

Главный редактор

А. В. Лукин, д. т. н., профессор, академик АЭН РФ, генеральный директор ЗАО “ММП-Ирбис”

Заместитель Главного редактора

В. В. Крючков, к. т. н., доцент кафедры Микроэлектронных электросистем МАИ

Редакционный совет

В. Ф. Дмитриков, Заслуженный деятель науки РФ, д. т. н., профессор, директор факультета фундаментальной подготовки СПб ГУТ

В. Г. Еременко, д. т. н., профессор кафедры Электротехнические комплексы автономных объектов МЭИ

Ю. М. Иньков, д. т. н., профессор, главный ученый секретарь АЭН РФ

Ю. К. Розанов, д. т. н., академик АЭН РФ, профессор кафедры Электрических и электронных аппаратов МЭИ

И. Н. Соловьев, к. т. н., доцент, кафедры Микроэлектронных электросистем МАИ

Журнал зарегистрирован Министерством Российской Федерации по делам печати, телерадиовещания и средств массовых коммуникаций 30 августа 2002 г., свидетельство о регистрации ПИ № 77-13452

Издатель и учредитель — Закрытое Акционерное Общество “ММП-Ирбис”

Полное или частичное воспроизведение или размножение каким бы то ни было способом материалов, опубликованных в журнале, допускается только с письменного разрешения редакции

Отпечатано в типографии ООО “Юнион Принт”, г. Нижинь Новгород, Окский съезд, д. 2.

Подписано в печать 03.03.2013. Тираж 500 экз.

Адрес редакции:

111024, Москва, Андроновское шоссе, 26, ЗАО “ММП-Ирбис”; Тел/факс: (495) 987-10-16; e-mail: 9871016@mmp-irbis.ru

Подписной индекс в каталоге Роспечати: **33154** (тематический указатель “Научно-популярные издания”, раздел “Журналы России”)

Журнал включен в перечень изданий, рекомендованных ВАК для апробации кандидатских и докторских диссертаций

Содержание

Е. В. Машуков, К. В. Куликовский, Г. М. Ульященко, Д. А. Шевцов
Методы ликвидации параллельной дуги в авиационных системах электроснабжения постоянного тока..... 2

С. Б. Резников, В. В. Бочаров, И. А. Харченко, А. В. Лавринович
Силовые интегральные схемы многофункциональных импульсных преобразователей для авиационно-космических бортовых электроэнергетических комплексов и систем..... 6

В. Г. Еременко, Н. Б. Жирнова, Нян Линн Аунг
Результаты проектирования системы электроснабжения коттеджа с солнечной батареей..... 12

М. М. Дудкин, Л. И. Цытович, О. Г. Брылина
Спектральные характеристики развращивающего преобразователя с частотно-широко-импульсной модуляцией..... 17

А. В. Хныков
Цифровые фазовые фильтры и их использование для коррекции цифровых систем автоматического регулирования..... 21

Г. А. Белов
Расчет и анализ зависимостей размаха пульсаций тока дросселя от параметров режимов непрерывного и прерывистого тока импульсных преобразователей..... 29

Г. Г. Китушин, К. А. Пирогов
Численная оптимизация коэффициентов линейной обратной связи импульсного источника питания..... 37

В. А. Фролов
Перспективы использования тиристорных преобразователей напряжения..... 43

К. К. Крутиков, В. В. Рожков
Моделирование в схемотехническом пакете Multisim: проблемы и пути их решения..... 46

Д. В. Сухов, Д. А. Шевцов, Д. М. Шишов
Обзор бездатчиковых методов определения положения ротора синхронного двигателя с постоянными магнитами..... 49

Компьютерная верстка: **В. В. Крючков**

Е. В. Машуков, К. В. Куликовский, Г. М. Ульященко, Д. А. Шевцов

МЕТОДЫ ЛИКВИДАЦИИ ПАРАЛЛЕЛЬНОЙ ДУГИ В АВИАЦИОННЫХ СИСТЕМАХ ЭЛЕКТРОСНАБЖЕНИЯ ПОСТОЯННОГО ТОКА

*E. V. Mashukov, K. V. Kulikovskiy,
G. M. Uliashchenko, D. A. Shevtsov*

**Parallel Arc Elimination Techniques for Aircraft
DC Electric Power Systems**

В статье рассмотрены причины возникновения параллельного электрического дугового разряда, описаны проблемы ликвидации. Проведено моделирование алгоритма работы устройства дугогашения в условиях перемежающегося КЗ с разной частотой, эффективность которого подтверждена компьютерным моделированием и результатами испытаний лабораторного макета.

Ключевые слова: авиационная система электроснабжения, коммутационно-защитная аппаратура, центр управления нагрузкой, электрический дуговой разряд.

The paper discusses causes of parallel electric arc discharge occurrence, and problems of arc suppression. Algorithm of arc suppression unit was modeled in the case of intermittent fault with different frequencies. Its efficiency is verified by computer simulation and breadboard testing.

Key words: aircraft power system, switching and protecting equipment, load control center, electric arc discharge.

Параллельная дуга в авиационных СЭС постоянного тока может возникать в процессе периодического касания проводом с поврежденной изоляцией металлического корпуса самолета. При этом провод может быть оторван от нагрузки, либо оставаться соединенным с ней. Возникновению подобных аварий способствует вибрация корпуса и несущих конструктивных элементов системы распределения электроэнергии. Частота вибраций по авиационным нормам может составлять 5...2000 Гц. Действующие значения токов в цепях “перемежающихся” коротких замыканий (КЗ) по данным, приводимым в технической литературе, могут оказаться недостаточными для срабатывания традиционной тепловой аппаратуры защиты. Однако полупроводниковая (в первую очередь транзисторная) аппаратура коммутации и защиты (АЗК) обладает более широкими функциональными возможностями, нежели тепловая. Одним из новых свойств транзисторных АЗК является способность к амплитудному ограничению токов при аварийных перегрузках.

В американской заявке на патент [1], описан следующий принцип ликвидации параллельной дуги в СЭС постоянного тока. Контролируется ток через АЗК, и при превышении им определенного порога силовой транзистор АЗК выводится в активный режим на заданном уровне тока. После этого контролируется напряжение на нагрузке. Если оно больше некоторого опорного, транзисторный ключ возвращается в исходное состояние. Если меньше – ключ, оставаясь в активном режиме, переводится в режим ШИМ и процессор, находящийся в составе АЗК, анализирует форму напряжения на нагрузке. Если эта форма соответствует нормальной нагрузке,

схема возвращается в исходное состояние, если нет – схема отключается.

Рассмотрим другой принцип ликвидации параллельной дуги. Известно, что функция кратковременного ограничения тока, необходима в АЗК, предназначенных для замены контактной коммутационно-защитной аппаратуры (КЗА) в составе традиционных авиационных систем для того, чтобы иметь возможность управлять нагрузками емкостного характера (блоками радиоэлектронной аппаратуры с конденсаторными фильтрами в цепях питания) [2]. Уровень ограничения тока может быть неизменным во времени и установленным выше, чем пусковые токи нагрузок резистивного и индуктивного характера. Однако выгоднее сделать его зависимым от напряжения на нагрузке (или на силовом ключе), с тем, чтобы при КЗ этот уровень автоматически устанавливался минимальным в целях разгрузки силового транзистора. По факту ограничения тока запускается таймер, время выдержки которого рассчитано из условия нормального включения емкостной нагрузки (единицы миллисекунд). При возникновении перемежающегося КЗ силовой транзистор будет периодически выходить в режим ограничения, а интегратор таймера – увеличивать свое выходное напряжение. Аварийное отключение АЗК произойдет спустя время выдержки, большее, чем время нормального заряда емкости нагрузки, но в пределах нескольких миллисекунд. При этом ток в дуге будет ограничен на уровне, соизмеримом с номинальным током АЗК.

Описанный принцип ликвидации перемежающегося КЗ был промоделирован и после этого исследован на лабораторном макете.

На рис. 1 приведена компьютерная модель, описывающая несколько функциональных блоков АЗК и цепи различных по характеру нагрузок.

В состав схемы (программа *PSpice* системы *OrCAD*) входят следующие блоки АЗК:

- силовой ключ на МДП транзисторе M1;
- непрерывный ограничитель тока на Q8, Q9;
- интегратор интервала ограничения на R12, C1;
- компаратор формирования команды аварийного отключения с цепью блокировки на XU1;
- импульсные усилители на Q1...Q7;
- блок контроля температуры перегрева силового транзистора над температурой его основания на перемножителе типа АВМ/І с тепловой моделью силового транзистора на R6...R9, C2...C5.

Силовой транзисторный ключ дополнен цепью защиты от перенапряжений на D4, V3.

В состав приведенной схемы АЗК не включены блок управления и сигнализации, а также формирователь время-токовой защитной характеристики (как не участвующие в процессе индикации и ликвидации дуги).

Цепь нагрузки состоит из резисторов R29 и R32, дросселя нагрузки L2, конденсатора нагрузки C7, дросселя L1, отражающего наличие индуктивности фидера. Резисторы R29, R32, R33 выполняют также дополнительную роль переключателей нагрузок. Короткое замыкание нагрузок моделируется включением симметричного МДП ключа на M2, M3, который управляется с необходимой частотой от источника прямоугольного напряжения V5.

На рис. 2 приведены временные диаграммы нормального включения RC нагрузки с номинальным током 1 А и регулируемым уровнем ограничения тока, который изменяется в ходе процесса от минимального значения 2 А до максимального – 10 А (верхняя диаграмма). Время включения составляет 1,1 мс. На средней диаграмме – показано напряжение затвор-исток силового транзистора, на нижней – температура перегрева его кристалла в градусах Цельсия относительно основания, на которое установлен кристалл транзистора.

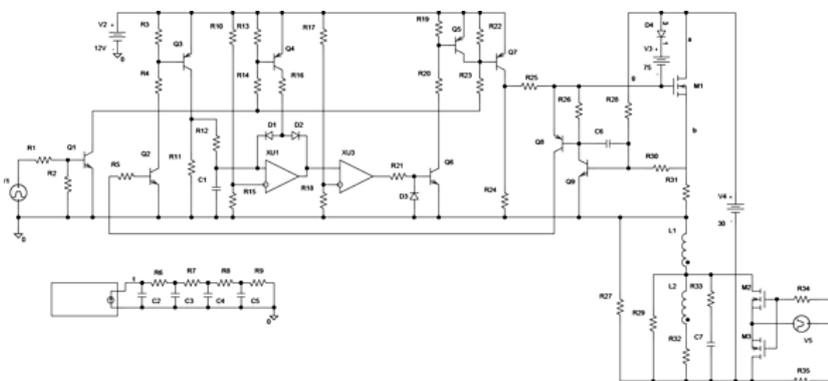


Рис. 1

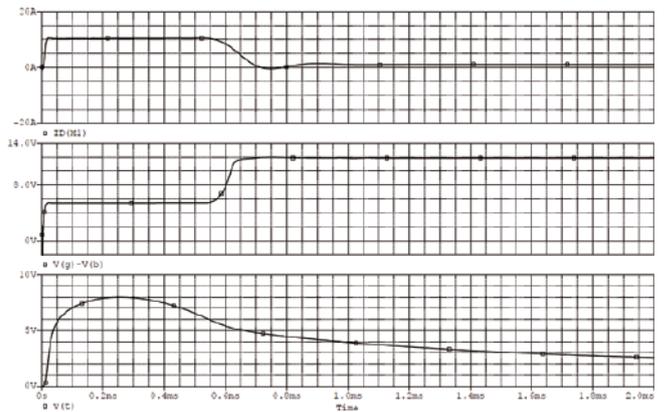


Рис. 2

На рис. 3 приведены временные диаграммы процесса ликвидации перемежающегося КЗ резистивной нагрузки с частотой 500 Гц. Время ликвидации – примерно 6мс. В моменты перехода силового транзистора в режим ограничения наблюдаются всплески тока амплитудой до 30 А и продолжительностью около 3мкс, возникновение которых объясняется инерционностью силового транзистора и цепи ограничения.

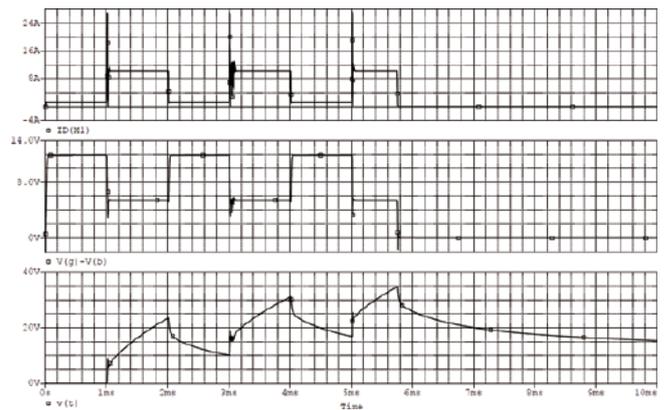


Рис. 3

На рис. 4 приведены временные диаграммы процесса ликвидации перемежающегося КЗ активно-индуктивной нагрузки с частотой 500 Гц. В источнике V5 запрограммирована временная задержка, достаточная для нарастания тока в нагрузке до номинального значения. Постоянная времени индуктивной нагрузки принята равной 8 мс, что задано в авиационных нормалях. При ликвидации КЗ в паузах между замкнутыми состояниями ключей M2 и M3 ЭДС индуктивной нагрузки отпирает диод D4 цепи защиты и энергия, запасенная в нагрузке,

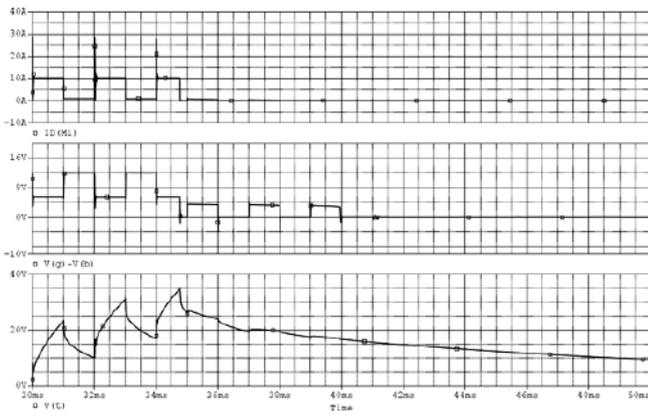


Рис. 4

частично выделяется в силовом транзисторе. Этот процесс продолжается по окончании интервала активного ограничения тока и занимает в целом около 40 мс.

На рис. 5 приведена функциональная схема лабораторного макета для испытаний АЗК в режиме ликвидации перемежающихся КЗ. Испытания проводились с индуктивно-активной нагрузкой. Периодические КЗ на низкой частоте (50 Гц) осуществлялись нормально разомкнутыми контактами авиационного реле типа ТКЕ со снятым кожухом для визуального наблюдения за образованием и ликвидацией дуги. Периодические КЗ на повышенной частоте (500 Гц) осуществлялись транзисторным ключом с односторонней проводимостью VT3 с цепью защиты от перенапряжения (при управлении обмоткой реле). Транзистор VT2 с диодом VD1 блокируют прохождение сигнала на затвор VT3. Транзистор VT1 блокирует базу VT2. Процесс начинается включением АЗК и установкой тока нагрузки. Далее вручную запускается генератор Г2, который выдает прямоугольный однократный импульс, продолжительностью 1 с. Этот импульс открывает VT1, после чего VT2 запирается, а VT3 начинает переключаться с частотой, заданной ге-

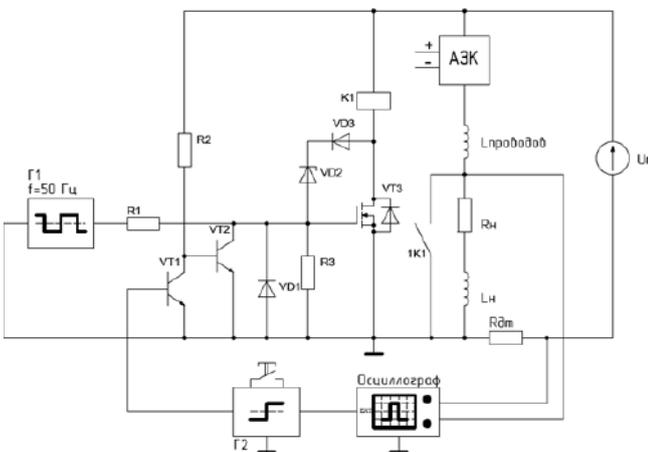


Рис. 5

нератором Г1. Одновременно запускается развертка запоминающего осциллографа.

На рис. 6 приведены осциллограммы ликвидации КЗ, созданного параллельно индуктивно-активной нагрузке с помощью контактов реле на частоте 50 Гц. Уровень тока ограничения на верхней осциллограмме тока не регулируется. На нижней осциллограмме (напряжение на нагрузке) наблюдаются всплески, характерные для дуги, которая наблюдается и визуально. Время ликвидации дуги составляет примерно 3 мс.

На рис. 7 приведены аналогичные осциллограммы для АЗК с регулируемым уровнем ограничения.

На рис. 8 приведены осциллограммы ликвидации КЗ, созданного параллельно индуктивно-активной нагрузке с помощью транзисторного ключа на частоте 50 Гц при фиксированном токе ограничения (время ликвидации – 2,5 мс). На рис. 9 – то же, но при регулируемом уровне ограничения. На

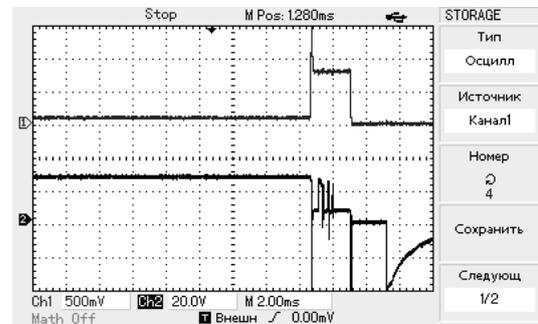


Рис. 6

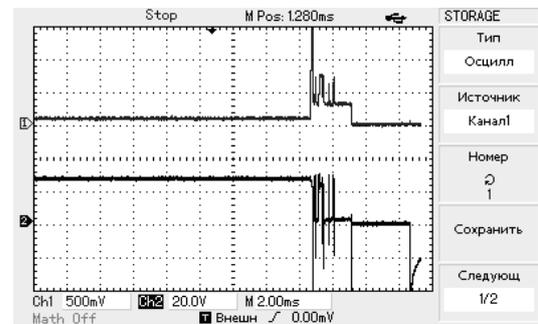


Рис. 7

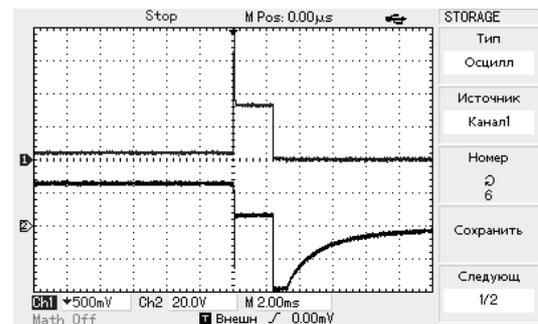


Рис. 8

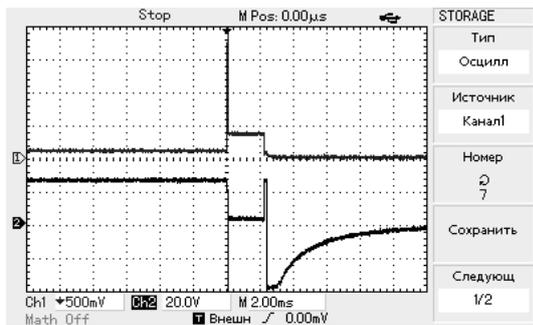


Рис. 9

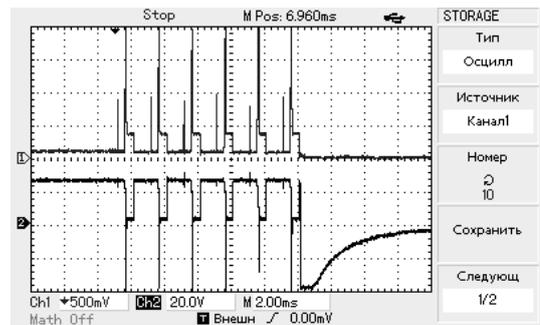


Рис. 10

рис.10 – те же осциллограммы при регулируемом уровне ограничения на частоте 500 Гц (время ограничения – 10 мс).

Приведенные осциллограммы подтверждают результаты моделирования и эффективность рассмотренного способа ликвидации параллельной дуги.

Литература

1. SSPC FOR PARALLEL ARC FAULT DETECTION IN DC POWER SYSTEM, US Patent Application Publication № US 2011/0299201A1, Int. Cl. H02H 3/00, US Cl. / 361/42, Gregory I. Rozman, Joshua C. Swenson; Hamilton Sundstrand Corporation; filed Jan. 8. 2010, Pub. Date: Dec. 8. 2011.

2. Машуков Е. В., Шевцов Д. А., Ульященко Г. М. Транзисторные аппараты защиты и коммутации

для авиационных систем распределения электроэнергии – М.: Изд-во МАИ – ПРИНТ, 2009. – 188 с.

Машуков Евгений Владимирович, д. т. н., профессор кафедры “Микроэлектронные электросистемы” МАИ, тел.: +7 (499) 158-45-59, e-mail: kaf306@mai.ru;

Куликовский Кирилл Владиславович, аспирант кафедры “Микроэлектронные электросистемы” МАИ, тел.: +7 (499) 158-45-59, e-mail: ex-drummer@rambler.ru;

Ульященко Галина Михайловна, к. т. н., доцент кафедры “Микроэлектронные электросистемы” МАИ, тел.: +7 (499) 158-45-59, e-mail: kaf306@mai.ru;

Шевцов Даниил Андреевич, д. т. н., профессор кафедры “Микроэлектронные электросистемы” МАИ, тел.: +7 (499) 158-45-59, e-mail: kaf306@mai.ru.

С. Б. Резников, В. В. Бочаров, И. А. Харченко, А. В. Лавринович

СИЛОВЫЕ ИНТЕГРАЛЬНЫЕ СХЕМЫ МНОГОФУНКЦИОНАЛЬНЫХ ИМПУЛЬСНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ДЛЯ АВИАЦИОННО-КОСМИЧЕСКИХ БОРТОВЫХ ЭЛЕКТРОЭНЕРГЕТИЧЕСКИХ КОМПЛЕКСОВ И СИСТЕМ

*S. B. Reznikov, V. V. Bocharov,
I. A. Kharchenko, A. V. Lavrinovich*

**Multifunctional Switched Mode Converters Power ICs
for Aerospace On-Board Electric Power
Complexes and Systems**

Рассмотренные принципиально новые схемотехнические решения для обратимых выпрямительно-инверторных преобразователей с синусоидальным напряжением (ОВИП~) или высокочастотным прямоугольным током позволяют реализовывать силовые интегральные схемы многофункциональных импульсных преобразователей (СИС-МИП). Указанные силовые интегральные схемы представляются весьма эффективными при создании электроэнергетических комплексов с модульно-масштабируемой архитектурой для авиационно-космических бортовых систем электроснабжения.

Работа представляется полезной для широкого круга специалистов в области транспортных и стационарных автономных и вторичных систем электроснабжения и отдельных устройств силовой электроники.

