до $2I_H$ и $3I_H$.

Еще одной особенностью работы УПК является невозможность плавного перехода из области работы с $\alpha > \alpha_1$ в область работы с $\alpha < \alpha_1$, т.е. переход через точку "полюса". Это связано не только с тем, что приближение к этой точке сопровождается резонансным усилением токов и напряжений в схеме УПК, но и тем, что переход через точку "полюса" вызывает возникновение слабозатухающих колебаний большой амплитуды во всей электропередаче. Устойчивая работа с плавным изменением углов управления возможна только в области $\pi/2 < \alpha < \alpha_1$, т.е. в области с границей, соответствующей полному закрытию вентилей, либо в области $\pi/2 \leq \alpha < \alpha_1$, т.е. в области с границей, соответствующей полностью открытым вентилям. Переход из одной области в другую с минимальными длительностью и перегрузками происходит при скачкообразном изменении углов управления из одной

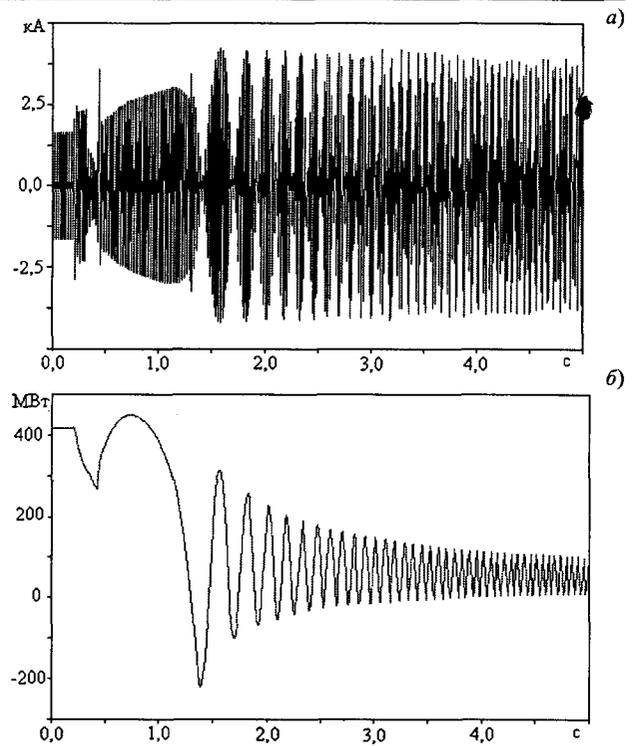


Рис.7. Расчетные оциллограммы процесса при КЗ и АПВ на ЛЭП при отсутствии управления УПК:

а – ток в линии; б – активная мощность генератора

зоны в граничную точку другой, т.е. в точку полного открытия или в точку полного закрытия вентилей.

Для анализа влияния УПК на повышение динамической устойчивости электропередачи была разработана модель, блок-схема которой представлена на рис.6, включающая трехфазные модели турбогенератора и двухцепной линии электропередачи с УПК, соединяющей генератор с системой бесконечной мощности. На одной из линий устраивалось трехфазное КЗ длительностью 0,12 с с последующим отключением поврежденного участка ЛЭП и АПВ через 1 с. Параметры модели были выбраны так, что при КЗ и

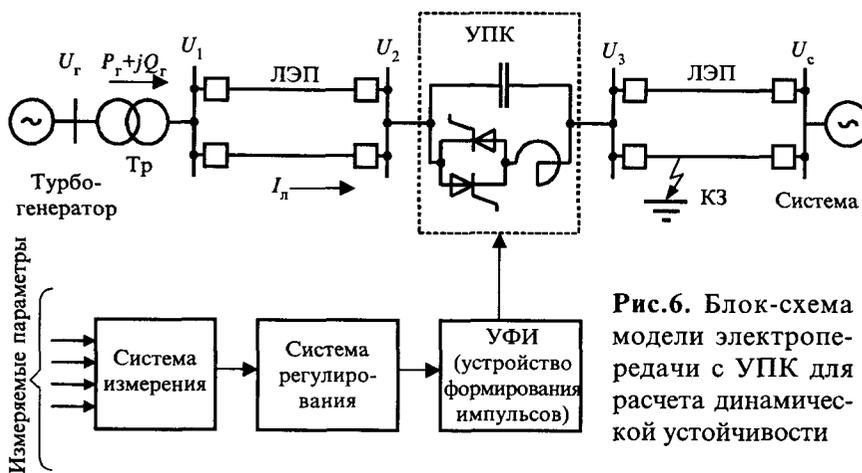


Рис.6. Блок-схема модели электропередачи с УПК для расчета динамической устойчивости

отключенной системе управления вентилями УПК, т.е. при наличии нерегулируемого УПК, происходило нарушение динамической устойчивости электропередачи (рис.7). Как показали расчеты, включение довольно простой системы управления, реагирующей только на отклонение активной мощности по передаче от заданного значения с форсировкой на время АПВ, приводит к сохранению устойчивости электропередачи и быстрому демпфированию

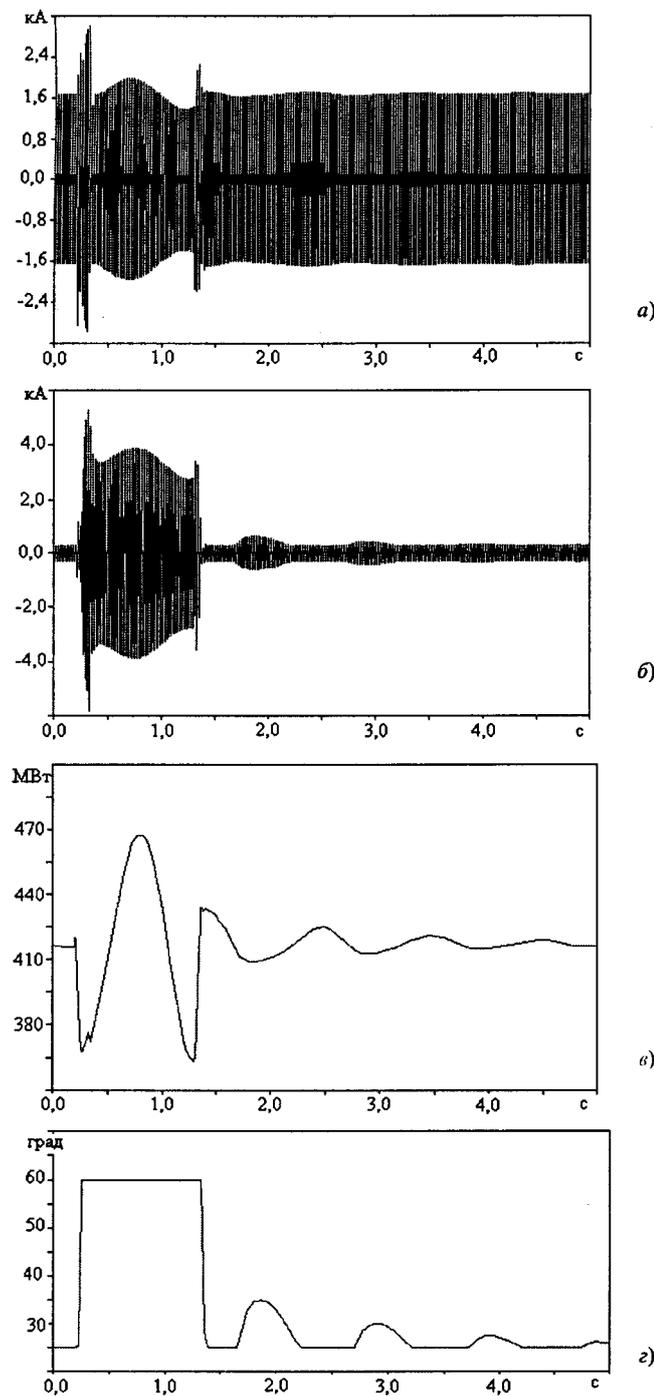


Рис.8. Расчетные осциллограммы процесса при КЗ и АПВ на ЛЭП при включении системы управления УПК: а – ток в линии; б – ток через ТРФ; в – активная мощность генератора; г – сигнал управления УПК