Ключевые слова: импульсный усилитель, обратимый преобразователь, бортовая система электроснабжения, многофункциональные преобразователи.

Discussed principally new circuit solutions for reversible rectifier-inverter converters with sinusoidal voltage or high-frequency rectangular current allow the implementation of power ICs for multifunctional switched mode converters. Such power ICs seem to be very effective for creating electricity complexes with modular scalable architecture for aerospace onboard power supply systems.

This work can be useful to a wide range of experts in the field of transportation and stationary off-line and secondary power supply systems as well as individual power electronics devices.

Key words: pulse amplifier, reversible converter, onboard power system, multifunctional converters.

В последнее десятилетие в силовой электронике получает распространение термин “импульсный усилитель мощности” (ИУМ), подчеркивающий принадлежность силового инверторного импульсного преобразователя к цифровой системе управления мехатронного модуля электропривода, например – с вентильным двигателем [1, 2]. В частности ИУМ может быть реализован на программируемой логической интегральной схеме (ПЛИС) [3]. Однако под силовой частью ИУМ обычно понимается простейший трехстоечный транзисторный обратимый (двунаправленный) инверторно-выпрямительный импульсный преобразователь (ИВИП) с весьма узкими функциональными возможностями: с возможностью формирования одно-двухступенчатого или/и широтно-импульсного регулируемого (модулируемого) квазисинусоидального напряжения, причем – без общего для входа и выхода нейтрально-нулевого вывода. Если питание электропривода осуществляется не от аккумуляторной батареи, а от сети переменного тока (например, магистральной авиационно-бортовой), то предполагается, что для снижения тепловых потерь в цепях нагрузки и сетевого питания, а также для обеспечения рекуперативного торможения привода

разработчик добавит ряд силовых устройств (пассивные или активные фильтры): а) для улучшения гармонических спектральных составов выходных напряжений и входных (сетевых) токов, б) устройство коррекции коэффициента потребляемой мощности (компенсации реактивной мощности по основной гармонике и мощности искажений), в) устройства для обратно-направленного преобразования рекуперированной электроэнергии из приводного двигателя в сеть (непосредственного или через промежуточный, обычно – электролитический емкостный накопитель с низкой надежностью).

Указанный пример с ИУМ для электропривода выбран для наглядности и убедительности выдвигаемого авторами тезиса о целесообразности расширения и обобщения понятия “импульсный усилитель мощности” до понятия “многофункциональный импульсный преобразователь” (МИП), способный выполнять (самостоятельно или вместе с аналогичными модулями) не только вышеописанные, но и многие из следующих функций:

1) однофазный и трехфазный регулируемые инверторы синусоидального напряжения или/и тока

(РИСН/Т в зависимости от требуемой выходной вольтамперной характеристики);

2) обратимый выпрямительно-инверторный преобразователь с коррекцией коэффициента мощности (ОВИП-ККМ);

3) обратимый преобразователь частоты (ОПЧ);

4) обратимые импульсные конверторы (ОИК) с повышением/понижением, с полярно-повторяемым, инвертируемым и реверсивным напряжением: а) непосредственные (ОНИК.; ОНИК п/п, ОНИК п/и, РОНИК); б) с промежуточным трансформаторным (трансреакторным) звеном высокой частоты (ОТИК);

5) электронные балласты (ЭБ) и импульсные регуляторы – стабилизаторы напряжения/тока (ИР-СН/Т);

6) зарядные устройства (ЗУ) для аккумуляторных и емкостных накопителей;

7) вторичные источники импульсного питания (ВИИП) с демпфированием воздействий на питающую сеть: а) для генератора импульсного тока (ГИТ) с емкостным накопителем; б) для генератора импульсного напряжения (ГИН) с индуктивным накопителем.

В отличие от ПЛИС на базе унифицированных модулей вышеуказанных МИП возможны разработка и промышленная реализация так называемых силовых интегральных схем (СИС-МИП).

Данная статья является одной из попыток разработки схемотехнических решений, основанных на известных и принципиально новых способах формирования постоянных и периодических напряжений и токов и позволяющих обеспечивать электроэнергетическую и электромагнитную совместимость многофункционального электрооборудования авиационно-бортовых и других

транспортных, а также стационарных электроэнергетических комплексов и систем.

Непосредственные и трансформаторные МИП на базе обратимых выпрямительно-инверторных преобразователей (ОВИП)

На рис. 1 приведены две структуры МИП на базе ОВИП с инверторами синусоидального напряжения низкой частоты (ОВИП~) и с инверторами прямоугольного тока высокой частоты.

Первая структура содержит в качестве промежуточного звена фильтр постоянного напряжения со среднепотенциальным выводом (С1 и С2), а вторая – трансформатор прямоугольного тока высокой частоты (ТТ). Оба промежуточных звена имеют вспомогательные выводы с постоянным напряжением для подключения дополнительного (например – резервного) источника питания и вспомогательных нагрузок.

Обратимый непосредственный преобразователь частоты (ОНПЧ)

На рис. 2 показаны общая структура и упрощенная принципиальная схема фазного модуля обратимого непосредственного преобразователя частоты (ОНПЧ) на базе однофазных модулей ОВИП~ с переключаемой структурой (вторичных источников напряжения/тока – ВИН/ВИТ).

Импульсный преобразователь напряжений содержит: входные и выходные выводы 1, 2, 3, 4, включая общий заземляющий вывод (3), для подключения источника питания постоянного тока со среднепотенциальным заземленным выводом, и нагрузок переменного и/или постоянного токов, управляемый мостовой коммутатор с двумя сонаправленными параллельными двухключевыми электронными стойками 5–6 и 7–8, двухконденсаторную фильтровую стойку 9–10, трансреактор 11 с двумя секциями 12–13 его основной обмотки, блок управления 14 с импульсно-модуляторными выходными выводами 15, дополнительный электронный ключ 16, двухпозиционный переключатель 17 и дополнительный фильтровый конденсатор 18. Блок управления снабжен цепями 19 обратных связей по выходным параметрам, имеющими датчики тока 20 и напряжения 21, а также источниками эталонных сигналов.

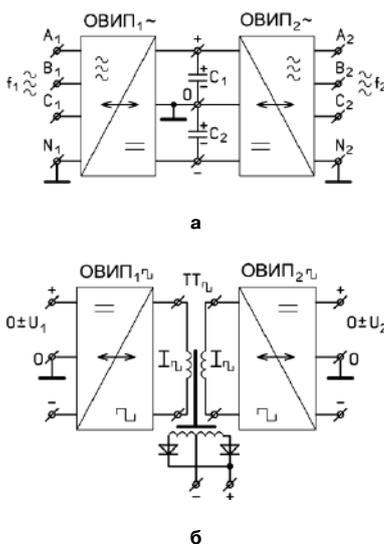


Рис. 1. Обратимый непосредственный преобразователь частоты (ОНПЧ) (а); обратимый трансформаторный импульсный конвертор (ОТИК) (б)

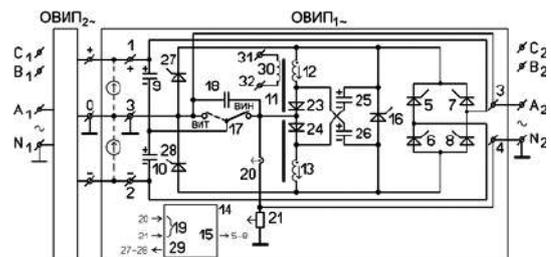


Рис. 2. Фазный модуль обратимого непосредственного преобразователя частоты (ОНПЧ)

Кроме этого, устройство содержит демпфирующую цепочку 22, состоящую из однонаправленной двухдиодной стойки 23–24, включенной между вторыми выводами секций основной обмотки трансреактора, и двух снабберных конденсаторов 25, 26, последовательно подсоединенных к ее крайним выводам, и подключенную своим средним междудиодным выводом к незаземленному выходному выводу устройства, а своими крайними выводами – к крайним выводам электронных стоек мостового коммутатора и выводам сонаправленно их шунтирующего дополнительного электронного ключа, а также вспомогательную электронную стойку 27–28, шунтирующую указанную цепочку. Блок управления снабжен также вспомогательными выходными выводами 29. Трансреактор может также иметь вспомогательную обмотку 30, подключенную к вспомогательным выходным выводам 31 и 32 устройства для подсоединения вспомогательной нагрузки, например – непосредственно или через промежуточный выпрямитель.

Электронные стойки 5–6 и 7–8 мостового коммутатора подключены своими крайними выводами к разнополярным первым выводам (“началу” и “концу”) секций 12 и 13 основной обмотки трансреактора 11, зашунтированным дополнительным электронным ключом 16, а своими средними выводами – к крайним выводам фильтровой стойки 9–10 и к разнополярным входным выводам 1–2 устройства. Переключатель 17 подключен своими двумя стационарными (крайними на рис. 2) выводами, зашунтированными конденсатором 18, к выходным выводам 3–4 устройства, а своим переключаемым выводом (средним на рис. 2) – к среднему выводу фильтровой стойки 9–10.

Блок управления 14 выполнен с возможностью широтно-импульсной модуляции сигналов на своих выходных выводах 15 и 29, подключенных к управляющим выводам электронных ключей, в зависимости от величин отклонений сигналов в цепях обратных связей 19 от эталонных сигналов.

В качестве управляемых ключей электронных стоек 5–6, 7–8 и 27–28, а также дополнительного электронного ключа 16 могут использоваться транзисторы или двухоперационные (запираемые по управлению) тиристоры.

Импульсный преобразователь напряжений работает следующим образом. Входные выводы 1, 2, 3 устройства подключают к выводам источника постоянного тока, имеющего среднепотенциальный заземленный вывод, а выходные выводы 3–4 – к выводам нагрузки переменного (или постоянного) тока, например – к фазной обмотке трехфазного электродвигателя. Вспомогательные выходные выводы 31–32 устройства можно подключить к вспомогательной нагрузке, например – к выпрямительному зарядному устройству.

1. Если для нагрузки переменного (или постоянного) тока требуется вид внешней вольт-амперной

характеристики питающего ее устройства, соответствующий “источнику напряжения” (что соответствует случаю двигательной нагрузки), то переключатель 17 находится в положении, указанном на рис. 2 сплошной перемычкой (правом положении перемычки).

Блок управления 14 формирует на своих выходных выводах 15 и 29 высокочастотные широтно-управляющие импульсы, регулируемые цепями обратных связей 19 по выходным параметрам (по току и напряжению).

В исходном состоянии конденсаторы фильтровой стойки 9–10 заряжены каждый до напряжения, равного половине напряжения источника питания $U_{1-2} = U_{\text{п}}$. При очередном включении ключа 5 происходит нарастание полного потокосцепления трансреактора 11 вместе с током в цепи: 9–5–12–23–17–9, нарастающим в течение промежутка времени импульса: $t_{\text{и}} = \gamma_{\text{и}} T_{\text{шим}}$, где $T_{\text{шим}}$ – период широтно-импульсной модуляции, $\gamma_{\text{и}}$ – коэффициент заполнения (относительная длительность) импульса. При этом часть (доза) энергии конденсатора 9 переходит в запасаемую электромагнитную энергию трансреактора 11. Далее, в общем случае, включается ключ 16 и выключается ключ 5 после чего происходит приблизительное сохранение полного потокосцепления (и энергии) трансреактора 11 вместе с приблизительно постоянным током в замкнутой цепи: 12–23–24–13–16–12, поддерживаемым за счет э. д. с. самоиндукции его основной обмотки в течение промежутка времени паузы $\Delta t_{\text{п}} = \gamma_{\text{п}} T_{\text{шим}}$, где $\gamma_{\text{п}}$ – относительная длительность паузы. Далее ключ 16 выключается, а ключ 7 включается, и потокосцепление трансреактора частично спадает вместе с током в цепи: 12–23–17–10–7–12 за оставшееся от периода $T_{\text{шим}}$ время:

$$T_{\text{шим}} - t_{\text{и}} - \Delta t_{\text{п}} = (1 - \gamma_{\text{и}} - \gamma_{\text{п}}) T_{\text{шим}}$$

При этом часть (доза) электромагнитной энергии трансреактора перекачивается в конденсатор 10 фильтровой стойки 9–10. Кроме этого происходит передача части энергии в цепь вспомогательной нагрузки, подключенной к выводам 31–32 за счет э. д. с. индукции вспомогательной обмотки 30 трансреактора, а также сброс энергии индуктивности рассеяния секции 13 основной обмотки трансреактора в снабберный конденсатор 25 по цепи: 13–25–23–24–13, предотвращающая скачок перенапряжения на выключаемом ключе 16. При следующем очередном включении ключа 16 избыточная энергия конденсатора 25 рекуперировывает в цепь секции 12 трансреактора вместе с током его разрядки по цепи: 25–16–12–25. Далее указанные процессы периодически повторяются, перекачивая энергию конденсатора 9 и источника питания в конденсатор 10 и во вспомогательную нагрузку.

После зарядки конденсатора 10 до напряжения, близкого к напряжению $U_{\text{п}}$ источника питания,

блок управления 14 изменяет вышеописанный алгоритм управления на сходный, приводящий к перекачке энергии конденсатора 10 обратно в конденсатор 9. Это легко прослеживается благодаря зеркально-осевой симметрии силовой схемы устройства.

Далее указанные процессы периодически повторяются с относительно низкой циклической частотой $\omega = 2\pi f$, где f – частота выходного синусоидального напряжения:

$$U_{\text{ВЫХ}}(t) = U_{3-4}(t) = U_{10}(t) - 0,5U_{\text{П}},$$

где $U_{10}(t) = 0,5U_{\text{П}} + U_0\sin(\omega t)$ – однополярное гармонически пульсирующее напряжение на конденсаторе 10, U_0 – амплитуда синусоидального выходного напряжения: $U_{\text{ВЫХ}}(t) = U_0\sin(\omega t)$, $U_0 < 0,5U_{\text{П}}$.

С помощью изменения вышеуказанных параметров $\gamma_{\text{П}}$ и $\gamma_{\text{И}}$ блоком управления 14 производятся: обеспечение синусоидальной формы выходного напряжения; регулирование его параметров (амплитуды, частоты и фазового сдвига относительно тока), а также регулирование среднеимпульсной величины $\Psi_{\text{=}}$ однополярного пульсирующего полного потокосцепления трансреактора 11:

$$\Psi(t) = \Psi_{\text{=}} + \Psi_0\sin(\omega t),$$

где Ψ_0 – амплитуда переменной составляющей потокосцепления.

2. Если для нагрузки переменного тока требуется вид внешней вольт-амперной характеристики питающего ее устройства, соответствующий “источнику тока” (что соответствует, например, случаю подпитки от устройства автономной сети с компенсирующими конденсаторами или автономной сети с активными нагрузками), то переключатель 17 переводят в противоположное состояние (левое положение пунктирной перемычки на рис. 2). В этом случае роль демодулирующего звена (промежуточного накопительного буфера) возлагается не на емкостную фильтровую стойку 9–10, а на трансреактор 11. При этом в зависимости от полярности выходного напряжения (переменного или постоянного) нарастание (накопление) полного потокосцепления (и энергии) трансреактора 11 производится за счет токов в секциях 12, 13 (по отдельности или сразу в обеих секциях) его основной обмотки. Так как схема мостового коммутатора импульсного преобразователя напряжений имеет зеркально-осевую симметрию, то достаточно рассмотреть работу устройства в указанном режиме только для полупериода одной полярности выходного напряжения $U_{\text{ВЫХ}} = U_{4-3}$, а именно – когда потенциал вывода 4 положителен относительно заземленного вывода 3. При этом следует различать два случая: а) случай повышения напряжения, когда $U_{4-3} > 0,5U_{1-2}$ и б) случай понижения напряжения, когда $U_{4-3} < 0,5U_{1-2}$.

2а) Случай повышения напряжения. На первом этапе при включении диагонально расположен-

ных ключей 5 и 8 мостового коммутатора потокосцепление трансреактора 11 нарастает вместе с током в цепи: 1–5–12–23–24–13–8–2, преобразуя энергию источника питания в запасенную электромагнитную энергию трансреактора 11 в течение промежутка времени импульса: $t_{\text{И}} = \gamma_{\text{И}}T_{\text{ШИМ}}$. Затем на втором этапе ключи 5 и 8 выключаются, а включается ключ 16, и потокосцепление приблизительно сохраняется вместе с почти постоянным током в закороченной цепи: 12–23–24–13–16–12 в течение длительности паузы: $\Delta t_{\text{П}} = \gamma_{\text{П}}T_{\text{ШИМ}}$. Затем на третьем этапе включается ключ 28, ключ 5 остается включенным, а ключ 16 выключается, и полное потокосцепление трансреактора частично спадает вместе с токами в цепях: 12–23–4–3–28–12; 30–31–32–30 и 13–25–23–24–13 (за счет э. д. с. самоиндукции взаимной индуктивности и индуктивностей рассеяния) в течение оставшегося от периода $T_{\text{ШИМ}}$ времени: $T_{\text{ШИМ}} - t_{\text{И}} - \Delta t_{\text{П}} = (1 - \gamma_{\text{И}} - \gamma_{\text{П}})T_{\text{ШИМ}}$. При этом происходит зарядка снабберного конденсатора 25, предотвращающего перенапряжение на выключаемом ключе 16 и возвращающего накопленную при этом дозу энергии обратно в трансреактор при следующем очередном включении ключа 16 (по цепи разрядки: 25–16–12–25). Далее указанные процессы периодически качественно повторяются с периодом $T_{\text{ШИМ}}$ в пределах выполнения условия: $U_{4-3} > 0,5U_{1-2}$ на данном полупериоде выходного переменного напряжения устройства.

2б) Случай понижения напряжения. На первом этапе при включении ключа 5 мостового коммутатора потокосцепление трансреактора 11 нарастает вместе с током в цепи: 9–5–12–23–4–3–17–9, преобразуя энергию конденсатора 9 и источника в запасенную электромагнитную энергию трансреактора 11 в течение промежутка времени импульса: $t_{\text{И}} = \gamma_{\text{И}}T_{\text{ШИМ}}$. Затем повторяются второй и третий этапы вышеописанного случая повышения напряжения (этапы приблизительно сохранения и спада потокосцепления). Далее эти процессы периодически качественно повторяются с периодом $T_{\text{ШИМ}}$ в пределах выполнения условия: $U_{4-3} < 0,5U_{1-2}$ на данном полупериоде выходного напряжения.

Резюмируя вышеописанные два случая (повышения и понижения напряжения), получаем картину преобразования энергии источника постоянного тока в энергию нагрузки с переменным напряжением при любых соотношениях мгновенных величин их напряжений.

Таким образом, в предлагаемом устройстве обеспечиваются расширение функциональных возможностей, а именно – преобразование постоянного напряжения в синусоидальное с регулируемыми параметрами (амплитудой, частотой и фазовым сдвигом относительно тока за счет регулирования величин $\gamma_{\text{П}}$ и $\gamma_{\text{И}}$), а также способность формирования внешних характеристик источников напряжения и тока за счет использования в качестве

демодулирующего звена (промежуточного накопительного буфера) либо емкостной фильтровой стойки (9–10), либо трансреактора (11), определяющих, соответственно, емкостный или индуктивный характер внутреннего выходного импеданса устройства.

Обратимый трансформаторный импульсный конвертер (ОТИК)

На рис. 3 приведена общая структура и упрощенная принципиальная схема отдельного модуля обратимого трансформаторного импульсного конвертера (ОТИК) с промежуточным звеном прямоугольного тока высокой частоты (6) – с модуляцией и демодуляцией (выпрямлением и фильтрацией).

Приведенная структура ОТИК может так же, как и ОНПЧ использоваться в составе регулируемых инверторов синусоидального тока и синусоидального напряжения (РИСТ и РИСН), реализующих нетрадиционные способы формирования синусоидальных токов и напряжений, иллюстрируемых с помощью временных диаграмм, представленных на рис. 4.

Схема ОВИП, входящего в состав ОТИК приведенного на рис.3, содержит: входные выводы 1–2, входной фильтровый конденсатор 3, выходные выводы 4–5, трансформатор тока 6 с первичной и вторичной обмотками 7, 8, двухключевую стойку 9–10 с обратными диодами 11–12, модулирующий ключ 13 с обратным диодом 14, двухдиодную стойку 15–16, реактор 17, первый и второй снабберные

конденсаторы 18 и 28, двухвентильную стойку 26–27 и шунтирующую цепь, состоящую из двух параллельно-сонаправленных диодно-ключевых стоек 31–32 и 33–34, образующих так называемый “косой мост”, и третьего снабберного конденсатора 35, включенного в диагональ моста между средними выводами стоек.

Схема ОВИП на рис. 3 работает следующим образом. К входным выводам 1–2 подключают источник питания постоянного (или пульсирующего) напряжения, например, выпрямленную автономно-бортовую сеть переменного тока, а к выходным выводам 4–5 через трансформатор 6 – нагрузку переменного или выпрямленного (через ОВИП2 в режиме выпрямителя) тока, имеющую стабиливольтовую зону вольт-амперной характеристики, например – газоразрядную (ламповую, лазерную, разрядно-плазмотронную), полупроводниковую (светодиодную, лазерную), выпрямительно-аккумуляторную или выпрямительно-емкостную (с накопительным конденсатором) и др.

Период $T_{\text{шим}}$ высокочастотной импульсной модуляции содержит два тактовых полупериода длительностью $0,5 T_{\text{шим}}$, каждый из которых имеет три временных интервала: 1) нарастающее потокоцепление (тока) реактора длительностью $t_{\text{и}} = \gamma_{\text{и}} \cdot 0,5 T_{\text{шим}}$; 2) приблизительное сохранение потокоцепления длительностью $\Delta t_{\text{п}} = \gamma_{\text{п}} \cdot 0,5 T_{\text{шим}}$; 3) частичное спадание потокоцепления длительностью: $T_{\text{шим}} - t_{\text{и}} - \Delta t_{\text{п}} = 0,5(1 - \gamma_{\text{и}} - \gamma_{\text{п}}) T_{\text{шим}}$.

На первом интервале блок управления может организовать одну из двух возможных цепей для нарастающего тока, в зависимости от соотношения между величинами напряжения питания: $U_{\text{п}} = U_{1-2}$ и напряжения (противо-э.д.с.) на полуобмотке (секции) первичной обмотки 7 трансформатора 6: $0,5 U_7$. Если $U_{\text{п}} > 0,5 U_7$ (режим “понижения напряжения”), то включаются ключ 13 и один из ключей 9,10, и ток реактора нарастает по цепи: 1–13–7–(9 или 10)–17–2. При этом часть энергии источника питания непосредственно передается в нагрузку. Если (режим “повышения напряжения”), то включаются сразу три ключа: 13, 9 и 10, и ток реактора нарастает через замкнутый (без контура намагничивания) трансформатор по цепи: 1–13–7–(9 и 10)–17–2. В том и в другом случае в реакторе 17 происходит накопление электромагнитной энергии, а энергия индуктивностей рассеяния обмотки 7 трансформатора 6 сбрасывается в снабберные конденсаторы 18 и 28 по цепям токов 7–18–15–7 и/или 7–28–16–7. Заметим, что эта энергия передается реактору 17 на первом этапе следующего очередного периода (или полупериода) по цепям разрядки: 18–9–17–26–18 и 28–10–17–27–28.