колебаний мощности (рис.8). В качестве опорного сигнала системы синхронизации был принят сигнал тока в линии, точки перехода которого через нуль являлись моментами отсчета углов управления вентилями УПК. Применение для этих целей напряжения, как это принято в СТК, может приводить к неустойчивости работы устройства, так как в соответствии с выражениями (13) и (14) в напряжении на УПК име-

ется составляющая частоты ω_0 , амплитуда которой зависит от параметров УПК и угла управления, что при варьировании параметров может приводить к появлению дополнительных синхронизирующих импульсов. В тоже время ток в электропередаче сохраняется синусоидальным практически для всех параметров схемы УПК и углов управления.

а) Проведенные исследования показали высокую эффективность применения УПК для регулирования мощности в электропередачах переменного тока, повышения статической и динамической устойчивости. Безусловно, при решении задачи создания конкретной гибкой электропередачи и выборе типа регулирующих устройств необходим технико-экономический анализ всех возможных решений, рассмотренных, в частности, в [1], но, как показывает опыт, выбор остается за наиболее простыми, надежными и сравнительно недорогими устройствами.

Выводы

1. Показано, что применение полученных ранее при анализе режимов СТК выражений для эквивалентного сопротивления тиристорно-реактивной фазы (ТРФ) для расчета эквивалентного сопротивления УПК не всегда точно отражает характеристики устройства.
2. Приведены результаты расчетов по моделированию гибкой электропередачи с УПК, показывающие высокую эффективность применения этого устройства для регулирования мощности электропередачи переменного тока.

Список литературы

1. Ивакин В.Н., Ковалев В.Д. Перспективы применения силовой преобразовательной техники в электроэнергетике // Электричество. 2001. № 9. С.30–37.
2. Ивакин В.Н., Худяков В.В. Методика расчета установившихся режимов статических компенсаторов реактивной мощности // Электротехника. 1978. №8. С.6–11.
3. Christl N., Hedin R., Sadek K.a.o. Advanced Series Compensation (ASC) With Thyristor Controlled Impedance // CIGRE. Paris. 1992. P. 14/3738-05.
4. Fuerte-Esquivel C.R., Acha E., Ambriz-Perez H. A Thyristor Controlled Series Compensaor Model for the Power Flow Solution of Practical Power Networks // IEEE Transactions on Power Systems. 2000. Vol. 15, № 1. P. 58–64.
5. Gama C., Angquist L., Ingestrom G., Noroozian M. Commissioning and Operative Experience of TCSC Power Oscillation in the Brazilian North-South Interconnection // CIGRE. Paris, 2000. P. 14–104.

Ивакин Виктор Николаевич – начальник сектора ГНЦ ВЭИ им.В.И.Ленина. Окончил МЭИ в 1975 г. Защитил кандидатскую диссертацию по теме "Оптимизация характеристик статических тиристорных компенсаторов" в 1987 г. в МЭИ.

ИТАПИЯ на выставке «ЭЛЕКТРО 2003»

Ведущие итальянские производители электрооборудования

UNIDATA / УНИДАТА

UNIDATA SRL

Via Gramsci, 55 - 20032, Cormano (MI) - ITALY

Tel. +39 02 66301905, Fax: +39 02 66301531

unidata@unidatafc.com, www.unidatafc.com

Аналоговое и цифровое измерительное оборудование, измерители мощности, преобразователи, трансформаторы тока и напряжения. Системы радиуправления.

ARISTONCAVI / АРИСТОНКАВИ

ARISTONCAVI SPA

Via Einaudi 42/44, 36040 BRENDOLO (VI) ITALY

Tel. +39 0444 492288, Fax: +39 0444 492094

info@aristoncavi.com, www.aristoncavi.com

Силовые и сигнальные кабели для низких и средних напряжений, а также кабели специального назначения.

ASTRID ENERGY ENTERPRISES / АСТРИД ЭНЕРДЖИ

Astrid Energy Enterprises Spa

Viale Europa, 22, 52018 Castel S. Niccolò (Arezzo) ITALY

Tel. +39 0575 500026 r.a., Fax: +39 0575 500032

astridcom@astridups.it, www.astridups.it

Производит источники бесперебойного питания (UPS) от 5 до 650 кВ·А. Кроме стандартной гаммы UPS фирма разрабатывает, проектирует и изготавливает специальное оборудование (выпрямители, инверторы, источники бесперебойного питания) по спецификации заказчика.

ELETTRORESIN / ЭЛЕТТРОРЕЗИН

ELETTRORESIN SRL

Zona Industriale Marino del Tronto- 63100 Ascoli Piceno- ITALY

Tel. +39 736 403295, Fax: +39 736 226477

info@elettroresin.it

Производство изоляторов и электроизоляционных компонентов для электрооборудования и систем низкого, среднего и высоковольтного напряжения.

ELETRONICA SANTERNO / ЭЛЕТТРОНИКА САНТЕРНО

Elettronica Santerno SPA

VIA G. di Vittorio, 3

40020-Casalfiumanese (BO) - ITALY

Tel. +39 0542 668611, Fax: +39 0542 668600

sales@elettronicasanterno.it, www.elettronicasanterno.it

Производство и продажа силовой электроники, частотных преобразователей, преобразователей переменного и постоянного тока СА/СС и СА/СА, инверторов для электродвигателей, устройств плавного пуска, инверторов для фотогальванической, солнечной и традиционной электроэнергетики.

MARLANVIL / МАРЛАНВИЛ

MARLANVIL SPA

VIA Enrico FERMI, 14, CISERANO, BERGAMO 24040 ITALIA

info@marlanvil.it, www.marlanvil.it

Tel. +39 035 883703, Fax: +39 035 885208

Производство электроустановочных изделий для гражданского, промышленного и др. применения, распределительные шкафы, коммутаторы, промышленные розетки. Осветительные приборы для внутренних помещений, а также для промышленных объектов и больших площадей.

ZUCCHINI / ДЗУККИНИ

Zucchini SPA

Via Conicchio, 34, 25136 Brescia

Tel. +39 030 2017100, Fax: +39 030 2009726

Info@zucchinispa.it, www.zucchinispa.it

Дзуккини производит ШИНОПРОВОДЫ для передачи и распределения электроэнергии низкого напряжения, а входящая в Группу Дзуккини фирма Электромеханика ди Марнате производит кадмиевые трансформаторы.

ISOELECTRIC / ИЗОЭЛЕКТРИК

Isoelectric SRL

Via Lodi, 14, 26010 BAGNOLO CREMASCO - ITALY

Tel. +39 0373 234311, Fax: +39 0373 234165

www.isolectric.it, info@isoelectric

Полная гамма полимерных изоляторов для линий электропередачи и контактных сетей. "Силикол" ("Silicol") - композитный изоляционный материал на основе силиконового каучука, созданный в результате двадцатилетнего опыта работы в области изоэлектрических технологий. Изоляторы на основе силиконовых каучуков - до 500 кВ, изоляторы на основе эпоксидных полимеров - до 36 кВ, полимерные изоляторы для железнодорожной сети - до 25 кВ.

G.G.T. / Джи.Джи.Ти.