На втором интервале блок управления включает ключи 31 и 33, а остальные ключи и вентили выключает. При этом потокоцепление и энергия реактора 17 приблизительно сохраняются вместе с током

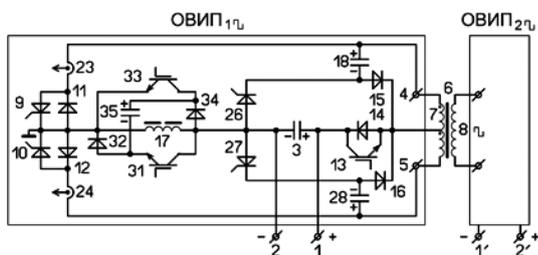


Рис. 3. Структура и упрощенная принципиальная схема ОТИК

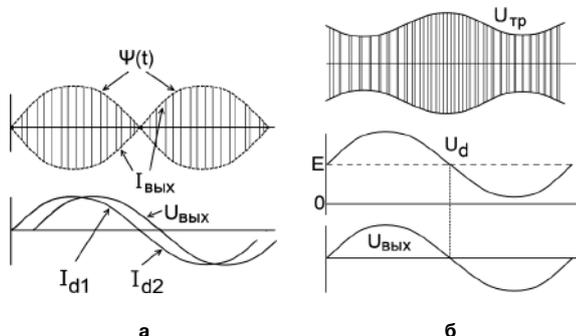


Рис. 4. Временные диаграммы:

- а – для режима полярно-реверсивного циклоконвертирования потокоцепления (тока) в составе РИСТ;
- б – для режима с модуляцией, демодуляцией и смещением напряжения в составе РИСН

в расщепленной цепи: 17–(31–32 и 33–34)–17. К указанной энергии добавляется энергия третьего снабберного конденсатора 35, заряженного на третьем интервале предыдущего такта и разряжаемого по цепи: 35–33–17–31–35.

На третьем интервале блок управления включает один из вентилях 26, 27 (поочередно) и один из ключей 9, 10 (поочередно) и выключает ключи 31, 33. При этом потокосцепление (и энергия) реактора частично спадает вместе с токами в цепях: 17–34–35–32–17 и 17–26–15–7–9–17 или 17–27–16–7–10–17, соответственно (поочередно), передавая в нагрузку через трансформатор б и в третий снабберный конденсатор 35 часть накопленной в реакторе 17 энергии. Далее все указанные процессы периодически качественно повторяются с периодом $T_{\text{шим}}$.

Благодаря наличию постоянной составляющей величины электромагнитной энергии реактора 17 он может выполнять функцию буферного накопителя (фильтра), позволяя снизить требуемую энергоёмкость фильтрового конденсатора 3 и исключить электролитические конденсаторы с низкой надёжностью из его состава (батареи), даже при питании устройства пульсирующим (выпрямленным сетевым) напряжением.

При возврате (рекуперации) энергии из цепи нагрузки обратно в источник постоянного тока, например, при работе с двигательной нагрузкой в режиме рекуперативного торможения, предлагаемая схема работает в качестве трансформаторно-выпрямительного устройства. Роль выпрямителя при этом выполняют обратные диоды 11, 12 и 14, а роль выходного фильтра – реактор 17, который может быть зашунтирован ключами 31 и 33.

Таким образом, в рассмотренном устройстве благодаря управлению величиной потокосцепления реактора 17 достигается обеспечение внешней вольтамперной характеристики регулируемого “источника тока”, а также дополнительные технические результаты: снижение требований к качеству питающей электроэнергии, а именно – расширение диапазона допустимых средних уровней и размахов пульсаций питающего напряжения, например, выпрямленного сетевого, повышение надёжности устройства, а именно – термостойкости, безотказности и срока службы за счёт исключения электролитического ёмкостного фильтра, а также исключения аварийного режима из-за насыщения трансформатора при асимметричных вольтсекундных параметрах питающего его напряжения, т. е.

за счёт использования так называемого “трансформатора тока”.

Заключение

Рассмотренные принципиально новые схемотехнические решения для обратимых выпрямительно-инверторных преобразователей с синусоидальным напряжением (ОВИП~) или высокочастотным прямоугольным током позволяют реализовывать силовые интегральные схемы многофункциональных импульсных преобразователей (СИС-МИП). Указанные силовые интегральные схемы представляются весьма эффективными при создании электроэнергетических комплексов с модульно-масштабируемой архитектурой для авиационно-космических бортовых систем электроснабжения.

Работа представляется полезной для широкого круга специалистов в области транспортных и стационарных автономных и вторичных систем электроснабжения и отдельных устройств силовой электроники.

Литература

1. Попов Б. Н. Методы проектирования микропроцессорных устройств управления мехатронными модулями систем приводов. Докторская диссертация. – М., 2001.
2. Кривилев А. В. Методы проектирования цифровой системы управления мехатронного модуля привода с вентильным двигателем. – М.: Издательство МАИ-ПРИНТ, 2009. – 192с.
3. Кривилев А. В. Разработка и реализация на ПЛИС энергоэффективных способов импульсного управления системами “усилитель мощности–электродвигатель” на основе методов автоматизированного проектирования. Докторская диссертация. – М., 2013.

Резников Станислав Борисович, д. т. н., профессор кафедры “Теоретическая электротехника” МАИ, тел.: (499) 158-4529; e-mail: rezn41@mail.ru;

Бочаров Владимир Владимирович, к. т. н., доцент кафедры “Теоретическая электротехника” МАИ, тел.: (499) 158-4529; e-mail: e.bocharowa@yandex.ru;

Лавринович Андрей Вячеславович, аспирант кафедры “Теоретическая электротехника” МАИ, тел.: (926) 104-5889; e-mail: rewersion@yandex.ru;

Харченко Игорь Александрович, к. т. н., доцент кафедры “Теоретическая электротехника” МАИ, тел.: (499) 158-4529; e-mail: ihar@mail333.com.

В. Г. Еременко, Н. Б. Жирнова, Нян Линн Аунг

РЕЗУЛЬТАТЫ ПРОЕКТИРОВАНИЯ СИСТЕМЫ ЭЛЕКТРОСНАБЖЕНИЯ КОТТЕДЖА С СОЛНЕЧНОЙ БАТАРЕЕЙ

V. G. Eremenko, N. B. Zhirnova,
Nyan Linn Aung

Some Results of Cottage Electric Power System
with Solar Panel Design

Система электропитания коттеджа содержит первичный источник – солнечную батарею (СБ), размещенную на крыше и постоянно ориентированную на юг, аккумулятор и аппаратуру регулирования и инвертирования постоянного напряжения в переменное. Задача проектирования состояла в определении оптимального напряжения аккумулятора и СБ, типа преобразователя напряжения при фиксированных параметрах нагрузки. Напряжение АБ и СБ выбиралось между 14 В и 220 В и инвертировалось в 220 В переменного тока с частотой 50 Гц и синусоидальной формой с искажением меньше $K_d(U_{\text{н}}) \leq 10\%$. Приводятся результаты моделирования в среде MATLAB–Simulink систем с разными номинальными напряжениями и типами инверторов.

Ключевые слова: система электропитания, солнечная батарея, инвертор, моделирование.

The stand-alone power system (SAPS) consists of a few solar panels, which are constantly fixed on the roof, a rechargeable battery bank, charge and discharge control system for batteries and an inverter. This research is designed to determine, the optimum voltage of battery bank and solar panels, the type of inverter according to parameters of the fix load. In this SAPS system the results of modeling are calculated in Matlab – Simulink with different nominal voltages of battery and solar panels 14 – 220 V and inverted to 220 V AC with the frequency of 50 Hz sine wave with total harmonic distortion (THD) less than 10%.

Keywords : stand-alone power system, solar panels, modeling, inverter.

Работа посвящена моделированию системы электроснабжения (СЭС) коттеджа, питающей комплекс бытовых потребителей мощностью до 2 кВт: компьютер, холодильник, телевизор, лампы, водяной насос, чайник и стиральная машина. СЭС должна работать круглые сутки. Характер нагрузки-импульсный, наиболее мощные потребители: стиральная машина и водяной насос включаются преимущественно днем. Результаты работы могут использоваться в области

солнечной энергетики и в задачах инвертирования с качественной выходной синусоидальной формой напряжения в экономичном режиме. Моделируется СЭС со свинцово-кислотной АБ и полупроводниковым регулятором напряжения. Первичный источник работает в точке отбора максимальной мощности; используется алгоритмический способ увеличения срока службы АБ путем ограничения импульсного тока.

СЭС состоит из управляемого источника тока PV1 (рис. 2) [2], подсоединенного к АБ (Battery) через разделительный диод VD. Когда аккумулятор для зарядки подсоединяется к солнечной панели, в цепь необходимо включать контроллер для предупреждения перезаряда. Эта схема использует параллельный способ подключения Mosfet1. При этом способе солнечная панель всегда подключена к аккумулятору через последовательный диод VD. Когда солнечная панель заряжает аккумулятор до желаемого максимального напряжения, схема предупреждения перезаряда параллельно солнечной панели подключает нагрузочный транзистор Mosfet11, чтобы поглощать избыточную мощность солнечной панели. К АБ подключена параллельно однофазная схема инвертора с выводом нулевой точки трансформатора мощностью 2 кВт. АБ защищена от перезаряда релейным регулятором Relay, содержащим: задатчик опорного напряжения Battery с Constant – sum block, усилитель ошибки регулятора Gain, релейный блок

солнечной панели и в задачах инвертирования с качественной выходной синусоидальной формой напряжения в экономичном режиме. Моделируется СЭС со свинцово-кислотной АБ и полупроводниковым регулятором напряжения. Первичный источник работает в точке отбора максимальной мощности; используется алгоритмический способ увеличения срока службы АБ путем ограничения импульсного тока.

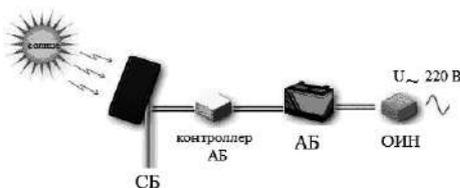


Рис 1. Структурная схема СЭС: СБ – солнечная батарея; контроллер АБ – регулятор заряда аккумулятора; АБ – аккумуляторная батарея; ОИИ – однофазный инвертор напряжения

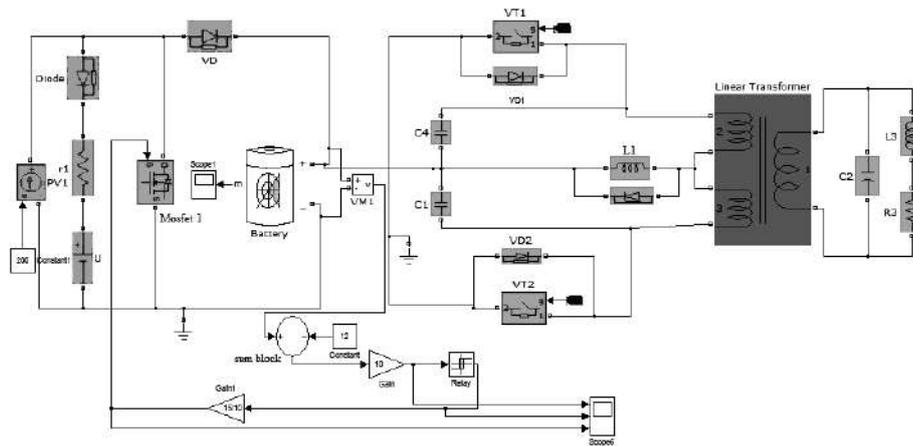


Рис. 2. Схема моделирования СЭС в Simulink

Relay, выход которого соединен с управляющим выходом — затвором (g) Mosfet, при достижении напряжения заряда на АБ 14 В, что соответствует напряжению на АБ не более 12 В, закорачивает PV1 ключом Mosfet1.

Для согласования характеристик СБ и АБ напряжение СБ в точке максимальной мощности выбиралось равным максимальному зарядному напряжению АБ, например 14В для свинцовых АБ. Шаг моделирования был выбран $2 \cdot 10^{-5}$ с.

Задача исследования состояла в определении оптимального напряжения аккумулятора и СБ и в выборе схемы преобразователя при фиксированных параметрах нагрузки. Напряжения АБ и СБ выбирались между 14 В и 220 В, что обуславливало наличие или отсутствие силового трансформатора, повышающего напряжения с 14 В до 220 В. Использовался простейший инвертор с регулированием выходного напряжения на частоте 50 Гц по принципу ШИР — широтно-импульсное регулирование.

Форма выходного напряжения обеспечивается параллельным резонансным LC -контуром, в котором индуктивность L является частью активно-индуктивной нагрузки ($\cos \varphi = 0,8$), а конденсатор $C2$ включен параллельно нагрузке. На выходе инвертора C -фильтром обеспечивается синусоидальная форма напряжения с $K_T(U_H) \leq 10\%$. В любом: высоковольтном и низковольтном варианте АБ используется шунтовой регулятор тока заряда АБ, ограничивающий максимальное напряжение АБ.

Всего исследовались 6 схем (рис. 3–8): с высоковольтным и низковольтным входным напряжением инвертора, двумя способами включения сглаживающего дросселя: в шине постоянного тока и в шине переменного тока, и две силовых схемы инвертора: со средней точкой силового трансформатора и мостовая схема. Результаты моделирования приведены в табл. 1–3. В шине постоянного тока для ограничения перенапряжения дроссель $L1$ (рис. 3) шунтируется диодом при обоих напряжениях. Исследование показало, что в низковольтной

схеме индуктивность $L2$ (рис. 4) в цепи переменного тока должна быть в 4 раза больше, чем в шине постоянного тока (табл. 2). Это объясняется тем, что напряжение переменного тока 220 В много выше, чем напряжение АБ 10–14 В и высокое напряжение 220 В оказывается прикладываемым к выходному дросселю переменного тока. В высоковольтной схеме получилось обратное соотношение индуктивностей: $L1$ (рис. 5) в 30 раз больше в шине постоянного тока, чем в шине переменного тока $L2$ (рис. 6) табл.1, что можно объяснить необходимостью включения дополнительного дросселя параллельно нагрузке для улучшения формы кривой напряжения. В высоковольтной мостовой схеме при включении индуктивности в шину постоянного тока для получения синусоидальной формы напряжения надо включать дополнительную индуктивность $L2$ параллельно нагрузке для получения $K_T(U_H) = 10\%$ (рис. 5) табл.1. При этом высоковольтная мостовая схема при включении дросселя в шину постоянного тока не обеспечивает нужное значение напряжения 220 В, а только 106 В при приемлемом $K_T(U_H) \leq 10\%$. При включении дросселя $L2$ в шину переменного тока напряжение 220 В обеспечивается и при высоковольтном и низковольтном входе (рис 6, 8). Индуктивность $L2$ минимальная и составляет (40...60) мГн как в высоковольтной, так и в низковольтной схеме при включении индуктивности в шину переменного тока (рис 4, 6, 8). Высоковольтная схема (рис. 5, 6). не имеет бросков инверсного тока в АБ, а низковольтная схема (рис. 3, 4, 7, 8). имеет обратные броски тока, соизмеримые с прямым током (табл. 3). В низковольтных мостовых схемах (рис. 7) индуктивность $L1$ в шине постоянного тока $L2$ (рис. 8) в 1000 раз меньше чем в шине переменного тока и составляет 20 мкГн.

В низковольтной схеме (рис. 3, 4, 7, 8) используется автомобильная АБ 12 В, а в высоковольтной схеме (рис. 5, 6) требуется последовательное соединение 16 аккумуляторов по 12 В каждый. Кроме того, высоковольтная СБ (рис. 5, 6) требует тщатель-

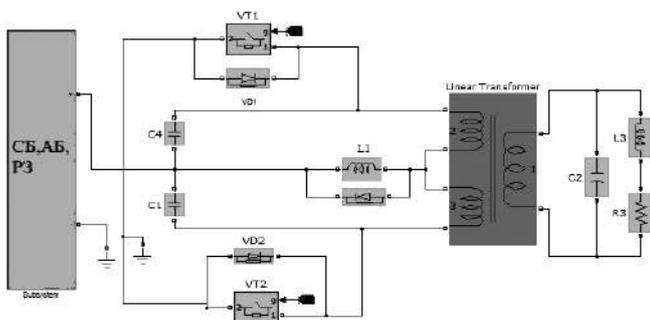


Рис. 3. Низковольтная схема с дросселем постоянного тока

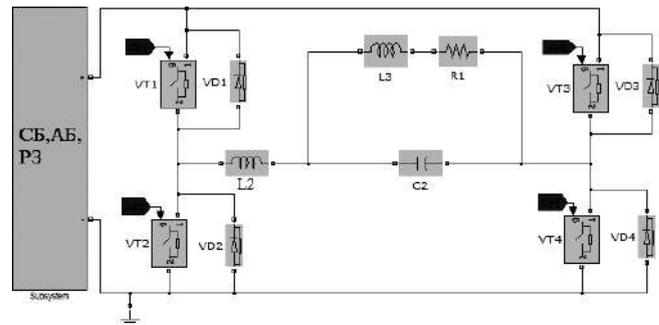


Рис. 6. Высоковольтная мостовая схема с дросселем переменного тока

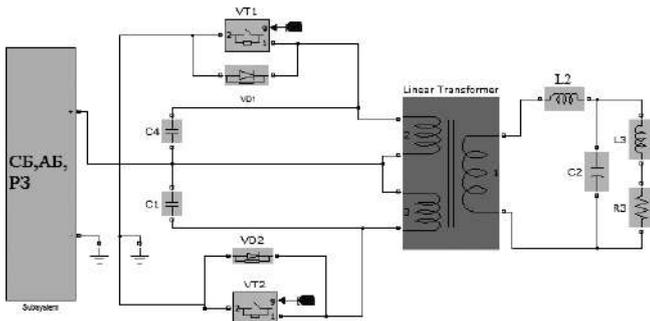


Рис. 4. Низковольтная схема с дросселем переменного тока

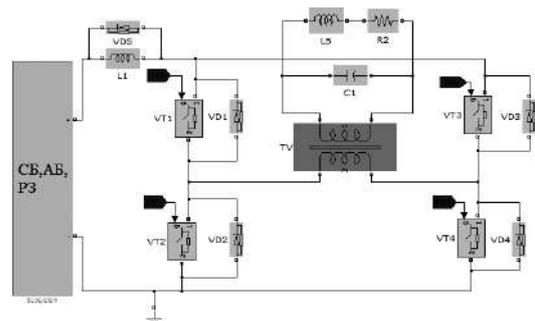


Рис. 7. Низковольтная мостовая схема с дросселем постоянного тока

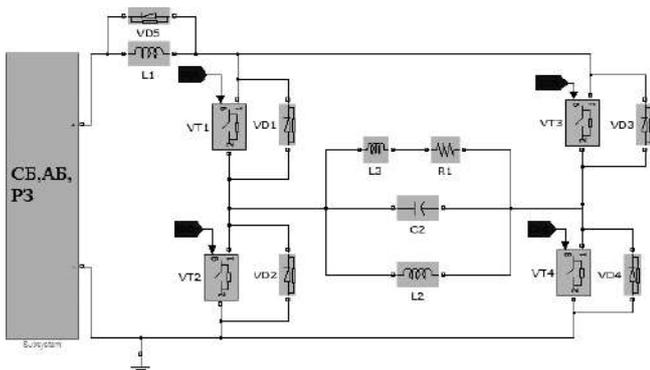


Рис. 5. Высоковольтная мостовая схема с дросселем постоянного тока

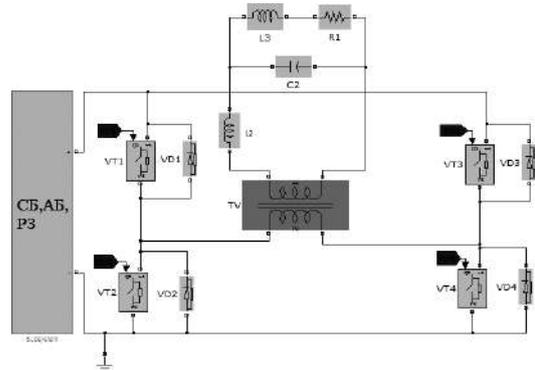


Рис. 8. Низковольтная мостовая схема с дросселем переменного тока

ную изоляцию выводов и электрических соединений для уменьшения токов утечки. В низковольтной схеме (рис. 3, 4, 7, 8) ток V_T , V_D на порядок выше, чем в высоковольтной схеме (рис. 5, 6) табл.2. В высоковольтной схеме ток V_T в 10 раз меньше, чем в низковольтной схеме. По всплескам напряжения на V_T схемы (рис. 3, 4) равноценны: уровень напряжения 200–220 В. Преимуществом мостовой низковольтной схемы с повышающим трансформатором (рис. 7, 8) является низкое максимальное напряжение на транзисторах 14 В при любом включении дросселя (табл.3). В высоковольтной схеме рекомендуется дроссель 60 мГн включать в шину переменного тока, а в низковольтной схеме – в шину постоянного тока – 9,5 мГн (рис. 6, 3). Во

всех 6 схемах емкость C_2 170–200 мкФ включена параллельно нагрузке. Хотя емкость этого конденсатора, рассчитанная из условия компенсации индуктивности нагрузки должна быть равна 8–90 мкФ, что обеспечивает равенство реактивных токов. В низковольтной схеме для ограничения коммутационных перенапряжений на V_T использованы два шунтовых конденсатора по 100 мкФ, включенных между коллекторами V_T и +АБ. Параметры нагрузки – активное сопротивление 19,36 Ом, индуктивность нагрузки 0,046 Гн.

В табл. 1–3 введены следующие аббревиатуры: $U_{АБ}$ – напряжение на аккумуляторе, γ – длительность включения ключа по отношению к периоду, $U_{V_T, \max}$ – максимальное напряжение на транзисторах,

$I_{VT, \max}$ – максимальный ток, протекающий через транзисторы, U_H – напряжение нагрузки, $K_r(U_H)$ – коэффициент гармоник по выходному напряжению, I_H – ток нагрузки, $K_r(I_H)$ – коэффициент гармоник по току нагрузки, $I_{VD, \max}$ – максимальный ток, протекающий через диоды, $U_{L, \max}$ – напряжение дросселя, включенный в цепи постоянного тока, U_{LH} – напряжение на индуктивности нагрузки, U_{RH} – напряжение на резисторе нагрузки, $I_{п}$ – ток источника питания, $L(=)$ – индуктивность дросселя, включенного в цепи постоянного тока, $L(\approx)_1$ – индуктивность дросселя, включенного в цепи постоянного тока, $L(\approx)_2$ – индуктивность дросселя, дополнительно включенного в цепи переменного тока, C_2 – конденсатор, параллельно включенный на нагрузку.

На рис.9 приведены осциллограммы, полученные в результате моделирования схемы рис. 2, из которых видно высокое качество тока нагрузки $K_r(U_H) = 2...4\%$, а также значительные броски обратного тока источника питания до -350 А, при прямом токе 274 А (табл. 2).

На рис. 10 приведены осциллограммы тока источника питания мостовой схемы с дросселем переменного тока (рис. 5), из которых следует что обратного тока не велика и равен $(-4...-9)$ А при прямом токе 13 А (табл. 1).