G.G.T. SRL

VIA MONS. MOZZANICA N. 2

23889 S.MARIA HOE' (LC) ITALY

Tel. +39 039 595111, Fax: +39 039 5311295

www.giovenzana.com, Giovenzana@giovenzana.com

Фирма Giovenzana (Джовенцана) производит компоненты для систем обеспечения безопасности и управления движением в промышленности в соответствии с нормами UNI EN ISO 9001: автоматика - переключатели, командоконтроллеры, концевые выключатели; лифтовые элементы - кнопочные панели, выключатели, переключатели; транспортные системы - подвесные кнопочные панели, концевые выключатели, кабеледержатели, линии питания от свободно висящих кабелей

DUCATI energia / ДУКАТИ Энерджиа

DUCATI energia SPA

Via M.E.Lepido, 182, 40132 BOLOGNA - ITALY

Tel. +39 51 6411511, Fax: +39 051 402040

www.ducatienergia.com, info@ducatienergia.com

Конденсаторы для запуска и работы двигателя; конденсаторы, выравнивающие мощность ламп, конденсаторы для микроволновых печей, выравнивающие конденсаторы для промышленного использования, и конденсаторы для электронных мощностей. Электрические счетчики. Переносные тестеры и щитовые анализаторы. Системы электронного зажигания для двигателей мопедов, скутеров, мотоциклов, для промышленных и стационарных двигателей.

TUBIFOR / ТУБИФОР

TUBIFOR di A. Fortunati

Via Duca degli Abruzzi, 36, 84034 Padula (SA) - ITALY

Tel. +39 0975 91681 PBX, Fax: +39 0975 91356

rodolfo.citro@tubifor.it, www.tubifor.it

Производство изоляционных кабель-каналов для электрических кабелей. Гибкие трубы из ПВХ и полипропилена, жесткие трубы, системы электропроводок, гофрированные трубы и трубы для подземных кабельных проводок.

CONVERT ITALIA / КОНВЕРТ ИТАЛИА

CONVERT ITALIA SPA

S.p.A.- Via Paolo di Dono 3/A, 00142 Roma - ITALY

Tel. +39 06 51061.1, Fax: +39 06 51061200

info@convertitalia.com

Контактное лицо: Giuseppe Moro

Проектирование и производство привилегированных энергетических установок для энергопитания систем телекоммуникаций и компьютерных сетей;

модульные энергетические установки постоянного тока, источники бесперебойного питания UPS. Энергетические системы и установки в контейнерном исполнении, промышленные энергоустановки.

ИТАЛИЯ

на выставке

«ЭЛЕКТРО 2003»

9 – 13 июня 2003 года

ПРИГЛАШАЕМ

посетить итальянскую коллективную экспозицию
на выставке «ЭЛЕКТРО 2003»
Павильон 2, Зал 2, стенды 2316–2328

Выставочный комплекс на Красной Пресне,
ЭКСПОЦЕНТР, Краснопресненская наб., 14



ИЧЕ
Институт Внешней Торговли Италии
Представительство в Москве:
Посольство Италии, Отдел по
развитию Торгового обмена (ИЧЕ)
Краснопресненская наб., л. 12,
офис 1202
Тел.: **(095) 967 02 75/77/78**
Факс: **(095) 967 02 74/79**
E-mail: mosca@mosca.ice.it
www.businessitaly.ru



АНИЭ ФЕДЕРАЦЬОНЕ
Федерация итальянских
производителей
электротехнической и
электронной промышленности
Via Gattamelata 34
20149 MILANO
Tel. +39 02 3264 288
Fax +39 02 3264 284
E-mail: estero@anie.it
www.buildingshow.it

**ХОТИТЕ НАЙТИ ДЕЛОВОГО ПАРТНЕРА В ИТАЛИИ?
ПОЛУЧИТЬ АКТУАЛЬНУЮ ИНФОРМАЦИЮ ОБ ИТАЛЬЯНСКИХ ТОВАРАХ И
ФИРМАХ?**

Посетите WEB-сайт Института внешней торговли Италии (ИЧЕ) в Москве

WWW.BUSINESSITALY.RU

окно в мир итальянского бизнеса и торговли

Николай Демидович Торопцев

(к 90-летию)

Исполнилось 90 лет одному из известных отечественных ученых электротехников заслуженному деятелю науки РФ, почетному академику Российской Академии электротехнических наук, почетному работнику высшего профессионального образования РФ, доктору технических наук, профессору Н.Д. Торопцеву.

Родился Николай Демидович 23 мая 1913 г. в Сибири в селе Ордынск на берегу реки Оби. Трудовую деятельность начал в 17 лет. Желая получить образование, приехал в Москву, устроился на работу в качестве электромонтера в электродепо и поступил на вечернее отделение Московского электромеханического института инженеров железнодорожного транспорта им. Ф.Э. Дзержинского. Позднее перешел на дневное отделение и в 1940 г. с отличием окончил факультет электрификации железных дорог. В том же году был призван в Красную Армию.

Великую Отечественную войну Н.Д. Торопцев начинал рядовым в составе железнодорожных войск, после ранений, став нестроевым, был назначен на должность литературного сотрудника газеты 2-го Белорусского фронта "За отчизну". Демобилизован в 1945 г. в звании старшего лейтенанта. За участие в боях награжден орденами Отечественной войны 1ст., Красной Звезды, медалью "За отвагу" и др.

Начало научной деятельности Н.Д. Торопцева относится к 1953 г. В 1954 г. он поступает в аспирантуру Сталинградского сельхозинститута, а в 1956 г. защищает кандидатскую диссертацию в Московском институте механизации и электрификации сельского хозяйства. Тема диссертации оказалась настолько актуальной, что его книга "Трехфазный асинхронный двигатель в схеме однофазного включения с конденсатором" выдержала 5 изданий в СССР и 2 издания за рубежом. В 1972 г. в Киевском институте инженеров гражданской авиации он защищает докторскую диссертацию по теме "Асинхронные генераторы как перспективные источники систем электропитания летательных аппаратов". Этой теме посвящены другие известные монографии ученого: "Асинхронные электрические генераторы" (М.: МГА СССР, 1969), "Авиационные асинхронные генераторы" (М.: Транспорт, 1970), "Асинхронные генераторы повышенной частоты", совместно с Г.Н. Алюшиным, (М.: Машиностроение, 1974)

Профессор Н.Д. Торопцев опубликовал более

100 научных работ, получил 9 авторских свидетельств СССР и 1 патент на изобретение. На наш взгляд, он является настоящим воплощением творческого долголетия. В 1997 г. он опубликовал книгу "Трехфазные асинхронные двигатели в однофазных сетях" (М.: Энергоатомиздат), в 1998 г. – "Асинхронные генераторы автономных систем" (М.: Знак), в 2002 г. – "От опытной модели Фарадея до электрической машины – планета Земля" (М.: Энергоатомиздат). В настоящее время он завершает работу над монографией "Автономные электроэнергетические установки с асинхронными генераторами".

Другой сферой научных интересов профессора Н.Д. Торопцева является изучение влияния магнитных полей на биологические объекты. В содружестве с коллегами и врачами им разработаны способы и приборы для лечения воспалительных заболеваний при помощи магнитного поля повышенной частоты (5 кГц), защищенные авторскими свидетельствами и патентом. За внедрение изобретений он награжден медалью "Изобретатель СССР". Магнитотерапевтический аппарат "Индуктор", с помощью которого реализуется метод лечения, был одобрен и рекомендован к применению Минздравом СССР. Аппарат выпускался серийно радиозаводом в г.Черкесске.

Как и ряд известных отечественных ученых-электротехников, Н.Д. Торопцев не чужд и литературной деятельности. Три года назад он опубликовал сборник своих стихов "Всё равно дойдем", относящихся преимущественно к военному и послевоенному времени. Его стихам присущи высокий дух гражданской ответственности и тонкий лиризм.

Последние 28 лет профессор Н.Д. Торопцев работает в Карачаево-Черкесском государственном технологическом институте в должности заведующего кафедрой электроснабжения, а затем – профессора этой кафедры, передавая своим молодым коллегам и студентам свои знания и опыт.

Нам доставляет большое удовольствие в связи со славным юбилеем присоединить к поздравлениям коллег и друзей Николая Демидовича свои сердечные поздравления и пожелания крепкого здоровья и долгих лет творческой жизни.

**И.П. Копылов, В.Я. Беспалов,
И.И. Алиев, профессора**