Выводы

Выбранный метод моделирования в программе *MATLAB–Simulink* позволяет исследовать все режимы работы СЭС. Проведен анализ при различных напряжениях СБ и АБ. Выбранные модели основных элементов СЭС: АБ, СБ, устройств контроля и регулирования позволяют оценить качество работы

СЭС при различных нагрузках. Сделаны выводы о влиянии емкости АБ на уровень пульсаций тока в системе. Совмещены вольт-амперные характеристики СБ и АБ в точке максимальной мощности СБ. Самой дешевой может считаться низковольтная схема со средней точкой (рис. 3) поскольку имеет минимальные потери транзисторах табл. 2. Самая надежная схема – мостовая с низким напряжением, поскольку в ней отсутствуют перенапряжения (рис. 8). Схема, обеспечивающая максимальный срок службы АБ, – высоковольтная мостовая схема (рис.6). Самый минимальный ток, протекающий через транзисторы, обеспечивает высоковольтная мостовая схема рис 5. и рис. 6.

Таблица 2. Результаты моделирования ОИН с нулевой точкой

	Дроссель включен на постоянном U		Дроссель включен на переменном U	
	10	14	10	14
$U_{AB}, (B)$	10	14	10	14
$\gamma, (\%)$	50	35,4	50	33
$U_{VT, \max}, (B)$	175	200	200	175
$I_{VT, \max}, (A)$	+284 (-307)	+293 (-68)	+274 (-430,6)	+363 (-200)
$U_H, (B)$	221,7	219,9	220,4	221,5
$K_r(U_H), (\%)$	9,09	5,95	4,02	6,75
$I_H, (A)$	9,147	9,088	9,118	9,152
$K_r(I_H), (\%)$	4,42	2,37	2,0	3,26
$I_{VD, \max}, (A)$	325	384	344,9	520
$U_{L, \max}, (B)$	+19,7 (-1,4)	+21,6 (-1,5)	-	-
$U_{LH}, (B)$	133,2	131,7	132	132,9
$U_{RH}, (B)$	177,1	195,9	176,5	177,2
$I_{п \max}, (A)$	+238 (-330)	+272 (-397)	+274 (-465)	363 (-670)
$L(=), (Гн)$	9,5	9,5	-	-
$L(\approx)_1, (Гн)$	-	-	40	40
$L(\approx)_2, (Гн)$	-	-	-	-
$C_2, (мкФ)$	170	270	155	155

Таблица 1. Результаты моделирования ОИН мостовой схемы

	Дроссель включен на постоянном U		Дроссель включен на переменном U	
	170	238	170	238
$U_{AB}, (B)$	170	238	170	238
$\gamma, (\%)$	50	30,5	50	30,5
$U_{VT, \max}, (B)$	140	261	185,4	260
$I_{VT, \max}, (A)$	23,25	13,27	+13 (-5)	16,5
$U_H, (B)$	106,1	79,48	215,2	225,2
$K_r(U_H), (\%)$	7,21	14,01	3,77	5,13
$I_H, (A)$	4,292	3,198	8,902	9,345
$K_r(I_H), (\%)$	3,43	6,36	1,90	2,96
$I_{VD, \max}, (A)$	20	13,5	0,4	15
$U_{L, \max}, (B)$	186	258	-	-
$U_{LH}, (B)$	62,17	47,12	128,8	134,6
$U_{RH}, (B)$	85,83	63,96	172,3	180,9
$I_{п \max}, (A)$	4	4,1	+13 (-5)	16,14
$L(=), (Гн)$	20	20	-	-
$L(\approx)_1, (Гн)$	-	-	0,06	0,06
$L(\approx)_2, (Гн)$	0,07	0,07	-	-
$C_2, (мкФ)$	210	210	170	170

Таблица 3. Результаты моделирования ОИН мостовой схемы при низком напряжении с трансформатором

	Дроссель включен на постоянном U		Дроссель включен на переменном U	
	10	14	10	14
$U_{AB}, (B)$	10	14	10	14
$\gamma, (\%)$	50	27,5	50	26
$U_{VT, \max}, (B)$	12,35	17,15	11,15	16,2
$I_{VT, \max}, (A)$	+253 (-200)	300	+252 (-230)	342
$U_H, (B)$	220,4	220,6	223,7	219,7
$K_r(U_H), (\%)$	11,09	9,48	4,64	5,19
$I_H, (A)$	9,083	9,102	9,253	9,086
$K_r(I_H), (\%)$	5,57	4,69	2,33	2,60
$I_{VD, \max}, (A)$	0,02	0,03	0,02	0,03
$U_{L, \max}, (B)$	+3,84 (-1)	+5 (-1)	-	-
$U_{LH}, (B)$	132,9	132,8	134	131,7
$U_{RH}, (B)$	175,8	176,2	179,1	175,9
$I_{п \max}, (A)$	+255 (-200)	300	+280 (-230)	338,5
$L(=), (Гн)$	20	20	-	-
$L(\approx)_1, (Гн)$	-	-	30	30
$L(\approx)_2, (Гн)$	-	-	-	-
$C_2, (мкФ)$	130	130	150	150

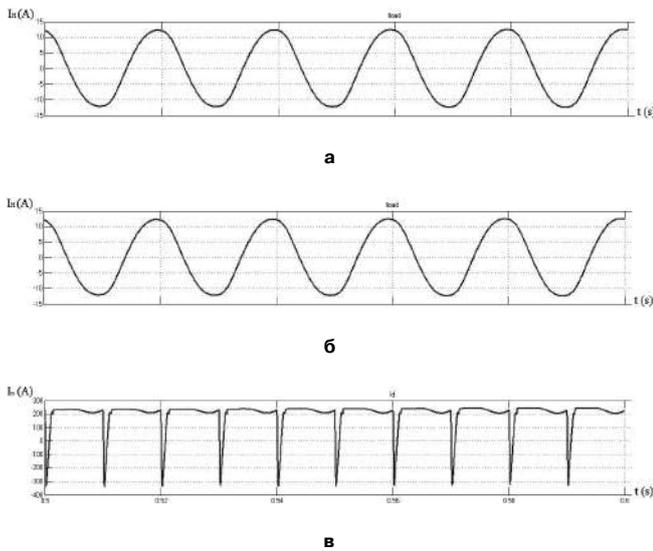


Рис. 9. Осциллограммы моделирования:
 а – напряжение на выходе инвертора; б – ток нагрузки;
 в – ток источника питания

Литература

1. В. П. Дьяконов. MATLAB 6.5 SP1/7 + Simulink 5/6. Основы применения. Серия “Библиотека профессионала”. – М.: СОЛОН-Пресс, 2005. – 800 с.: ил.
2. В. Г. Еременко, Н. Б. Жирнова, Нян Линн Аунг. Моделирование системы электроснабжения космического аппарата с арсенид-галлиевой солнечной

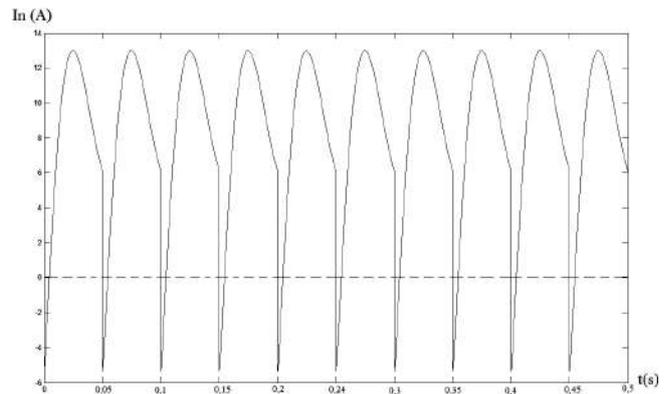


Рис. 10. Осциллограмма тока АБ, мостовая схема с дросселем переменного тока

батарей. – Практическая Силовая Электроника, № 1 (45) / 2012, С. 43–46.

Еременко Владимир Григорьевич, д. т. н., профессор кафедры ЭКАО (Электротехнические комплексы автономных объектов) МЭИ. тел.: +7(499)362-71-00, e-mail: eremenko1937@yandex.ru;

Жирнова Наталья Борисовна, к. т. н., доцент кафедры ЭКАО (Электротехнические комплексы автономных объектов) МЭИ. тел.: 8(964)712-87-20, e-mail: ZhirnovaNB@mpei.ru;

Нян Линн Аунг, аспирант, кафедры ЭКАО (Электротехнические комплексы автономных объектов) МЭИ, тел.: 8(968)644-98-06, e-mail: aungaung184@gmail.com.

М. М. Дудкин, Л. И. Цытович, О. Г. Брылина

СПЕКТРАЛЬНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ РАЗВЕРТЫВАЮЩЕГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ С ЧАСТОТНО-ШИРОТНО-ИМПУЛЬСНОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ

М. М. Dudkin, L. I. Tsitovich,
O. G. Brylina

Spectral performances of scanning converters
with pulse-frequency-width modulation

Рассмотрен принцип построения и временные диаграммы сигналов развертывающего преобразователя (РП) с частотно-широотно-импульсной модуляцией (ЧШИМ), применяемого в системах управления вентильными преобразователями. На основе математического моделирования в среде MatLab+Simulink выполнен анализ статических и динамических спектральных характеристик РП с ЧШИМ в широком частотном диапазоне сигнала гармонической помехи. Доказана высокая помехоустойчивость интегрирующего РП с ЧШИМ.

Ключевые слова: развертывающий преобразователь, частотно-широотно-импульсная модуляция, широко-импульсная модуляция, интегрирующий преобразователь, спектральные характеристики, помехоустойчивость, вентильный преобразователь.

Design principle and timing waveforms of scanning converter (SC) with pulse-frequency-width modulation (PFWM) implemented for gated inverters control systems are considered. On the basis of mathematical simulation with MatLab+Simulink the comparative analysis of static and dynamic spectral performances of the SC with PFWM in a wide frequency range of harmonic interference signal is fulfilled. The high noise stability of integrating SC with PFWM is proved.

Keywords: scanning converter, pulse-frequency-width modulation, pulse-width modulation, integrating converter, spectral performances, noise stability, gated inverter.

В настоящее время в силовой электронике для управления вентильными преобразователями (ВП) в основном используются развертывающие преобразователи (РП) с широтно-импульсной модуляцией (ШИМ) первого и второго рода [1–3] и практически не рассматриваются другие виды модуляции, например, частотно-широотно-импульсная (ЧШИМ). Поэтому в данной работе основное внимание уделено анализу спектральных характеристик РП с ЧШИМ¹. Материал, изложенный в данной статье, является продолжением работы [3], посвященной преобразователям с широтно-импульсной модуляцией.

Интегрирующий РП с ЧШИМ (рис. 1а) представляет собой замкнутую автоколебательную систему [4–6], состоящую из сумматора Σ , интегратора И с постоянной времени $T_{\text{И}}$ и релейного элемента РЭ с неинвертирующей петлей гистерезиса и симметричными относительно “нуля” порогами переключения $\pm b$.

При замыкании цепи внешней знакопеременной обратной связи в интегрирующем РП возникает режим устойчивых автоколебаний, при котором амплитуда сигнала развертки $Y_{\text{И}}(t)$ ограничивается величиной зоны неоднозначности $\pm b$ РЭ (рис. 1в). В интервале t_{2n-1} производная выходной координаты звена И определяется разностью сигналов $(-A + X_{\text{ВХ}})$ на выходе сумматора Σ , а в интервале времени t_{2n} — зависит от суммы $(A + X_{\text{ВХ}})$ этих воздействий. В результате за период автоколебаний

$T_{0,n}$ среднее значение выходных импульсов Y_0 РЭ достигает величины $Y_0 \equiv X_{\text{ВХ}}$, пропорциональной сигналу $X_{\text{ВХ}}$ на информационном входе РП (рис. 1б, в). Одновременно с изменением коэффициента заполнения импульсов $\gamma = t_{2n-1}/T_{0,n}$ на выходе РП происходит уменьшение частоты его автоколебаний

$$\bar{f} = 1 - \bar{X}_{\text{ВХ}}^2, \quad (1)$$

где $\bar{f} = f/f_0$ — нормированное значение частоты f импульсов на выходе РП;

$f_0 = (T_0)^{-1}$ — несущая частота автоколебаний РП при $X_{\text{ВХ}} = 0$;

$T_0 = 4\bar{b} T_{\text{И}}$ — период выходных импульсов РП при $X_{\text{ВХ}} = 0$;

$\bar{b} = |b/A|$ — нормированное значение порогов переключения РЭ;

$\pm A$ — амплитуда импульсов на выходе РЭ;

$\bar{X}_{\text{ВХ}} = |X_{\text{ВХ}}/A|$ — нормированная величина входного сигнала $X_{\text{ВХ}}$.

В установленном режиме коэффициент заполнения выходных импульсов РЭ

$$\gamma = t_{2n-1}/T_{0,n} = 0,5(1 + \bar{X}_{\text{ВХ}}).$$

На рис. 2 приведены статические спектральные характеристики $\bar{A}_{\Gamma} = F(\bar{F}_{\Gamma}, \bar{X}_{\text{ВХ}})$ РП с ШИМ и ЧШИМ при воздействии на вход постоянной составляющей $X_{\text{ВХ}}$. Здесь $\bar{A}_{\Gamma} = |A_{\Gamma}/A|$, $\bar{F}_{\Gamma} = |f_{\Gamma}/f_0|$ — нормированная амплитуда A_{Γ} и частота f_{Γ} гармоник выходного сигнала РП соответственно.

Анализ представленных характеристик показал следующее.

¹ Госзадание Регистрационный номер: 7.3552.2011 23.35.2011 Исследование и создание новых ресурсо- энергосберегающих электродвигателей и силовых вентильных преобразователей для промышленных технологических комплексов, объектов жхх и сельского хозяйства

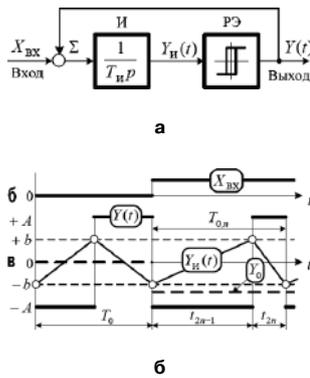


Рис. 1. Функциональная схема (а) и временные диаграммы сигналов (б, в) разветвляющего преобразователя с частотно-широотно-импульсной модуляцией

► Для РП с ШИМ уровень и частотный спектр гармоник зависит от постоянной составляющей на информационном входе (рис. 2а). С ростом \bar{X}_{BX} происходит увеличение амплитуды нулевой гармоники $\bar{A}_{\Gamma(0)}$ и одновременное снижение первой (основной) гармоники $\bar{A}_{\Gamma(1)}$.

► При $\bar{X}_{BX} = 0$ на выходе РП с двухполярной ШИМ [3] формируются знакопеременные импульсы с коэффициентом заполнения $\gamma = 0,5$. Разложение такой формы сигнала в ряд Фурье, как известно, содержит все нечетные гармоники $k = 1, 3, 5, \dots$ амплитуды которых монотонно убывают с ростом номера гармоник k (рис. 2а).

► При $\bar{X}_{BX} \neq 0$ в выходном сигнале РП с ШИМ кроме нечетных гармоник $k = 1, 3, 5, \dots$ начинают проявляться и четные с номерами $k = 2, 4, 6, \dots$ (рис. 2а), когда интервалы времени за период ШИМ на выходе РП не равны друг другу.

► Уровень гармоник для РП с ЧШИМ (рис. 2б, траектория В) полностью совпадает с уровнем гармоник для РП с ШИМ (рис. 2а, траектория А).

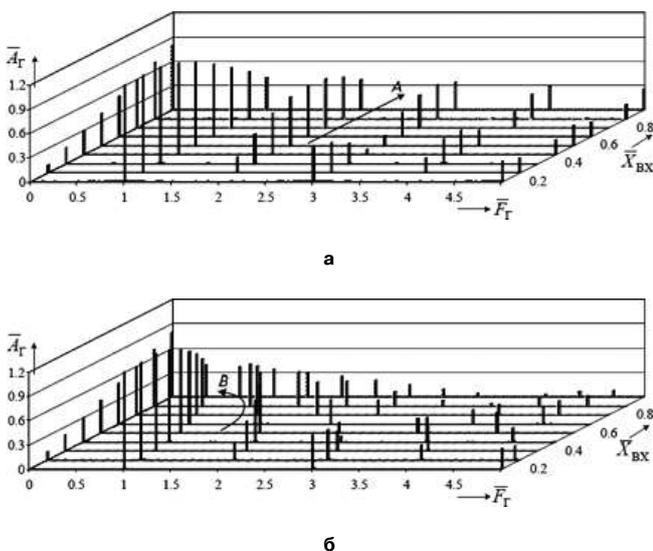


Рис. 2. Статические спектральные характеристики для разветвляющих преобразователей: с ШИМ (а) и ЧШИМ (б)

Отличительная особенность РП с ЧШИМ (рис. 1а) заключается в том, что одновременно при увеличении \bar{X}_{BX} происходит уменьшение частоты импульсов на выходе РП по параболическому закону (1). Поэтому с ростом \bar{X}_{BX} весь частотный спектр гармоник смещается влево по оси \bar{F}_{Γ} (рис. 2б, траектория В). С точки зрения элементов силовой электроники, это усложняет задачу настройки параметров электромагнитного фильтра, применяемого для подавления высших гармоник в выходном сигнале вентильного преобразователя, но способствует уменьшению коммутационных потерь в силовых ключах в среднем на 20–40% по сравнению с ШИМ [9].

При исследовании динамических спектральных характеристик на информационный вход РП одновременно подавался сигнал управления X_{BX} и переменный гармонический $X_{\Pi}(t)$ сигнал с постоянной амплитудой АП и переменной частотой $(T_{\Pi})^{-1}$ в широком частотном диапазоне. Выделение средней составляющей Y_0 выходных импульсов РП (рис. 1 в) производилось с помощью цифрового фильтра (ЦФ), реализующего алгоритм вида $Y_0 = A \cdot (t_{2n-1} - t_{2n}) / (t_{2n-1} + t_{2n})$.

Уровень гармоник и их частота измерялись спектроанализатором на выходе РП с учетом ЦФ при помощи программы *MatLab + Simulink*. Результаты исследований представлены в виде пространств динамических спектральных состояний $\bar{A}_{\Gamma} = f(\bar{F}_{\Gamma}, \bar{F}, \bar{A}_{\Pi} = 0,1)$ и поясняются переходными характеристиками $\bar{X}_{\Pi}[n]$, $\bar{Y}_0[n]$ и $\bar{f}[n]$. Здесь, кроме ранее принятых обозначений: $\bar{A}_{\Pi} = |A_{\Pi}/A|$, $\bar{F} = |f_{\Pi}/f_0|$ – нормированное среднее значение импульсов на выходе РП; $n = 1, 2, 3, \dots$ – целое число, соответствующее порядковому номеру интервала дискретизации выходных импульсов РП.

На рис. 3 приведены динамические спектральные характеристики $\bar{A}_{\Gamma} = f(\bar{F}_{\Gamma}, \bar{F}, \bar{A}_{\Pi} = 0,1)$ для интегрирующего РП с ЧШИМ, снятые при $\bar{X}_{BX} = 0$ и $\bar{X}_{BX} = 0,8$, на основании которых можно сделать следующие выводы.

► Наибольший уровень гармоник при воздействии гармонического сигнала $X_{\Pi}(t)$ в широком частотном диапазоне проявляется на двух частотах:

$$\bar{F}_{\Gamma 1} = \bar{F} - n \cdot (1 - \bar{X}_{BX}^2) \text{ и } \bar{F}_{\Gamma 2} = (n + 1) \cdot (1 - \bar{X}_{BX}^2) - \bar{F}, \quad (2)$$

где $n = 1, 2, 3, \dots$ – целое число, причем

$$\begin{cases} n = 0, & \bar{F} < (1 - \bar{X}_{BX}^2); \\ n = 1, & (1 - \bar{X}_{BX}^2) < \bar{F} < 2 \cdot (1 - \bar{X}_{BX}^2); \\ \vdots & \\ n = m, & m \cdot (1 - \bar{X}_{BX}^2) < \bar{F} < (m + 1) \cdot (1 - \bar{X}_{BX}^2). \end{cases}$$

Так, например, при частоте сигнала помехи $\bar{F} = 1,95$ и $\bar{X}_{BX} = 0$ в РП наибольший уровень амплитуды гармоник \bar{A}_{Γ} возникает на частотах $\bar{F}_{\Gamma 1} = 0,95$ и $\bar{F}_{\Gamma 2} = 0,05$ (рис. 3а).

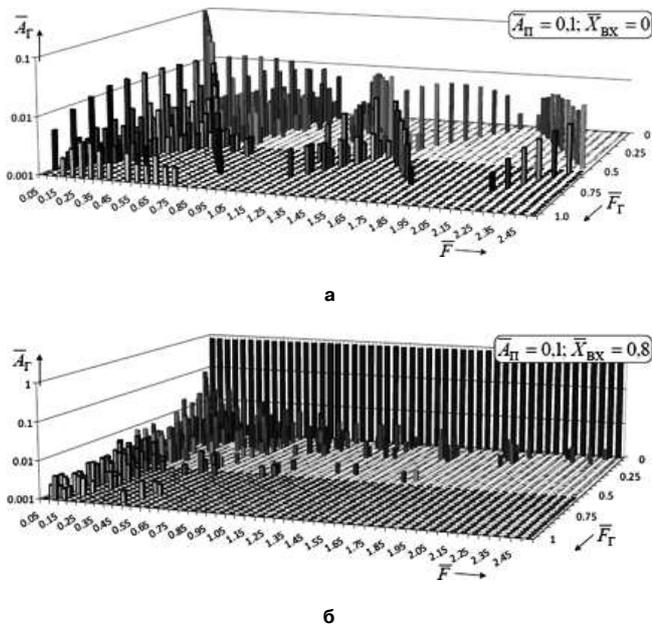


Рис. 3. Пространства динамических спектральных характеристик $A_G = F(\bar{F}_G, \bar{F})$ при $\bar{X}_{BX} = 0$ (а) и $\bar{X}_{BX} = 0,8$ (б)

В области достоверной передачи частот динамического входного сигнала (ОДП), когда интегрирующий РП с ЧШИМ, также как и РП с ШИМ [3], воспроизводит частоту сигнал $X_{\Pi}(t)$ без искажений, что подтверждают графики переходных процессов $\bar{X}_{\Pi}[n]$ и $\bar{Y}_0[n]$, снятых при частоте $\bar{F} = 0,05$ (рис. 4а).

В интегрирующем РП с ЧШИМ (рис. 1а) в области замедленной дискретизации динамического входного воздействия (ОЗД) амплитуды гармоник \bar{A}_G монотонно убывают с ростом частоты \bar{F}

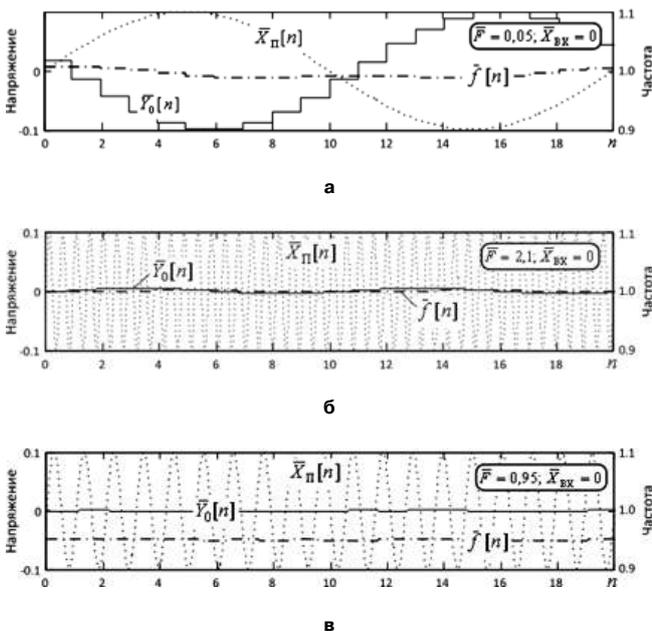


Рис. 4. Графики переходных процессов для интегрирующего РП с ЧШИМ при $\bar{X}_{BX} = 0$ и частоте гармонического сигнала: $\bar{F} = 0,05$ (а); $\bar{F} = 2,1$ (б); $\bar{F} = 0,95$ (в);

сигнала $X_{\Pi}(t)$ (рис. 3), что объясняется наличием интегратора в прямом канале регулирования и замкнутым характером структурной схемы. Все это однозначно свидетельствует о высокой помехоустойчивости интегрирующего РП и говорит о целесообразности его применения в системах управления ВП с высоким уровнем помех в каналах передачи информации. Здесь необходимо отметить, что в РП с ШИМ, построенных на основе выборки мгновенных значений сигнала управления [1, 2], в ОЗД наблюдается высокий уровень гармоник \bar{A}_G , соизмеримым с амплитудным значением \bar{A}_{Π} гармонического входного воздействия $X_{\Pi}(t)$ и частотой, стремящейся к нулю в точках со значениями $\bar{F} = 1, 2, \dots$, когда высокочастотные сигналы $X_{\Pi}(t)$, подвергаясь режиму замедленной дискретизации, преобразуются в низкочастотные воздействия [3] и становятся неразличимыми на фоне рабочих частот системы управления ВП, что вызывает резкое снижение показателей качества системы управления, либо ее полную неработоспособность [8, 9].

Обращает на себя внимание поведение интегрирующего РП вблизи координат, соответствующих целочисленным значениям

$$\bar{F} = 1, 2, \dots, (1 - \bar{X}_{BX}^2).$$

В отмеченных областях РП с ЧШИМ проявляет себя в качестве делителя частоты входного сигнала, когда за период выходных импульсов развертывающего преобразования “укладывается” целое число периодов гармонического входного воздействия $X_{\Pi}(t)$, когда на выходе системы формируются гармоники \bar{A}_G с нулевым значением во всем частотном диапазоне \bar{F}_G (рис. 3), за исключением нулевой $\bar{A}_{G(0)}$ гармоники, уровень которой зависит от информативного сигнала \bar{X}_{BX} . Сказанное подтверждается графиками переходных процессов $\bar{X}_{\Pi}[n]$, $\bar{Y}_0[n]$ и $f[n]$, снятых при $\bar{X}_{BX} = 0$ и частоте сигнала помехи $\bar{F} = 2,1$ (рис. 4б).

В области частот $0,9 \leq \bar{F} \leq 1,1$ в интегрирующем РП с ЧШИМ при $\bar{X}_{BX} = 0$ наблюдается эффект “автоподстройки” частоты автоколебаний РП с ЧШИМ под частоту динамического входного воздействия $\bar{X}_{\Pi}[n]$ (рис. 4в), когда амплитудный уровень гармоник \bar{A}_G во всем частотном диапазоне \bar{F}_G , за исключением основной гармоники $\bar{A}_{G(1)}$, равен нулю (рис. 3а). Таким образом, у данного РП, по сравнению с интегрирующими РП с ШИМ [3], появляется более высокая степень свободы в поиске оптимального решения для минимизации своей ошибки путем подстройки собственной частоты несущих автоколебаний под частоту внешнего динамического сигнала. При $\bar{X}_{BX} = 0,8$ динамический спектр в РП с ЧШИМ существенно видоизменяется (рис. 3б), что объясняется снижением частоты импульсов на выходе РП (1) почти в три раза. Наибольший уровень гармоник \bar{A}_G сосредоточен в области, близкой к

частоте автоколебаний РП, равной $\bar{f} = 0,36$ при $\bar{X}_{ВХ} = 0$, и точках кратных ей.

► При ЧШИМ с ростом $\bar{X}_{ВХ}$ граница раздела ОДП и ОЗД, соответствующая частоте $\bar{f}_{ГР} = 0,5(1 - \bar{X}_{ВХ}^2)$, смещается влево по оси \bar{F} (рис. 2б) и, как следствие, увеличивается эквивалентная постоянная времени РП

$$T_{Э} \approx 0,36T_0/(1 - \bar{X}_{ВХ}^2),$$

что приводит к снижению уровня гармоник $\bar{A}_{Г\max}$ по сравнению с $\bar{X}_{ВХ} = 0$.

Выводы

1. Выполнен анализ статических и динамических спектральных характеристик интегрирующего РП с ЧШИМ в ОДП и ОЗД.

2. Получены аналитические выражения для определения частот гармоник в области замедленной дискретизации развертывающей системой гармонической составляющей входного воздействия.

3. Интегрирующий РП с ЧШИМ обладает высокой помехоустойчивостью и имеет наименьший уровень гармоник в ОЗД, который падает с ростом частоты гармонического сигнала, а также постоянной составляющей сигнала управления. Это является следствием замкнутого характера структуры РП и наличия интегратора в прямом канале передачи информации. Поэтому областью применения РП с ЧШИМ следует считать системы управления ВП с высоким уровнем помех в каналах передачи информации, что особенно актуально для систем автоматического управления с автономными источниками электропитания ограниченной мощности [5].

4. С точки зрения энергетических показателей силовых вентильных преобразователей, применение РП с ЧШИМ, с одной стороны, усложняет задачу настройки параметров электромагнитного фильтра, применяемого для подавления высших гармоник в выходном сигнале ВП, но, с другой стороны, способствует уменьшению коммутационных потерь в силовых ключах в среднем на 20–40% по сравнению с ШИМ [7].

Литература

1. Управление вентильными электроприводами постоянного тока / Е. Д. Лебедев, В. Е. Неймарк, М. Я. Пистрак, О. В. Слежановский. – М.: Энергия, 1970. – 199 с.

2. Цифровые электроприводы с транзисторными преобразователями / С. Г. Герман-Галкин, В. Д. Лебедев, Б. А. Марков, Н. И. Чичерин. – Л.: Энергоатомиздат. Ленингр. отд-ие, 1986. – 248 с.

3. Дудкин М. М., Цытович Л. И., Брылина О. Г. Динамические спектральные характеристики развертывающих преобразователей с широтно-импульсной модуляцией // Практическая силовая электроника. – 2012. – № 4 (48). – С. 49–55.

4. Частотно-широко-импульсный терморегулятор сушильной камеры с непрерывным тестированием сопротивления изоляции электротехнического изделия / Цытович Л. И., Брылина О. Г., Дудкин М. М. и др. // Вестник ЮУрГУ. Серия “Энергетика”. – 2011. – Вып. 16. – № 34 (251). – С. 50–55.

5. Реверсивный тиристорный преобразователь для систем управления с питанием от сети с нестационарными параметрами / Л. И. Цытович, Р. М. Рахматулин, М. М. Дудкин, А. В. Качалов // Практическая силовая электроника. – 2009. – № 2 (34). – С. 35–41.

6. Интегрирующие развертывающие преобразователи с повышенной температурной стабильностью характеристик / Цытович Л. И., Дудкин М. М., Качалов А. В., Терещина О. Г. и др. // Приборы и системы. Управление, контроль, диагностика. – 2010. – № 10. – С. 38–43.

7. Дудкин М. М. Энергетические характеристики однофазных обратимых преобразователей напряжения с различными законами модуляции // Практическая силовая электроника. – 2010. – № 2 (38). – С. 25–32.

8. Дудкин М. М., Цытович Л. И. Элементы информационной электроники систем управления вентильными преобразователями: монография. – Челябинск: Издательский центр ЮУрГУ, 2011. – 362 с.

9. Дудкин М. М. Помехоустойчивость электропривода постоянного тока с силовым широтно-импульсным преобразователем // Электротехнические системы и комплексы: межвузовский сб. науч. тр.; под ред. А. С. Сарварова. – Магнитогорск: МГТУ, 2007. – Вып. 14. – С. 74–81.

Дудкин Максим Михайлович, к. т. н., доцент кафедры электропривода и автоматизации промышленных установок (ЭПА) Южно-Уральского государственного университета (ЮУрГУ), тел. 8(351) 267 – 93 – 21, e – mail: dudkinmax@mail.ru;

Цытович Леонид Игнатьевич, д. т. н., профессор, заведующий кафедрой ЭПА ЮУрГУ, тел./факс 8 (351) 267 – 93 – 85, e – mail: tsi@susu.ac.ru;

Брылина Олеся Геннадьевна, к. т. н., доцент кафедры ЭПА ЮУрГУ, тел. 8(351) 267 – 93 – 21, e – mail: teolge@mail.ru.

А. В. Хныков

ЦИФРОВЫЕ ФАЗОВЫЕ ФИЛЬТРЫ И ИХ ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ДЛЯ КОРРЕКЦИИ ЦИФРОВЫХ СИСТЕМ АВТОМАТИЧЕСКОГО РЕГУЛИРОВАНИЯ

А. В. Хныков

Digital Phase Filters and Their Application for Digital Automatic Control Systems Correction

В статье изложена идея об использовании гипотетического фазового фильтра для коррекции систем автоматического регулирования, доказана принципиальная возможность построения такого фильтра в виде цифрового фазового КИХ-фильтра. Изложена методика синтеза цифрового фазового КИХ-фильтра и обоснована возможность его практической реализации на базе микропроцессоров цифровой обработки сигналов.

Ключевые слова: система автоматического регулирования, цифровой фазовый КИХ-фильтр, цифровой сигнальный процессор.

The article states the idea of using a hypothetical phase filter for automatic control systems of correction, the possibility in principle of forming up such filter in the form of the digital phase FIR-filter is proved. The technique of synthesis of digital phase FIR-filter is stated and the opportunity of its practical realization on the basis of digital signal processor (DSP) is proved.

Keywords: automatic control system, digital phase FIR-filter, digital signal processor (DSP).

Краткий обзор традиционных методов коррекции непрерывных систем автоматического регулирования

Коррекция систем автоматического регулирования (САР) с замкнутым контуром обратной связи производится, как известно, с целью обеспечения устойчивости систем, а также требуемого качества переходных процессов при воздействии внешних возмущений. В данной статье ограничимся рассмотрением вопросов устойчивости систем.

Наиболее распространенным и эффективным математическим инструментом для исследования устойчивости САР является критерий устойчивости Найквиста, позволяющий судить об устойчивости замкнутой системы по ее амплитудно-частотной и фазо-частотной характеристикам (АЧХ и ФЧХ соответственно) в разомкнутом состоянии. Для непрерывных САР, устойчивых в разомкнутом состоянии, критерий устойчивости Найквиста формулируется следующим образом [1]: замкнутая система устойчива тогда и только тогда, когда в разомкнутом состоянии на частоте среза f_c (частоте единичного усиления) фазовый сдвиг $\varphi(f_c)$ меньше 180° (по модулю). Пример неустойчивой замкнутой системы показан на рис. 1а, устойчивой системы — на рис. 1б ($\Delta\varphi_3$ — запас устойчивости по фазе).

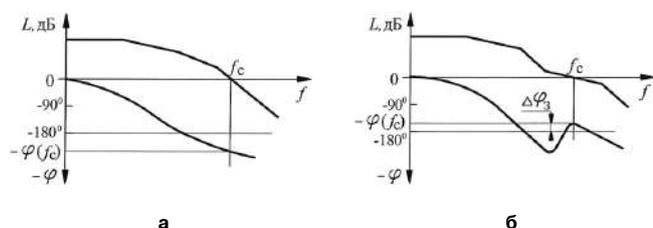


Рис. 1. Примеры неустойчивой (а) и устойчивой (б) САР

Критерий устойчивости Найквиста позволяет в общем виде сформулировать принцип, по которому неустойчивая замкнутая САР может быть преобразована в устойчивую: для этого необходимо ФЧХ разомкнутой системы на частоте среза f_c поднять выше отметки минус 180° . Заметим, что АЧХ разомкнутой системы при этом может, в принципе, оставаться без изменения!

На данном принципе основаны все известные методы обеспечения устойчивости САР, которые можно разделить на две основные группы — без введения и с введением дополнительных корректирующих звеньев. Первая из указанных групп методов применима в том случае, если некоторые из звеньев исходной системы (или все звенья) допускают видоизменение нужным образом их АЧХ и ФЧХ за счет изменения параметров звеньев или охвата их местными обратными связями. Если же звенья исходной системы не допускают изменения их АЧХ и ФЧХ или этих изменений не достаточно для обеспечения устойчивости замкнутой системы, вводят дополнительные корректирующие звенья, представляющие собой различного рода фильтры — нижних частот, верхних частот, заграждающие (ФНЧ, ФВЧ, ЗФ соответственно). В зависимости от того, какой именно фильтр применен, различают и методы коррекции [1] — с подавлением высоких частот (с использованием ФНЧ), с поднятием высоких частот (с использованием ФВЧ), с подавлением средних частот (с использованием ЗФ). В связи с общеизвестностью данных методов ограничимся графической иллюстрацией последнего из указанных и наиболее эффективного метода — с подавлением средних частот (рис. 2).

На рис. 2 L_0 , L_k и L — асимптотические логарифмические АЧХ исходной разомкнутой системы (не-

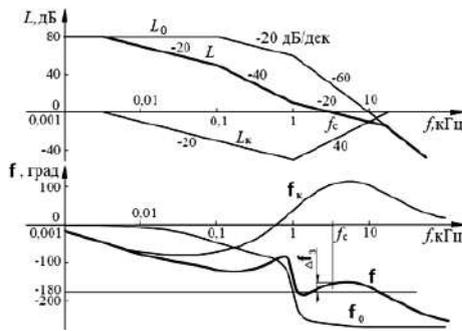


Рис. 2. Коррекция САР с подавлением средних частот

скорректированной), корректирующего устройства (звена) и скорректированной разомкнутой системы соответственно, L_0 , L_k и L – ФЧХ указанных систем (устройств). Эффективность данного метода состоит в том, что он, обеспечивая необходимый запас устойчивости по фазе $\Delta\varphi_3 \approx 30^\circ$, не слишком сильно сужает полосу пропускания АЧХ разомкнутой системы, т. е. обеспечивает и достаточно высокие динамические свойства системы (качество переходных процессов).

Формулирование идеи о построении цифрового фазового фильтра для коррекции цифровых систем автоматического регулирования

Перечисленные выше методы коррекции непрерывных САР имеют одну общую особенность, заключающуюся в том, что они не позволяют корректировать одну только ФЧХ разомкнутой системы, не обращая внимания на сопутствующее изменение АЧХ этой системы. Таким образом, в результате коррекции происходит изменение как ФЧХ, так и АЧХ исходной разомкнутой системы, а вместе с ними и полосы пропускания данной системы. Связано это с тем, что в физически реализуемых аналоговых системах АЧХ и ФЧХ неразрывно связаны между собой: любое изменение ФЧХ неизбежно влечет за собой вполне определенное изменение АЧХ, и наоборот. Данное обстоятельство, во-первых, усложняет процесс коррекции. А во-вторых, в некоторых случаях изменение АЧХ может оказаться нежелательным. Например, значительное сужение полосы пропускания при коррекции с подавлением верхних частот отрицательно сказывается на динамических свойствах САР, а значительное расширение полосы пропускания при коррекции с поднятием высоких частот способствует проникновению в систему высокочастотных помех, что может стать причиной полной потери работоспособности системы.

Между тем, принцип обеспечения устойчивости, сформулированный выше, не требует коррекции АЧХ разомкнутой системы, достаточно лишь откорректировать ее ФЧХ. Возникает вопрос: возможно ли это? Ответ будем искать на пути построения соответствующего цифрового фильтра, учитывая то обстоятельство, что возможности цифровой

обработки сигнала существенно превосходят возможности аналоговой обработки.

Назовем данный фильтр (пока еще гипотетический) *цифровым фазовым фильтром* и сформулируем требования, которым должны удовлетворять его АЧХ и ФЧХ. При этом будем учитывать следующее. Поскольку рассматриваемый фильтр является *линейной дискретной системой*, то его АЧХ и ФЧХ являются непрерывными периодическими функциями частоты f с периодом, равным частоте дискретизации f_s [2, 3], причем АЧХ обладает свойством четной симметрии (симметрии относительно оси ординат), а ФЧХ – свойством нечетной симметрии (симметрии относительно начала координат). Критерий устойчивости Найквиста для линейных дискретных систем, устойчивых в разомкнутом состоянии, формулируется также, как и для линейных непрерывных систем (см. выше), с тем лишь уточнением, что в формулировке участвует частота среза f_c , лежащая в интервале $[0; f_s/2]$ (периодическая функция частоты имеет бесконечное число частот среза!).

Очевидно, в отношении АЧХ наиболее естественно положить ее равномерной (в идеале) или имеющей небольшую неравномерность в полосе пропускания (рис. 3а). Полоса пропускания должна простирается от 0 до некоторой верхней частоты f_b , превышающей частоту среза f_c . Положим $f_b = (1, 2, \dots, 5)f_c$. ФЧХ обязательно должна иметь положительный подъем на частоте среза f_c , фиксированный или задаваемый программно. При этом форма ФЧХ может быть самой различной, например, такой, как показано на рис. 3б–г. В конечном счете, форма ФЧХ будет определяться исключительно возможностью ее программной реализации.

Нетрудно понять, что реализация идеи цифрового фазового фильтра поможет существенно упростить процесс коррекции САР, так как при этом не потребуются корректировать АЧХ исходной разомкнутой системы. Не пострадают при этом и динамические свойства исходной САР, поскольку не изменится полоса пропускания разомкнутой системы.

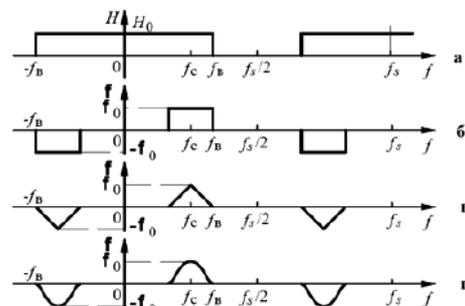


Рис. 3. Форма АЧХ (а) и возможные формы ФЧХ (б–г) цифрового фазового фильтра

Синтез цифрового фазового КИХ-фильтра

В качестве исходных данных для синтеза цифрового фазового фильтра примем АЧХ $H(\omega)$ и ФЧХ $\varphi(\omega)$, показанные на рис. 4. На данном рисунке по оси абсцисс отложена круговая частота $\omega = 2\pi f$, что связано с проведением дальнейших вычислений с использованием именно круговой частоты. Форма АЧХ в точности повторяет форму, приведенную на рис. 3а. Форма же ФЧХ выбрана, исходя из следующих соображений. Во-первых, ФЧХ на рис. 4 представляет собой более общий вариант ФЧХ на рис. 3б, в. Действительно, при $\omega_H = \omega_1$ и $\omega_B = \omega_2$ ФЧХ на рис. 4 вырождается в ФЧХ на рис. 3б, а при $\omega_1 = \omega_2 = (\omega_H + \omega_B)/2$ – в ФЧХ на рис. 3в. Во-вторых, форма ФЧХ на рис. 4 выбрана относительно простой (из отрезков прямых линий), что позволяет сравнительно легко справиться с вычислением требуемых интегралов.

АЧХ и ФЧХ на рис. 4 являются *желаемыми* и не могут быть в точности реализованы на практике, хотя бы потому, что “фронты” АЧХ (переходные участки между полосой пропускания и полосой подавления) идеально крутые. Задача синтеза состоит в построении такого цифрового фазового фильтра, АЧХ и ФЧХ которого максимально приближались бы к желаемым и, в то же время, сам фильтр был бы достаточно быстродействующим и простым в реализации.

Синтез будем вести в несколько этапов.

1-й этап – определение непрерывной импульсной характеристики.

Допустим, АЧХ и ФЧХ, показанные на рис. 4, точнее их участки на интервале $[-\omega_B, \omega_B]$, принадлежат некоему аналоговому фильтру-прототипу. Тогда, воспользовавшись обратным преобразованием Фурье, можно определить импульсную характеристику $h(t)$ данного фильтра, представляющую собой реакцию фильтра на воздействие дельта-функции $\delta(t)$.

Обратное преобразование Фурье (ОПФ) для комплексной амплитудно-фаза-частотной характеристики (АФЧХ) $H(j\omega)$ имеет вид:

$$h(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} H(j\omega) e^{j\omega t} d\omega, \tag{1}$$

где $H(j\omega) = H(\omega) e^{j\varphi(\omega)}$. (2)

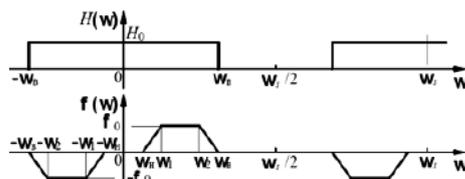


Рис. 4. Желаемые формы АЧХ $H(\omega)$ и ФЧХ $\varphi(\omega)$ цифрового фазового КИХ-фильтра

Интервал интегрирования $(-\infty, \infty)$ в нашем случае сужается до $[-\omega_B, \omega_B]$ и разбивается на семь интервалов, на каждом из которых ФЧХ $\varphi(\omega)$ определяется своим выражением, а именно:

$$\varphi(\omega) = \begin{cases} -\varphi_0 \frac{\omega + \omega_B}{\omega_B - \omega_2}, & [-\omega_B; -\omega_2]; \\ -\varphi_0, & [-\omega_2; -\omega_1]; \\ \varphi_0 \frac{\omega + \omega_H}{\omega_1 - \omega_H}, & [-\omega_1; -\omega_H]; \\ 0, & [-\omega_H; \omega_H]; \\ \varphi_0 \frac{\omega - \omega_H}{\omega_1 - \omega_H}, & [\omega_H; \omega_1]; \\ \varphi_0, & [\omega_1; \omega_2]; \\ -\varphi_0 \frac{\omega + \omega_B}{\omega_B - \omega_2}, & [\omega_2; \omega_B]. \end{cases} \tag{3}$$

АЧХ на всем интервале $[-\omega_B, \omega_B]$ постоянна: $H(\omega) = H_0$. С учетом (1)–(3) можем записать:

$$h(t) = \frac{1}{2\pi} \left(\int_{-\omega_B}^{-\omega_2} H_0 e^{-j\varphi_0 \frac{\omega + \omega_B}{\omega_B - \omega_2}} e^{-j\omega t} d\omega + \int_{-\omega_2}^{-\omega_1} H_0 e^{-j\varphi_0} e^{-j\omega t} d\omega + \int_{-\omega_1}^{-\omega_H} H_0 e^{-j\varphi_0 \frac{\omega + \omega_H}{\omega_1 - \omega_H}} e^{-j\omega t} d\omega + \int_{-\omega_H}^{\omega_H} H_0 e^{-j\varphi_0} e^{-j\omega t} d\omega + \int_{\omega_H}^{\omega_1} H_0 e^{-j\varphi_0 \frac{\omega - \omega_H}{\omega_1 - \omega_H}} e^{-j\omega t} d\omega + \int_{\omega_1}^{\omega_2} H_0 e^{-j\varphi_0} e^{-j\omega t} d\omega + \int_{\omega_2}^{\omega_B} H_0 e^{-j\varphi_0 \frac{\omega + \omega_B}{\omega_B - \omega_2}} e^{-j\omega t} d\omega \right).$$

Сумма интегралов в круглых скобках последнего выражения может быть вычислена путем предварительного вычисления сумм 1-го и 7-го, 2-го и 6-го, 3-го и 5-го интегралов, после чего вычисляется 4-й интеграл и производится окончательное суммирование. Опуская промежуточные выкладки, приведем конечный результат вычислений:

$$h(t) = \frac{H_0}{\pi} \left[\frac{\sin \omega_B t - \sin(\omega_2 t + \varphi_0)}{t - \frac{\varphi_0}{\omega_B - \omega_2}} + \frac{\sin \omega_H t - \sin(\omega_1 t + \varphi_0) + \sin(\omega_2 t + \varphi_0)}{t} + \frac{\sin(\omega_1 t + \varphi_0) - \sin \omega_H t}{t - \frac{\varphi_0}{\omega_1 - \omega_H}} \right]. \tag{4}$$

Выражение (4) позволяет сделать вывод о том, что для любых значений параметров $H_0, \omega_0, \omega_H, \omega_1, \omega_2, \omega_B$ при $t \rightarrow \infty h(t) \rightarrow 0$, т. е. аналоговый прототип синтезируемого цифрового фазового фильтра является устойчивым звеном. В качестве примера на рис. 5 приведена непрерывная импульсная характеристика аналогового фильтра – прототипа, построенная с помощью программы *MATLAB* 7.4.0 [4] в соответствии с выражением (4) для $H_0 = 1, \varphi_0 = 107^\circ, f_H = 0, f_1 = 3,1 \text{ кГц}, f_2 = 16 \text{ кГц}$ и $f_B = 20 \text{ кГц}$. Забегая вперед, отметим, что для данного набора значений параметров может быть построен цифровой фазовый фильтр с вполне приемлемыми показателями качества.

2-й этап – инвариантное преобразование и “взвешивание” непрерывной импульсной характеристики.

Для цифровых фильтров, также как и для аналоговых, существует понятие импульсной характеристики $h(n)$, представляющей собой реакцию на воздействие единичного дельта-отсчета

$$\delta(n) = \begin{cases} 1, & n=0; \\ 0, & n \neq 0, \end{cases} \quad (5)$$

где $n = 0, 1, 2, \dots$ – номер отсчета (индекс времени).

Единичный дельта-отсчет $\delta(n)$ для цифровых фильтров играет ту же роль, что и дельта-функция $\delta(t)$ для аналоговых. Сама импульсная характеристика $h(n)$ является дискретной функцией номера отсчета n и может быть получена из непрерывной импульсной характеристики $h(t)$ аналогового фильтра-прототипа путем ее так называемого инвариантного преобразования [3]. Такое преобразование заключается в дискретизации $h(t)$ путем подстановки

$$t = nt_s, \quad (6)$$

где t_s – период дискретизации, и умножении результата дискретизации на масштабирующий множитель t_s .

С учетом (4) и (6) дискретная импульсная характеристика цифрового фазового фильтра может быть представлена в виде:

$$h(t) = \frac{t_s H_0}{\pi} \left[\frac{\sin \omega_B n t_s - \sin(\omega_2 n t_s + \varphi_0)}{t - \frac{\varphi_0}{\omega_B - \omega_2}} + \frac{\sin \omega_H n t_s - \sin(\omega_1 n t_s + \varphi_0) + \sin(\omega_2 n t_s + \varphi_0)}{t} + \frac{\sin(\omega_1 n t_s + \varphi_0) - \sin \omega_H n t_s}{t - \frac{\varphi_0}{\omega_1 - \omega_H}} \right] \quad (7)$$

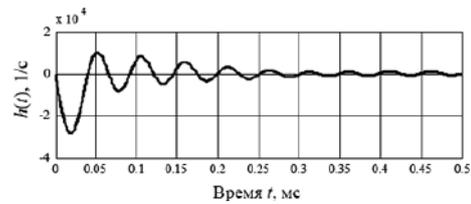


Рис 5. Вид непрерывной импульсной характеристики аналогового фильтра-прототипа

Следующий шаг – “взвешивание” дискретной импульсной характеристики $h(n)$, т. е. умножение ее на одно из так называемых окон. Среди множества известных окон (Барлетта, Блэкмана, Кайзера, Хэмминга, Чебышева и др.) выберем окно Блэкмана, определяемое относительно простым выражением:

$$w(n) = 0,42 - 0,5 \cos \pi \left(\frac{n}{N} + 1 \right) + 0,8 \cos 2\pi \left(\frac{n}{N} + 1 \right), \quad (8)$$

где $n = 0, 1, 2, \dots, N$ – номер отсчета окна (общее число отсчетов окна составляет $N + 1$).

Заметим, что использование окон позволяет существенно улучшить показатели качества синтезируемых цифровых фильтров, а именно – уменьшить пульсации АЧХ и ФЧХ как в полосе пропускания, так и в полосе подавления.

Взвешенная дискретная импульсная характеристика $h_w(n)$ определяется по формуле:

$$h_w(n) = h(n)w(n), \quad (9)$$

где вместо $h(n)$ и $w(n)$ должны быть подставлены их выражения (7) и (8) соответственно.

Важно отметить, что взвешенная дискретная импульсная характеристика $h_w(n)$, в отличие от $h(n)$, имеет конечное число отсчетов, равное числу отсчетов окна. Соответственно, и синтезируемый фильтр представляет собой цифровой фильтр с конечной импульсной характеристикой (КИХ-фильтр). Отсчеты конечной импульсной характеристики $h_w(0)$,

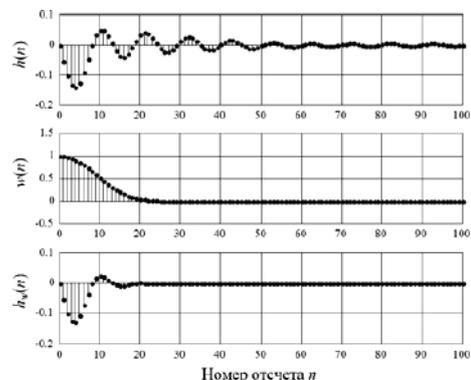


Рис 6. Вид дискретных функций $h(n), w(n)$ и $h_w(n)$ для синтезируемого цифрового фазового фильтра

$h_w(1), h_w(2), \dots, h_w(N)$ по-другому еще называют коэффициентами КИХ-фильтра.

В качестве примера на рис. 6 показаны дискретные функции $h(n)$, $w(n)$ и $h_w(n)$, построенные с помощью MATLAB 7.4.0 по формулам (7), (8) и (9) для следующих значений входящих в них параметров: $H_0 = 1$, $\varphi_0 = 107^\circ$, $f_H = 0$, $f_1 = 3,1$ кГц, $f_2 = 16$ кГц, $f_B = 20$ кГц, $t_s = 5$ мкс, $N = 25$.

3-й этап – вычисление Z -преобразования импульсной характеристики, построение АЧХ и ФЧХ цифрового фазового КИХ-фильтра.

В теории дискретных систем автоматического регулирования, также как и в цифровой обработке сигналов, важную роль играет Z -преобразование, являющееся аналогом преобразования Лапласа (L -преобразования) для непрерывных систем. Оно позволяет решать линейные разностные уравнения, описывающие линейные дискретные системы, путем преобразования этих уравнений в алгебраические с последующим нахождением Z -изображения искомой дискретной функции и переходом от Z -изображения к самой функции. Вводимые с его помощью Z -передаточные функции (аналоги S -передаточных функций непрерывных систем), помимо придания разностным уравнениям компактного вида, позволяют осуществлять исследование дискретных систем (например, исследование устойчивости) без решения самих разностных уравнений.

Мы же будем использовать Z -преобразование для решения обратной задачи: по известной дискретной функции, каковой является найденная выше импульсная характеристика $h_w(n)$ КИХ-фильтра, найдем ее Z -изображение, являющееся одновременно и Z -передаточной функцией КИХ-фильтра. Далее, от Z -передаточной функции путем соответствующей подстановки (см. ниже) перейдем к комплексной АФЧХ, по которой определим АЧХ и ФЧХ КИХ-фильтра. Формы полученных АЧХ и ФЧХ должны в той или иной степени соответствовать формам желаемых АЧХ и ФЧХ. В противном случае, процедуру синтеза следует повторить, задавшись другими значениями параметров H_0 , φ_0 , f_H , f_1 , f_2 , f_B , t_s и N .

Заметим, что по виду Z -передаточной функции КИХ-фильтра относительно легко определить и разностное уравнение, описывающее фильтр, а оно, в свою очередь, является отправной точкой для программной реализации фильтра.

В общем случае, для дискретной функции $f(n)$ Z -преобразование имеет вид:

$$F(z) = \sum_{n=0}^{\infty} f(n) z^{-n}, \quad (10)$$

где $F(z)$ – Z -изображение функции $f(n)$;
 z – комплексный аргумент.

Для импульсной характеристики $h_w(n)$ КИХ-фильтра, имеющей конечное число отсчетов N , Z -преобразование запишется в виде:

$$H(z) = \sum_{n=0}^N h_w(n) z^{-n}, \quad (11)$$

где $H(z)$ – одновременно и Z -изображение функции $h_w(n)$, и Z -передаточная функция КИХ-фильтра (последнее доказывается в теории Z -преобразования).

Поскольку отсчеты функции $h_w(n)$ (коэффициенты КИХ-фильтра) уже известны (определены на 2-м этапе), то и Z -преобразование данной функции можно считать найденным (формула (11)).

От Z -передаточной функции (11) легко перейти к комплексной АФЧХ $H(j\omega)$ КИХ-фильтра, выполнив подстановку:

$$z = e^{j\omega t_s}, \quad (12)$$

где ω – круговая частота (непрерывная величина) входного и выходного дискретных синусоидальных сигналов КИХ-фильтра;

t_s – период дискретизации.

Тогда формула для определения АФЧХ будет иметь вид:

$$H(j\omega) = \sum_{n=0}^N h_w(n) e^{-j\omega t_s n}. \quad (13)$$

Взяв модуль и аргумент от комплексной функции $H(j\omega)$, можно найти искомые АЧХ $H(\omega)$ и ФЧХ $\varphi(\omega)$ цифрового фазового КИХ-фильтра:

$$H(\omega) = |H(j\omega)|, \quad (14)$$

$$\varphi(\omega) = \arg H(j\omega). \quad (15)$$

При подаче на вход КИХ-фильтра произвольного дискретного сигнала $x(n)$, имеющего Z -преобразование $X(z)$, выходной дискретный сигнал $y(n)$ будет иметь Z -изображение

$$Y(z) = H(z)X(z). \quad (16)$$

Подставив в (16) выражение (11) для $H(z)$, можем записать:

$$\begin{aligned} Y(z) &= h_w(0)X(z) + h_w(1)z^{-1}X(z) + \\ &+ h_w(2)z^{-2}X(z) + \dots + \\ &+ h_w(N)z^{-N}X(z). \end{aligned}$$

Переходя в последнем равенстве от Z -изображений к оригиналам, получим:

$$\begin{aligned} y(n) &= h_w(0)x(n) + h_w(1)x(n-1) + \\ &+ h_w(2)x(n-2) + \dots + \\ &+ h_w(N)x(n-N). \end{aligned}$$

или, в сокращенной форме записи

$$y(n) = \sum_{k=0}^N h_w(k)x(n-k). \quad (17)$$

Выражение (17) есть не что иное как разностное уравнение цифрового фазового КИХ- фильтра N -го порядка. Оно же одновременно является и *дискретной сверткой* функций $h_w(n)$ и $x(n)$ – операцией, хорошо освоенной в цифровой обработке сигналов.

Итак, основной задачей на данном этапе является построение АЧХ $H(\omega)$ и ФЧХ $\varphi(\omega)$ синтезируемого цифрового фазового КИХ-фильтра и ответ на вопрос: насколько точно данные АЧХ и ФЧХ воспроизводят желаемые частотные характеристики. Построение будем вести с помощью *MATLAB 7.4.0* с использованием формул (7)–(9), (13)–(15). На рис. 7 приведены четыре варианта желаемых и соответствующих им синтезированных АЧХ и ФЧХ для четырех разных наборов значений параметров H_0 , φ_0 , f_n , f_1 , f_2 , f_B , t_s и N (желаемые АЧХ и ФЧХ показаны черными тонкими линиями, синтезированные – серыми толстыми). По горизонтальной оси отложена частота $f = \omega/2\pi$, диапазон изменения которой простирается от 0 до частоты дискретизации $f_s = 1/t_s$, что позволяет наглядно проследить периодичность частотных характеристик по частоте.

Из рис. 7 видно, что в наибольшей степени к желаемой (идеальной) АЧХ приближается АЧХ варианта 3, показанная крупным планом на рис. 8. Данная АЧХ имеет небольшую неравномерность – не более 1 дБ в полосе частот от 0 до 15 кГц и достаточно крутой спад – минус 80 дБ/дек в переходной полосе. В отношении ФЧХ данного варианта (также показана крупным планом на рис. 8) можно утверждать, что она в значительной степени отличается от желаемой, однако вполне пригодна для коррекции

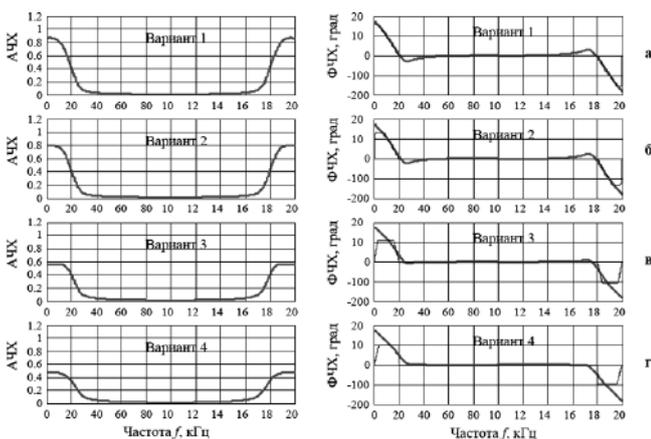


Рис. 7. Варианты форм АЧХ и ФЧХ цифрового фазового КИХ-фильтра 25-го порядка ($N = 25$) для $t_s = 5$ мкс, $H_0 = 1$, $f_n = 0$ кГц, $f_B = 20$ кГц и:
 а – $\varphi_0 = 154^\circ$, $f_1 = 0,5$ кГц, $f_2 = 4$ кГц;
 б – $\varphi_0 = 132^\circ$, $f_1 = 0,92$ кГц, $f_2 = 8$ кГц;
 в – $\varphi_0 = 107^\circ$, $f_1 = 3,1$ кГц, $f_2 = 16$ кГц;
 г – $\varphi_0 = 98^\circ$, $f_1 = 4,2$ кГц, $f_2 = 20$ кГц

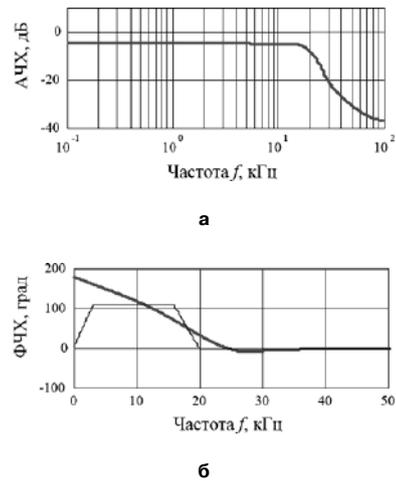


Рис. 8. АЧХ (а) и ФЧХ (б) цифрового фазового фильтра 25-го порядка по варианту 3

САР. Так, если САР имеет частоту среза разомкнутой нескорректированной системы $f_c = 10$ кГц, то с помощью ФЧХ варианта 3 на данной частоте можно обеспечить подъем фазы на 120° .

Остальные варианты синтезированных АЧХ и ФЧХ (варианты 1, 2 и 4), очевидно, также пригодны для коррекции, но применительно к САР, имеющих меньшие по сравнению с вариантом 3 частоты среза. Так, с помощью ФЧХ варианта 1 вышеуказанный подъем фазы на 120° может быть обеспечен для САР с частотой среза $f_c = 7,5$ кГц.

Сложность описанной процедуры синтеза заключается в том, что задание исходных значений параметров H_0 , φ_0 , f_n , f_1 , f_2 , f_B , t_s и N отнюдь не гарантирует синтеза АЧХ и ФЧХ с приемлемыми (“правильными”) формами. Более того, количество наборов значений указанных параметров, приводящих к синтезу “правильных” АЧХ и ФЧХ, как показывает опыт, весьма и весьма ограничено. Этим, в частности, объясняется некоторая экзотичность в выборе значений параметров для вышеописанных вариантов 1–4. В качестве иллюстрации на рис. 9 приведен пример неудачного синтеза цифрового

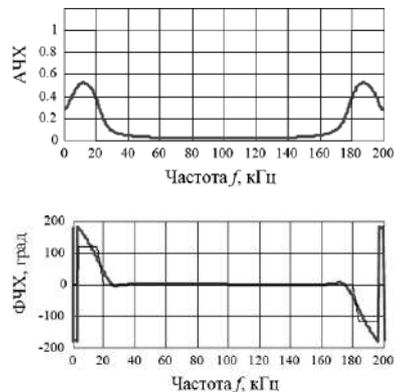


Рис. 9. Пример неудачного синтеза цифрового фазового КИХ-фильтра 25-го порядка для $f_s = 200$ кГц, $H_0 = 1$, $\varphi_0 = 117^\circ$, $f_n = 3$ кГц, $f_1 = 4$ кГц, $f_2 = 16$ кГц, $f_B = 20$ кГц

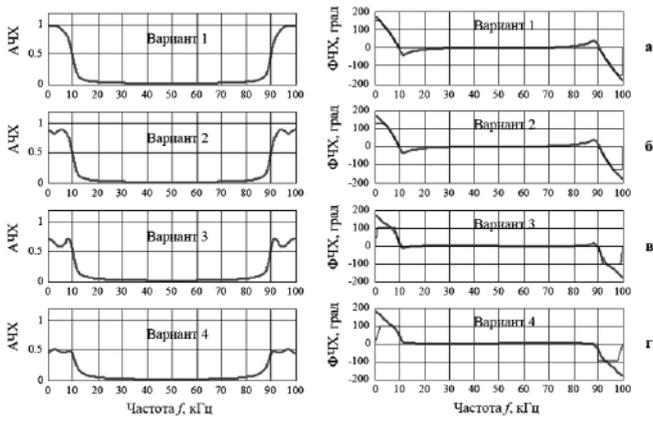


Рис. 10. Варианты форм АЧХ и ФЧХ цифрового фазового КИХ-фильтра 50-го порядка ($N = 50$) для $t_s = 10$ мкс, $H_0 = 1$, $f_H = 0$ кГц, $f_B = 10$ кГц и:
 а - $\varphi_0 = 152^\circ$, $f_1 = 0,1$ кГц, $f_2 = 2$ кГц;
 б - $\varphi_0 = 130^\circ$, $f_1 = 0,4$ кГц, $f_2 = 4$ кГц;
 в - $\varphi_0 = 105^\circ$, $f_1 = 1$ кГц, $f_2 = 8$ кГц;
 г - $\varphi_0 = 98^\circ$, $f_1 = 2,2$ кГц, $f_2 = 10$ кГц

фазового КИХ-фильтра.

Не следует думать, что увеличение количества отсчетов N непременно должно приводить к улучшению форм АЧХ и ФЧХ, о чем наглядно свидетельствует рис. 10, где N увеличено до 50, а f_s уменьшена до 100 кГц. Из рис. 10 видно, что в полосе пропускания АЧХ появились пульсации, чего не было на рис. 7, хотя фронты АЧХ в переходной полосе стали более крутыми.

С учетом сказанного, синтез должен производиться на основе разумного компромисса между изначально заданными значениями указанных параметров и их измененными значениями, приводящими к синтезу “правильных” частотных характеристик. Указанная сложность, однако, не отменяет того факта, что *возможность построения цифровых фазовых КИХ-фильтров можно считать доказанной.*

О практической реализуемости цифрового фазового КИХ-фильтра

Исходным соотношением для практической программной реализации цифрового фазового КИХ-фильтра является разностное уравнение (17), которое может быть представлено в графическом виде, как показано на рис. 11. На рис. 11 цепочка блоков, обозначенных “ z^{-1} ”, образует сдвиговой регистр, осуществляющий операцию сдвига вправо

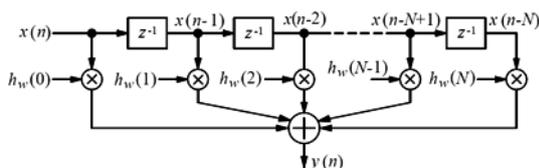


Рис. 11. Структурная схема цифрового фазового КИХ-фильтра

на один отсчет (период дискретизации) сигналов на входах каждого из блоков. Коэффициенты КИХ-фильтра $h_w(0), h_w(1), h_w(2), \dots, h_w(N-1), h_w(N)$ известны и хранятся в программе в виде констант. Из рис. 11 наглядно видно, что в формировании текущего (n -го) выходного отсчета $y(n)$ участвуют: текущий входной отсчет $x(n)$, N предыдущих входных отсчетов $x(n-1), x(n-2), \dots, x(n-N)$ и $N+1$ коэффициентов КИХ-фильтра. Для получения текущего выходного отсчета над указанными данными в течение одного периода дискретизации должны быть произведены $N+1$ так называемых МАС-операций (операций умножения с накоплением вида $Y=A \times B + X$), а также одно аналого-цифровое преобразование и один сдвиг. Способность вычислительного устройства выполнять указанные действия в режиме реального времени и определяет практическую реализуемость цифрового фазового КИХ-фильтра.

Оценим практическую реализуемость вышесинтезированного цифрового фазового КИХ-фильтра 25-го порядка (вариант 3, рис. 7) при использовании в качестве вычислительного устройства микропроцессора цифровой обработки сигнала (*DSP*) типа TMS320F2811 (*Texas Instruments*), имеющего следующие параметры:

- максимальная тактовая частота процессорного ядра – 150 МГц (минимальная длительность машинного такта – 6,67 нс);
- максимальная производительность – 150 млн. 32×32 – МАС-операций (одна 32×32 – МАС-операция производится за один машинный такт);
- минимальный период дискретизации АЦП – 80 нс.

Из приведенных данных на микропроцессор TMS320F2811 можно заключить, что при частоте дискретизации $f_s = 200$ кГц, имеющей место для синтезированного нами фильтра, микропроцессор за период дискретизации $t_s = 5$ мкс может выполнить более 700 МАС-операций, а требуется всего лишь 26. Таким образом, вычислительных возможностей данного микропроцессора с лихвой хватит для реализации такого фильтра.

В заключение приведем перечень значений коэффициентов $h_w(n)$ ($n = 0, 1, \dots, 25$) синтезированного фильтра (табл. 1), которые могут быть использованы при его программной реализации.

Литература

1. Теория автоматического управления: в 2-х ч. Ч. I. Теория линейных систем автоматического управления: учебник для вузов/под ред. А. А. Воронова. – Изд. 2-е, перераб. и доп. – М.: Высшая школа, 1986. – 367 с.
2. Теория автоматического управления: в 2-х ч. Ч. II. Теория нелинейных и специальных систем

Таблица 1

n	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
$h_{\text{ш}}(n)$	-0,0014	-0,0546	-0,0992	-0,1251	-0,1273	-0,1074	-0,0729	-0,0342	-0,0015	0,0188	0,0253	0,0210	0,0112
n	13	14	5	16	17	18	19	20	21	22	23	24	25
$h_{\text{ш}}(n)$	0,0013	-0,0053	-0,0075	-0,0063	-0,0034	-0,0008	0,0009	0,0013	0,0010	0,0005	0,0001	0,0000	0,0000

автоматического управления: учебник для вузов/
под ред. А. А. Воронова. – Изд. 2-е, перераб. и доп.
– М.: Высшая школа, 1986. – 504 с.

3. Лайонс, Р. Цифровая обработка сигналов. –
М.: ООО “Бином–Пресс”, 2-е изд., пер. с англ.,
2009. – 656 с.

4. Дьяконов, В. П. MATLAB и SIMULINK для

радиоинженеров. – М.: ДМК Пресс, 2011. – 976
с.: ил.

Хныков Александр Васильевич, к. т. н., тел. +7(915)
411-9654, e-mail: hnykov@online.stack.net.

Г. А. Белов

РАСЧЕТ И АНАЛИЗ ЗАВИСИМОСТЕЙ РАЗМАХА ПУЛЬСАЦИЙ ТОКА ДРОССЕЛЯ ОТ ПАРАМЕТРОВ РЕЖИМОВ НЕПРЕРЫВНОГО И ПРЕРЫВИСТОГО ТОКА ИМПУЛЬСНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

G. A. Belov

Дан обзор литературы, показывающий необходимость обобщения известных методик анализа статических режимов непрерывного и прерывистых токов (РНТ и РПТ). Для трех основных схем импульсных преобразователей (понижающей, повышающей и инвертирующей) обоснованы соотношения для расчета зависимостей размаха пульсаций тока дросселя от входного и выходного напряжений и обобщенного параметра схемы в РНТ и РПТ. Примерами продемонстрирована возможность применения этих зависимостей для расчета индуктивности дросселя. Получены простые формулы для расчета кривых, ограничивающих области непрерывного и прерывистого токов.

Ключевые слова: импульсный преобразователь, режимы непрерывного и прерывистого токов, пульсации тока дросселя, граничные кривые, расчет, анализ.

Calculation and analysis of switched mode power converters inductor current ripples magnitude dependencies on continuous and discontinuous current mode parameters

The review of literature is given to show the need to generalize well-known static analysis techniques for continuous and discontinuous currents modes (CCM and DCM). Design ratios for three basic switched mode power converters (buck, boost and buck-boost) are validated for calculation inductor current ripples magnitude dependency on input and output voltages as well as schematic generalized parameter. Examples illustrate the possibility of applying these dependencies to inductor design. Simple equations to calculate the curves, confining CCM and DCM areas are derived.

Key words: switched-mode converter, continuous and discontinuous current mode, pulse ripple current inductor, boundary curves, calculation, analysis.

Большинство импульсных преобразователей постоянного напряжения (ППН) в настоящее время проектируется исходя из необходимости работы в режиме непрерывного тока (РНТ) силового дросселя при номинальной нагрузке. К основным недостаткам режима прерывистого тока (РПТ) силового дросселя относятся: 1) рост отношения максимального значения тока через силовой транзистор к среднему значению тока нагрузки $i_{н,ср}$; 2) нелинейные внешние и регулировочные характеристики силовой части ППН, за исключением инвертирующего ППН, у которого в РПТ получается линейная регулировочная характеристика. Вместе с тем РПТ обладает рядом преимуществ, основные из которых следующие: 1) возможность улучшения динамики преобразователя с замкнутой системой управления за счет того, что максимальный ток в силовом дросселе достигает значения, заданного замкнутой системой управления, за один период переключений T ; 2) отпирание силового транзистора и запираания силового диода происходит при нулевом значении тока, что способствует уменьшению потерь мощности на переключения и уровня генерируемых преобразователем электромагнитных помех [1–3].

Частота переключений $f = 1/T$ в малогабаритных экспериментальных образцах ППН в настоящее время достигает нескольких МГц [4,5] и продолжает

повышаться. Коммерциализация таких разработок сдерживается сравнительно высокой ценой субмикронных КМОП-технологий и изготовления силовой части импульсных ППН, особенно тонкопленочных силовых дросселей [4]. Серьезной проблемой в таких ППН является заметное снижение КПД при малых токах нагрузки, поскольку в общих потерях начинают доминировать потери на переключения силового транзистора, перемагничивание сердечника дросселя и в цепи драйверов силовых транзисторов [4]. Это неприемлемо в аппаратуре, которая длительно работает в режиме ожидания, когда от источника питания потребляется ток, намного меньше номинального, однако потери энергии в ППН в этом режиме могут существенно снижать срок службы батарей из-за большой длительности этого режима. Для увеличения срока службы батарей важно минимизировать потребляемую в режиме ожидания мощность. Кроме малых габаритов и низкой цены источник питания должен иметь высокий КПД в широком диапазоне токов нагрузки. Для снижения потерь энергии в ППН при уменьшении тока нагрузки до некоторого значения уменьшается частота переключений, и ППН начинает работать в РПТ [4].

В статье [4] приведены результаты исследования и разработки экспериментального образца интегрального понижающего ППН для мобильных

устройств, изготовленного при помощи 0,35-микрометровой КМОП – технологии. Предложен метод формирования планарного дросселя на ферритовой подложке, на которой формируется тонкопленочная обмотка. Индуктивность дросселя около 1,8 мкГн. Ферритовая подложка используется в качестве основы корпуса модуля преобразователя, на которой размещается микросхема управления, интегральные силовые транзисторы с каналами р- и n- типов, образующие комплементарный ключ (синхронный переключатель), входной и выходной конденсаторы емкостью 10 мкФ. Размеры модуля $2,4 \times 2,4 \times 1,0$ мм, удельная мощность 100 Вт/см³. Преобразовательный модуль испытан при входном напряжении $u_{вх} = 3,6$ В, выходном напряжении $u_{вых.ср} = 1,8$ В и среднем значении тока нагрузки $i_{н.ср}$ от 0 до 0,4 А. При токе нагрузки более 0,1 А частота переключений постоянна и составляла $f = 2,73$ МГц. При $i_{н.ср} = 0,1$ А преобразователь работает на границе РНТ с размахом пульсаций тока дросселя Δi_L около 0,2 А. При уменьшении тока нагрузки от значения $i_{н.ср} = 0,1$ А частота f практически уменьшается линейно с ростом током нагрузки, так что при $i_{н.ср} = 10$ мА частота $f \approx 317$ кГц. Время включенного состояния силового транзистора в режиме частотной модуляции постоянно и составляет примерно $\gamma T = 0,2$ мкс. В микросхеме управления предусмотрена логическая схема обнаружения и предотвращения отрицательного тока дросселя, в которой датчиком тока служит сопротивление открытого силового транзистора. Благодаря этому при $i_{н.ср} < 0,1$ А преобразователь работает в РПТ. Достигнут КПД выше 85% в широком диапазоне токов нагрузки от 2,0 мА до 0,4 А и изменении $u_{вх}$ от 2,7 до 4,3 В (максимальный КПД выше 90%). Отмечено увеличение активного сопротивления обмотки дросселя на высокой частоте, которое оказалось равным $r_L = 0,092$ Ом на постоянном токе и 0,72 Ом на переменном токе частоты 3 МГц, что заставляет ограничивать переменную составляющую тока дросселя (например, если действующее значение переменной составляющей тока дросселя составляет 0,1 А, то потери в активном сопротивлении обмотки дросселя составляют $0,1^2 \cdot 0,72 = 0,0072$ Вт).

Результаты исследования и разработки экспериментального образца повышающего ППН при $u_{вх} = (2,7...4,5)$ В, $u_{вых.ср} = 8$ В, $f = 833$ кГц приведены в статье [5]. Благодаря особой схеме управления с ШИМ, обеспечивающей оптимальное функционирование силовой части, и тщательно продуманной конструкции ППН достигнуты значения КПД более 85% в диапазоне изменения тока нагрузки от 40 мА до 300 мА. Основные элементы силовой части (за исключением диода Шоттки, дросселя с индуктивностью 10 мкГн и выходного конденсатора емкостью 10 мкФ) и схемы управления (за исключением конденсаторов цепи коррекции, резисторов делителя напряжения цепи обратной связи по напряжению)

реализованы в микросхеме, изготовленной при помощи 0,35-микрометровой КМОП-технологии на кристалле площадью 3,15 мм².

Кроме серьезных технологических проблем, стоящих перед разработчиками импульсных ППН с высокими частотами переключений, неотложной задачей, как видно из современных публикаций, является дальнейшее всестороннее исследование их режимов работы, а также статических и динамических характеристик, что во всех случаях связано с учетом возможных переходов из РНТ в РПТ и обратно.

Обзор многочисленных современных публикаций, показывает, что анализ пульсаций тока дросселя в РНТ и РПТ импульсных ППН, границ областей РНТ и РПТ и особенно обобщение ранее полученных результатов по этой теме остаются актуальной задачей для исследователей, поскольку размах пульсации тока дросселя Δi_L зависит от схемы, режимов работы (РНТ или РПТ), входного и выходного напряжений, частоты переключений f , индуктивности дросселя и сопротивления нагрузки преобразователя; опубликовано множество вариантов расчетных формул [4–12].

Предлагаемая статья посвящена обобщению методик анализа зависимости размаха пульсаций тока дросселя в РНТ и РПТ, а также границ области РНТ и РПТ от параметров схем ППН. Приводятся аналитические соотношения для расчета этих зависимостей, а также обобщенные универсальные кривые, охватывающие области РНТ и РПТ, наглядно показывающие зависимость отношения $\Delta i_L / i_{Lср}$ от основных параметров силовой части (индуктивности силового дросселя, эквивалентного сопротивления нагрузки, частоты переключений) и отношения выходного напряжения к входному $u_{вых.ср} / u_{вх.ср}$ для трех основных схем импульсных ППН (понижающей, повышающей и инвертирующей).

В статье полупроводниковые приборы считаются идеальными ключами. Амплитуда пульсаций тока силового дросселя в установившемся режиме рассчитывается по упрощенным уравнениям, полученным в предположении равенства нулю активного сопротивления цепи силового дросселя ($r = 0$).

Обоснование основных соотношений для расчета обобщенных зависимостей

Понижающий импульсный преобразователь (рис. 1а)

Основываясь на методе усреднения, учитывая, что в этой схеме средние за период переключений T значения тока дросселя $i_{Lср}$ и нагрузки $i_{н.ср}$ равны, можно получить равенства, справедливые как в РНТ, так и в РПТ [2, 3]

$$\Delta i_L = \frac{u_{вх.ср} - u_{вых.ср}}{L f} \gamma; \quad (1)$$

$$\frac{\Delta i_L}{i_{Lcp}} = \frac{R_{н.экв}}{Lf} \gamma \left(\frac{u_{вх.ср}}{u_{вых.ср}} - 1 \right), \quad (2)$$

где $u_{вх.ср}$ и $u_{вых.ср}$ – средние за период T значения входного и выходного напряжений, L – индуктивность дросселя, $R_{н.экв}$ – эквивалентное сопротивление нагрузки, определяемое равенством

$$R_{н.экв} = u_{вых.ср} / i_{н.ср}, \quad (3)$$

$\Delta i_L = I_2 - I_1$ – размах пульсаций тока дросселя (рис. 1б), $\gamma = t_1/T$ – относительная длительность включенного состояния силового транзистора.

Подставляя в равенство (2) выражение

$$\gamma = u_{вых.ср} / u_{вх.ср},$$

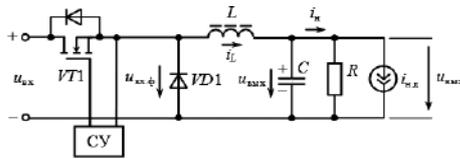
справедливое в РНТ, получаем

$$\left(\frac{\Delta i_L}{i_{Lcp}} \right)_{РНТ} = \frac{R_{н.экв}}{Lf} \left(1 - \frac{u_{вых.ср}}{u_{вх.ср}} \right). \quad (4)$$

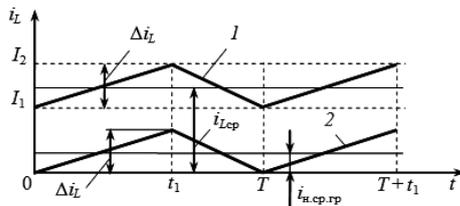
Учтем, что в РПТ для всех трех схем (понижающей, повышающей, инвертирующей) справедливо выражение

$$i_{Lcp} = 0,5 i_{Lmax} (\gamma + \gamma_c), \quad (5)$$

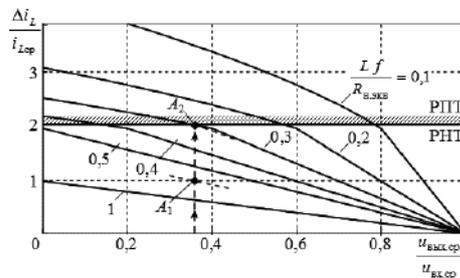
где $\gamma_c = t_c/T$ – относительное время спада тока дросселя от максимального значения $i_{Lmax} = \Delta i_L$ до нуля.



а



б



в

Рис. 1. Схема силовой части понижающего импульсного преобразователя (а); графики изменения тока дросселя в РНТ (1), на границе РНТ (2) (б); графики для определения размаха пульсаций тока силового дросселя (в)

Как известно [2, 3], для понижающего ППН справедливы выражения

$$\gamma_c = \left(\frac{u_{вх.ср}}{u_{вых.ср}} - 1 \right) \gamma; \quad \gamma + \gamma_c = \frac{u_{вх.ср}}{u_{вых.ср}}. \quad (6)$$

Подставив выражение (6) в равенство (5), получим уравнение, из которого найдем

$$\gamma_{РПТ} = \frac{2}{\Delta i_L / i_{Lcp}} \frac{u_{вых.ср}}{u_{вх.ср}}, \quad (7)$$

где $i_{Lmax} = \Delta i_L$.

При подстановке (7) в (2) получаем уравнение, которое решим относительно $\Delta i_L / i_{Lcp}$. Тогда получим выражение для РПТ

$$\left(\frac{\Delta i_L}{i_{Lcp}} \right)_{РПТ} = \sqrt{2 \frac{R_{н.экв}}{Lf} \left(1 - \frac{u_{вых.ср}}{u_{вх.ср}} \right)}. \quad (8)$$

На рис. 1в представлены графики для определения Δi_L , которые для $\Delta i_L / i_{Lcp} < 2$ строятся по формуле (4), для $\Delta i_L / i_{Lcp} > 2$ – по формуле (8).

На границе РНТ формулы (4) и (8) должны давать одно и то же значение

$$\left(\Delta i_L / i_{Lcp} \right)_{РНТгр} = \left(\Delta i_L / i_{Lcp} \right)_{РПТгр} = 2.$$

Положив в равенстве (4) $\left(\Delta i_L / i_{Lcp} \right)_{РНТгр}$, и решая относительно $u_{вых.ср} / u_{вх.ср}$ получим граничное значение

$$\left(\frac{u_{вых.ср}}{u_{вх.ср}} \right)_{гр} = 1 - \frac{2Lf}{R_{н.экв}}. \quad (9)$$

То же самое значение получается при подстановке в равенство (8) значения $\left(\Delta i_L / i_{Lcp} \right)_{РПТгр}$.

Повышающий импульсный преобразователь (рис. 2а)

Размах пульсаций тока дросселя в РНТ и РПТ определяется по формуле

$$\Delta i_L = \frac{u_{вх.ср}}{Lf} \gamma, \quad (10)$$

либо по формуле

$$\Delta i_L = \frac{u_{вых.ср} - u_{вх.ср}}{Lf} \gamma_c. \quad (11)$$

В РНТ, разделив равенство (10) на i_{Lcp} с учетом выражения

$$i_{Lcp} = \frac{i_{н.ср}}{1 - \gamma}, \quad (12)$$

получим

$$\frac{\Delta i_L}{i_{Lcp}} = \frac{u_{вх.ср}}{Lf i_{н.ср}} \gamma (1 - \gamma).$$

Подставив в это равенство выражение

$$\gamma = 1 - \frac{u_{\text{вх.ср}}}{u_{\text{вых.ср}}},$$

получим соотношение для РНТ

$$\left(\frac{\Delta i_L}{i_{L\text{ср}}}\right)_{\text{РНТ}} = \frac{R_{\text{н.экв}}}{Lf} \left(1 - \frac{u_{\text{вх.ср}}}{u_{\text{вых.ср}}}\right) \left(\frac{u_{\text{вх.ср}}}{u_{\text{вых.ср}}}\right)^2. \quad (13)$$

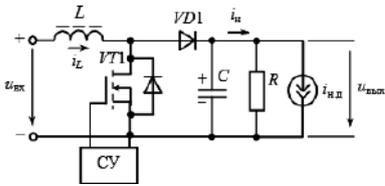
В РПТ среднее значение тока нагрузки совпадает со средним значением тока силового диода, поэтому имеем равенство

$$i_{\text{н.ср}} = \frac{1}{2} i_{L\text{max}} \gamma_c,$$

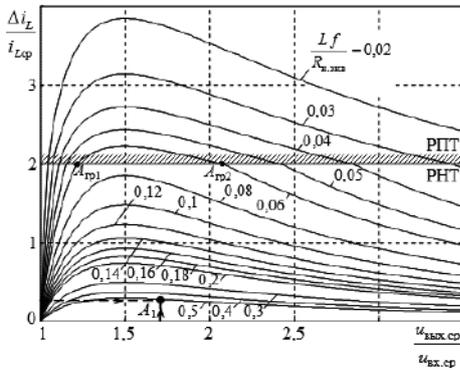
из которого с учетом (5) найдем

$$i_{L\text{ср}} = \frac{\gamma + \gamma_c}{\gamma_c} i_{\text{н.ср}}. \quad (14)$$

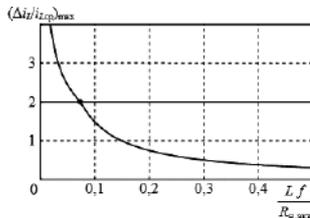
Деля равенство (10) на $i_{L\text{ср}}$ с учетом (14) и (3), получим для РПТ следующее выражение



а



б



в

Рис. 2. Схема силовой части повышающего импульсного преобразователя (а); графики для определения размаха пульсаций тока силового дросселя (б); зависимость для определения максимального значения $\Delta i_L/i_{L\text{ср}}$ (в)

$$\left(\frac{\Delta i_L}{i_{L\text{ср}}}\right)_{\text{РПТ}} = \frac{u_{\text{вх.ср}}}{Lf i_{\text{н.ср}}} \frac{\gamma \gamma_c}{\gamma + \gamma_c} = \frac{R_{\text{н.экв}}}{Lf} \frac{u_{\text{вх.ср}}}{u_{\text{вых.ср}}} \frac{\gamma \gamma_c}{\gamma + \gamma_c}. \quad (15)$$

В РПТ справедливы также выражения

$$\gamma_c = \frac{u_{\text{вх.ср}}}{u_{\text{вых.ср}} - u_{\text{вх.ср}}} \gamma; \gamma + \gamma_c = \frac{u_{\text{вых.ср}}}{u_{\text{вых.ср}} - u_{\text{вх.ср}}} \gamma. \quad (16)$$

Подставляя второе выражение (16) в равенство (5) и решая уравнение относительно γ , при $i_{L\text{max}} = \Delta i_L$ найдем

$$\gamma_{\text{РПТ}} = \frac{2}{\Delta i_L/i_{L\text{ср}}} \frac{u_{\text{вых.ср}} - u_{\text{вх.ср}}}{u_{\text{вых.ср}}}, \quad (17)$$

тогда из первого равенства (16) с учетом (15) найдем

$$(\gamma_c)_{\text{РПТ}} = \frac{2}{\Delta i_L/i_{L\text{ср}}} \frac{u_{\text{вх.ср}}}{u_{\text{вых.ср}}}.$$

Следовательно,

$$\left(\frac{\gamma \gamma_c}{\gamma + \gamma_c}\right)_{\text{РПТ}} = \frac{2}{\Delta i_L/i_{L\text{ср}}} \frac{u_{\text{вх.ср}}}{u_{\text{вых.ср}}} \left(1 - \frac{u_{\text{вх.ср}}}{u_{\text{вых.ср}}}\right). \quad (18)$$

Подставляя выражение (18) в равенство (15) и решая относительно $\Delta i_L/i_{L\text{ср}}$, получим

$$\left(\frac{\Delta i_L}{i_{L\text{ср}}}\right)_{\text{РПТ}} = \sqrt{2 \frac{R_{\text{н.экв}}}{Lf} \left(1 - \frac{u_{\text{вх.ср}}}{u_{\text{вых.ср}}}\right) \left(\frac{u_{\text{вх.ср}}}{u_{\text{вых.ср}}}\right)^2}. \quad (19)$$

Зависимости для определения размаха пульсаций тока дросселя в повышающем ППН, построенные по формулам (13) и (19), представлены на рис. 2б.

Максимумы кривых на рис. 2б, достигаемые при $u_{\text{вых.ср}}/u_{\text{вх.ср}} = 1,5$, в РНТ и РПТ определяются по формулам

$$\begin{aligned} \left(\frac{\Delta i_L}{i_{L\text{ср}}}\right)_{\text{max РНТ}} &= \frac{4 R_{\text{н.экв}}}{27 Lf}; \\ \left(\frac{\Delta i_L}{i_{L\text{ср}}}\right)_{\text{max РПТ}} &= \frac{2}{3} \sqrt{\frac{2 R_{\text{н.экв}}}{Lf}}. \end{aligned} \quad (20)$$

На рис. 2в представлена построенная по формулам (20) зависимость максимальных значений $(\Delta i_L/i_{L\text{ср}})_{\text{max}}$ от обобщенного параметра $Lf/R_{\text{н.экв}}$.

На границе РНТ формулы (13) и (19) дают одно и то же значение $(\Delta i_L/i_{L\text{ср}})_{\text{РНТгр}} = (\Delta i_L/i_{L\text{ср}})_{\text{РПТгр}} = 2$. Положив в равенстве (13) $(\Delta i_L/i_{L\text{ср}})_{\text{РНТгр}} = 2$ и решая относительно параметра $Lf/R_{\text{н.экв}}$, найдем

$$\left(\frac{Lf}{R_{\text{н.экв}}}\right)_{\text{гр}} = \frac{1}{2} \left(1 - \frac{u_{\text{вх.ср}}}{u_{\text{вых.ср}}}\right) \left(\frac{u_{\text{вх.ср}}}{u_{\text{вых.ср}}}\right)^2. \quad (21)$$

Это же выражение следует из равенства (19).

Инвертирующий импульсный преобразователь (рис. 3а)

Как в РНТ, так и в РПТ, справедливо равенство

$$\Delta i_L = \frac{u_{\text{вх.ср}}}{Lf} \gamma = \frac{u_{\text{вых.ср}}}{Lf} \gamma_c, \quad (22)$$

откуда следует выражение

$$\gamma_c = \frac{u_{\text{вх.ср}}}{u_{\text{вых.ср}}} \gamma, \quad (23)$$

а также

$$\gamma + \gamma_c = \left(1 + \frac{u_{\text{вх.ср}}}{u_{\text{вых.ср}}} \right) \gamma. \quad (24)$$

В РНТ, разделив равенство (22) на i_{Lcp} и используя выражение (12), справедливое и для инвертирующего ППН, а также выражение

$$\gamma = \frac{u_{\text{вых.ср}}}{u_{\text{вых.ср}} + u_{\text{вх.ср}}},$$

связывающее γ с $u_{\text{вых.ср}}$, получим

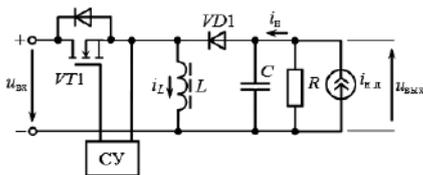
$$\left(\frac{\Delta i_L}{i_{Lcp}} \right)_{\text{РНТ}} = \frac{R_{\text{н.экв}}}{Lf \left(1 + \frac{u_{\text{вх.ср}}}{u_{\text{вых.ср}}} \right)^2}. \quad (25)$$

Подставляя выражение (24) в равенство (5) и решая уравнение относительно γ , при $\Delta i_L = i_{L\text{max}}$ найдем

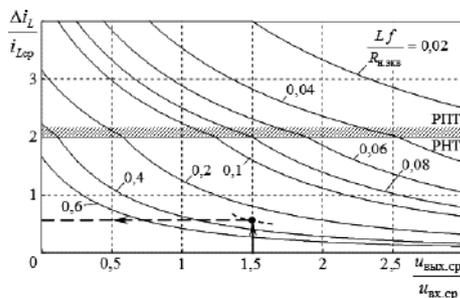
$$\gamma_{\text{РПТ}} = \frac{2}{\Delta i_L / i_{Lcp}} \frac{1}{1 + u_{\text{вх.ср}} / u_{\text{вых.ср}}},$$

а затем с учетом (23) получим

$$(\gamma_c)_{\text{РПТ}} = \frac{2}{\Delta i_L / i_{Lcp}} \frac{1}{1 + u_{\text{вх.ср}} / u_{\text{вых.ср}}},$$



а



б

Рис. 3. Схема силовой части инвертирующего импульсного преобразователя (а); графики для определения размаха пульсаций тока силового дросселя (б)

$$\left(\frac{\gamma \gamma_c}{\gamma + \gamma_c} \right)_{\text{РПТ}} = \frac{2}{\Delta i_L / i_{Lcp}} \frac{u_{\text{вх.ср}}}{u_{\text{вых.ср}}} \frac{1}{\left(1 + u_{\text{вх.ср}} / u_{\text{вых.ср}} \right)^2}.$$

Подставляя последнее выражение в равенство (15), которое остается справедливым и для инвертирующего ППН, и решая уравнение относительно $\Delta i_L / i_{Lcp}$, получаем расчетное соотношение

$$\left(\frac{\Delta i_L}{i_{Lcp}} \right)_{\text{РПТ}} = \sqrt{2 \frac{R_{\text{н.экв}}}{Lf} \frac{1}{\left(1 + u_{\text{вх.ср}} / u_{\text{вых.ср}} \right)^2}} < \quad (26)$$

На рис. 3б представлены кривые, построенные по формулам (25) и (26). Подставляя в равенство (25) $(\Delta i_L / i_{Lcp})_{\text{РНТ}} = 2$ и решая уравнение, получим граничное значение

$$\left(\frac{u_{\text{вых.ср}}}{u_{\text{вх.ср}}} \right)_{\text{гр}} = \sqrt{\frac{R_{\text{н.экв}}}{2Lf}} - 1. \quad (27)$$

Точки на построенных универсальных кривых (рис. 1в; 2б и 3б) несут в обобщенном виде полную информацию о статических состояниях соответствующей схемы ППН, поскольку позволяют определять, кроме размаха пульсаций тока дросселя, средние значения токов и напряжений силовой части. Для произвольной точки с координатами $u_{\text{вых.ср}} / u_{\text{вх.ср}}$, $\Delta i_L / i_{Lcp}$ просто определяется относительное значение тока нагрузки

$$\frac{Lf}{u_{\text{вх.ср}}} i_{\text{н.ср}} = \frac{u_{\text{вх.ср}}}{u_{\text{вх.ср}}} \frac{Lf}{R_{\text{н.экв}}},$$

а затем при известных значениях $L, f, u_{\text{вх.ср}}$ определяется значение $i_{\text{н.ср}}$. Далее для выбранной точки можно рассчитать значения γ (для понижающего ППН – из уравнения (2)), γ_c, i_{Lcp} и др.

Расчет граничных кривых

Использование формул (9), (21), (27) существенно упрощает построение граничных кривых не только в координатах $Lf / R_{\text{н.экв}}, (u_{\text{вых.ср}} / u_{\text{вх.ср}})_{\text{гр}}$ (рис. 4а), но и в зависимости от тока нагрузки $i_{\text{н.ср}}$ (рис. 4б), что необходимо при построении внешних характеристик ППН. Для построения граничных кривых, представленных на рис. 4б, необходимо равенства (9), (21), (27) подставить в выражение (3) и решить получившееся уравнение относительно $u_{\text{вых.ср}}$. Тогда получим расчетные формулы соответственно для понижающего, повышающего и инвертирующего ППН:

$$\left(\frac{u_{\text{вых.ср}}}{u_{\text{вх.ср}}} \right)_{1cp} = \frac{1}{2} \left(1 \pm \sqrt{1 - \frac{8Lf i_{\text{н.ср}}}{u_{\text{вх.ср}}}} \right); \quad (28)$$

$$\left(\frac{u_{\text{вых.ср}}}{u_{\text{вх.ср}}} \right)_{2cp} = \frac{u_{\text{вх.ср}}}{4Lf i_{\text{н.ср}}} \left(1 \pm \sqrt{1 - \frac{8Lf i_{\text{н.ср}}}{u_{\text{вх.ср}}}} \right); \quad (29)$$

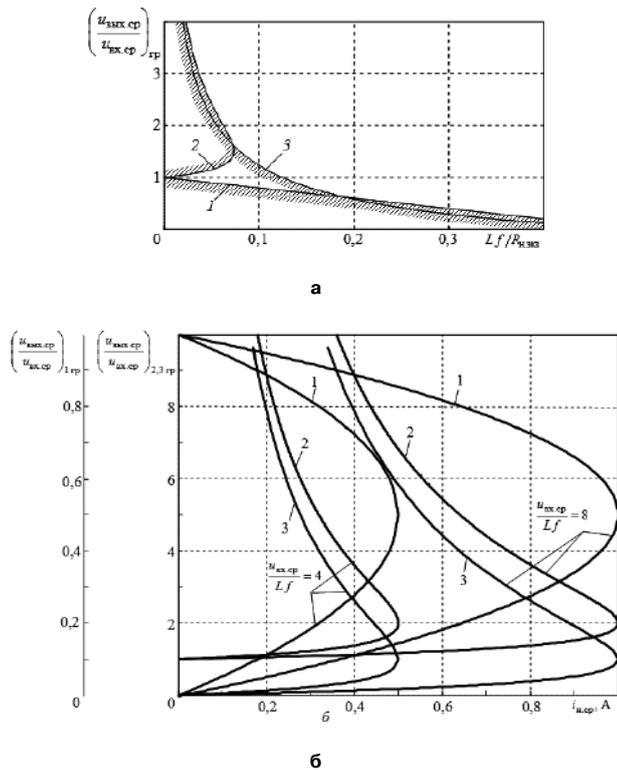


Рис. 4. Граничные кривые, соответствующие переходу из РНТ в РПТИ обратно для понижающего (1), повышающего (2), инвертирующего (3) ППН: а – в зависимости от параметра $Lf/R_{н.экв}$; б – от тока нагрузки $i_{н.сп}$

$$\left(\frac{u_{\text{вых.сп}}}{u_{\text{вх.сп}}}\right)_{3\text{сп}} = \frac{u_{\text{вх.сп}}}{4Lf i_{\text{н.сп}}} \left(1 \pm \sqrt{1 - \frac{8Lf i_{\text{н.сп}}}{u_{\text{вх.сп}}}}\right) - 1. \quad (30)$$

Сравнивая кривые, построенные по формулам (28)–(30) (рис. 4б) с аналогичными кривыми, построенными в [11] с учетом активного сопротивления цепи силового дросселя, убеждаемся в том, что пренебрежение сопротивлением r практически не влияет на граничные кривые.

Как и следовало ожидать, согласно формулам (29) и (30) граничные кривые для инвертирующего ППН на семействе внешних характеристик получают смещение вниз граничных кривых для понижающего ППН на значение входного напряжения.

Применение универсальных кривых для расчета индуктивности силового дросселя

Все известные методики расчета индуктивности L основываются на соотношениях (1), (10), (22) соответственно для понижающего, повышающего и инвертирующего ППН. Однако с учетом конкретных исходных требований, предъявляемых при расчете, эти соотношения могут быть преобразованы к различным видам. Обычно бывает задано допустимое значение размаха пульсаций тока дросселя при определенных значениях входного и выходного напряжений, тока нагрузки и других параметров [9–12]. Тогда для расчета можно воспользоваться

кривыми на рис. 1в, 2б и 3б. Приведем примеры.

1. Пусть в понижающем ППН:

$$u_{\text{вых.сп}} = 5 \text{ В}, u_{\text{вх.сп}} = 14 \text{ В}, \Delta i_L = 1 \text{ А при } i_{\text{н.сп}} = 1 \text{ А}, f = 100 \text{ кГц}.$$

Тогда

$$R_{\text{н.экв}} = u_{\text{вых.сп}}/i_{\text{н.сп}} = 5 \text{ Ом}, \Delta i_L/i_{L\text{сп}} = 1, u_{\text{вых.сп}}/u_{\text{вх.сп}} = 5/14 = 0,3571.$$

Отметив на графиках, представленных на рис. 1в, точку A_1 с абсциссой $u_{\text{вых.сп}}/u_{\text{вх.сп}} = 0,3571$ и ординатой $\Delta i_L/i_{L\text{сп}} = 1$, определим значение $Lf/R_{\text{н.экв}}$ для прямой, проходящей через эту точку, и точку с координатами (1, 0). Приблизительно имеем $Lf/R_{\text{н.экв}} = 0,7$ и

$$L = \frac{0,7 R_{\text{н.экв}}}{f} = \frac{0,7 \cdot 5}{10^5} = 35 \cdot 10^{-6} \text{ Гн}.$$

2. В повышающем ППН номинальное выходное напряжение $u_{\text{вых.сп}} = 24 \text{ В}, u_{\text{вх.сп.мин}} = 8 \text{ В}, u_{\text{вх.сп.макс}} = 14 \text{ В}, u_{\text{вх.сп.ном}} = 12 \text{ В}; i_{\text{н.сп.мин}} = 0,2 \text{ А}, i_{\text{н.сп.ном}} = 1 \text{ А}, i_{\text{н.сп.макс}} = 2 \text{ А}, f = 600 \text{ кГц}$; допустимый размах пульсаций тока дросселя при максимальном токе нагрузки $\Delta i_L/i_{L\text{сп}} = 0,3$ [9]. Тогда минимальная относительная длительность включенного состояния силового транзистора

$$\gamma_{\text{мин}} = \frac{u_{\text{вых.сп}} - u_{\text{вх.сп.макс}}}{u_{\text{вх.сп}}} = \frac{24 - 14}{24} = 0,417.$$

Среднее значение тока дросселя при максимальном токе нагрузки

$$i_{L\text{сп.макс}} = \frac{i_{\text{н.сп.макс}}}{1 - \gamma_{\text{мин}}} = \frac{2}{1 - 0,417} = 3,429 \text{ А}.$$

Определив значение $u_{\text{вых.сп}}/u_{\text{вх.сп}} = 24/14 = 1,714$, при $\Delta i_L/i_{L\text{сп}} = 0,3$ на рис. 3б получаем точку A_1 , через которую проходит кривая, соответствующая значению обобщенного параметра $Lf/R_{\text{н.экв}} \approx 0,5$. Следовательно, при $R_{\text{н.экв}} = 24/2 = 12 \text{ Ом}$ получаем значение

$$L \approx 0,5 \frac{12}{0,6 \cdot 10^6} = 10 \cdot 10^{-6} \text{ Гн},$$

которое незначительно отличается от полученного в [9] значения $L_{\text{мин}} = 9,5 \text{ мкГн}$. Оно определяется по формуле

$$L = \frac{u_{\text{вх.сп.макс}} \gamma_{\text{мин}}}{\Delta i_L f}.$$

Здесь берется значение $\gamma_{\text{мин}}$, поскольку именно оно соответствует значению $u_{\text{вх.сп.макс}}$. Тогда и Δi_L нужно брать при $\gamma_{\text{мин}}$.

3. Рассмотрим методику расчета индуктивности L , являющуюся частью методики расчета силовой части силового части обратногоходового ППН, построенного на микросхеме семейства TOPSwitch-GX, у которого входное напряжение получается от однофазного мостового выпрямителя с емкостным

фильтром, питаемого от сети переменного тока с частотой 50 или 60 Гц [10]. Эта методика усложнена тем, что исходит не только из заданных номинальных выходной мощности $P_{\text{вых}}$ и выходного напряжения, а также максимального мгновенного значения входного тока $i_{\text{вх.мах}}$, влияющего на выбор силового транзистора, коэффициента формы входного тока $K_p = \Delta i_L / i_{\text{вх.мах}}$, где Δi_L – размах пульсаций тока намагничивания трансформатора (двухобмоточного дросселя), приведенной к первичной обмотке. Среднее значение выходного напряжения, приведенное к первичной обмотке $u'_{\text{вых}}$, рекомендуется выбирать равным 100 В при нескольких выходах и 120 В при одном выходе. Универсальный диапазон изменения действующего значения напряжения питающей сети U_c составляет 85–265 В, а европейский (номинальное значение напряжения $U_c = 230$ В) 195–265 В. Коэффициент K_p в РНТ рекомендуется выбирать равным 0,4 для универсального диапазона напряжения сети и 0,6 для европейского; в РПТ $K_p = 1$.

Для РНТ справедливы следующие соотношения, позволяющие учесть параметры K_p и $i_{\text{вх.мах}}$:

$$\Delta i_L = \frac{2K_p i_{\text{вх.сп}}}{(2 - K_p)\gamma}; \quad i_{\text{вх.сп}} = \gamma i_{L\text{сп}}; \quad i_{\text{вх.мах}} = \frac{2}{(2 - K_p)\gamma} i_{\text{вх.сп}}.$$

Выражая индуктивность, приведенную к первичной обмотке, из равенства (22), получим соотношение для РНТ

$$L = \frac{u_{\text{вх.сп}}}{\Delta i_L f} = \frac{u_{\text{вх.сп}} \gamma}{f K_p i_{\text{вх.мах}}},$$

которое преобразуется к виду

$$L = \frac{P_{\text{вых}}}{\eta f K_p \left(1 - \frac{K_p}{2}\right) i_{\text{вх.мах}}^2}, \quad (31)$$

где η – КПД преобразователя. Это выражение отличается от приведенного в [10] незначительным упрощением учета КПД.

Для РПТ справедливы равенства

$$\Delta i_L = i_{\text{вх.мах}}; \quad i_{\text{вх.сп}} = \frac{1}{2} \gamma i_{\text{вх.мах}},$$

а из (22) следует

$$L = \frac{u_{\text{вх.сп}}}{f i_{\text{вх.мах}}} = \frac{P_{\text{вых}} \gamma}{\eta f i_{\text{вх.сп}} i_{\text{вх.мах}}} = \frac{2P_{\text{вых}}}{\eta f i_{\text{вх.мах}}^2}. \quad (32)$$

Формулы (31), (32) заметно отличаются от обычно используемых при расчете индуктивности L .

При приведенных в [11] дополнительных исходных данных $u_{\text{вх.сп}} = 12$ В, номинальном сопротивлении нагрузки $R_H = 3,2$ Ом, $f = 132$ кГц найдем коэффициент трансформации от первичной обмотки ко вторичной $n_{12} = u_{\text{вх.сп}} / u'_{\text{вых.сп}} = 12/120 = 0,1$;

$P_{\text{вых}} = u_{\text{вх.сп}}^2 / R_H = 122/3,2 = 45$ Вт. Приняв $\eta = 0,9$, минимальное среднее значение входного напряжения $u_{\text{вх.сп.мин}} = 80$ В, получим $i_{\text{вх.сп.мах}} = 45/(0,9 \cdot 80) = 0,625$ А. Тогда для РНТ при $K_p = 0,4$ найдем

$$\gamma_{\text{мах}} = \frac{u'_{\text{вых.сп}}}{u_{\text{вх.сп.мин}} + u'_{\text{вых.сп}}} = \frac{120}{80 + 120} = 0,6;$$

$$i_{\text{вх.мах}} = \frac{2}{(2 - 0,4)0,6} \cdot 0,625 = 1,302 \text{ А};$$

$$L = \frac{45}{0,9 \cdot 132 \cdot 10^3 \cdot 0,4 \cdot 0,8 \cdot 1,302^2} = 698 \text{ мкГн}.$$

Индуктивность, приведенная ко вторичной обмотке,

$$L'' = 0,12 \cdot 698 \cdot 10^{-6} = 6,98 \text{ мкГн}.$$

Сравним это значение с получаемым из рис. 3б. Для этого рассчитаем значения

$$\Delta i_L = K_p i_{\text{вх.мах}} = 0,4 \cdot 1,302 = 0,521 \text{ А};$$

$$i_{L\text{сп}} = i_{\text{вх.сп}} / \gamma = 0,625 / 0,6 = 1,042 \text{ А};$$

$$\Delta i_L / i_{L\text{сп}} = 0,521 / 1,042 = 0,5.$$

При отношении приведенного выходного и входного напряжений, равном

$$u'_{\text{вх.сп}} / u_{\text{вх.сп.мин}} = 120 / 80 = 1,5, \text{ и } \Delta i_L / i_{L\text{сп}} = 0,5$$

на рис. 3б получаем точку, через которую проходит кривая, соответствующая значению обобщенного параметра $L'' / f R_H \approx 0,3$.

Следовательно, получаем значение

$$L'' = 0,3 \frac{R_H}{f} = 0,3 \frac{3,2}{132 \cdot 10^3} = 7,27 \text{ мкГн},$$

которое практически мало отличается от рассчитанного по формуле (31) значения $L'' = 6,98$ мкГн.

Выводы

1. Отмечено, что наряду с серьезными технологическими проблемами, стоящими перед разработчиками импульсных преобразователей, актуальной задачей является дальнейшее всестороннее исследование их режимов работы, что во всех случаях связано с учетом возможных переходов из РНТ в РПТ и обратно.

2. Обоснованы соотношения для расчета обобщенных зависимостей размаха пульсаций тока дросселя от отношения выходного напряжения к входному и обобщенного параметра, которые удобны для сравнения различных схем, их режимов работы, и расчета индуктивности дросселя.

3. Получены обобщенные соотношения для расчета граничных кривых РНТ и РПТ в различных системах координат, в частности, на внешних характеристиках преобразователя.

Литература

1. Розанов Ю. К., Рябчицкий М. В., Кваснюк А. А. Силовая электроника: учебник для вузов. — М.: Издательский дом МЭИ, 2007, 632 с.
2. Белов Г. А. Динамика импульсных преобразователей. — Чебоксары: Изд-во Чуваш. ун-та, 2001, 528 с.
3. Иванов А. Г., Белов Г. А., Сергеев А. Г. Системы управления полупроводниковыми преобразователями. — Чебоксары: Изд-во Чуваш. гос. ун-та, 2010, — 448 с.
4. Satoshi Sugahara, Kohei Yamada, Masaharu Edo, Toshiro Sato, Kiyohito Yamasawa. 90% High Efficiency and 100-W/cm³ High Power Density Integrated DC-DC Converter Cellular Phones. // IEEE Transaction on Power Electronics, vol. 28, № 4, 2013, pp. 1994–2003.
5. Tae-Hwang Kong, Yong-Jin Woo, Se-Won Wang, Young-Joon Jeon, Sung-Wan Hong, Gyu-Hyeong Cho. Zeroth Order Control of Boost DC-DC Converter With Transient Enhancement Scheme. // IEEE Journal of Solid – state Circuits, vol. 48, № 3, 2013, pp. 760–773.
6. Guohua Zhou, Jianping Xu, Jinping Wang. Constant Frequency Peak–Ripple–Based Control of Buck Converter in CCM: Review, Unification and Duality // IEEE Transaction on Industrial Electronics, vol. 61, issue 3, 2013, pp. 1280–1291.
7. Guohua Zhou, Jianping Xu, Yanyan Jin, Jin Sha. Stability Analysis of V2 Controlled Buck Converter Operating in CCM and DCM // International Conference on Communications Circuits and Systems (ICCCAS), 2010, pp. 551–555.
8. Jin Sha, Jianping Xu, Bocheng Bao, Tiesheng Yan, Effects of Circuit Parameters on Dynamics of Current Mode Pulse Train Controlled Buck Converter // IEEE Transaction on Industrial Electronics, vol. 61, issue 3, 2013, pp. 1562–1573.
9. 4,5–V to 5,2–V Input Current Mode Boost Controlled // Production Data Information. Texas Instruments Incorporated. 2008, pp. 1–36.
10. TOPSwitch–GX Flyback Design Methodology // Application Note AN-32. <http://www.powerint.com/en/design-support/application-notes>.
11. 9 Simple Steps to Stable Control Loops in Designs Using POPSwitch Families of Switcher ICs // Application Note AN-57. <http://www.powerint.com/en/design-support/application-notes>.
12. Макаров В. В., Следков Ю. Г. Разработка автономного обратноходового преобразователя при использовании силового ключа FPS // Практическая силовая электроника, 2009, №3 (35), С. 34–40.

Белов Геннадий Александрович, д. т. н., профессор, зав. кафедрой промышленной электроники Чувашского государственного университета имени И. Н. Ульянова, тел.: (8352) 58-12-59 доб. 27-07; e-mail: belovga_chuvsu@rambler.ru.

Г. Г. Китушин, К. А. Пирогов

ЧИСЛЕННАЯ ОПТИМИЗАЦИЯ КОЭФФИЦИЕНТОВ ЛИНЕЙНОЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗИ ИМПУЛЬСНОГО ИСТОЧНИКА ПИТАНИЯ

G. G. Kitushin,
K. A. PirogovNumerical optimization of linear feedback coefficients
for switched mode power converter

Рассмотрена методика численной оптимизации коэффициентов цифровых фильтров линейной обратной связи импульсных систем, используя которую, можно повысить качество стабилизации и/или переходный процесс при заданном запасе устойчивости. Все вычисления сводятся к работе с полиномами и решению линейных уравнений, которая проводилась в программе Maxima, а численная минимизация осуществлялась с помощью библиотек и командного интерпретатора ROOT.

Ключевые слова: линейная обратная связь, оптимизация, запас устойчивости, импульсный источник питания.

A numerical optimization method of sampling systems linear feedback digital filters coefficients is considered. By using this method it is possible to improve stabilization and/or transient response quality under fixed stability margin. All calculations are reduced to work with polynomials and linear equation systems solving by program Maxima. Numerical minimization was realized using libraries and command interpreter ROOT.

Key words: linear feedback, optimization, stability margin, switching power converter.

Известно, что использование линейной обратной связи (ОС) не является оптимальным управлением для многих задач [1], тем не менее, она обладает рядом замечательных свойств.

Во-первых, теория линейной ОС хорошо изучена и развита (например, [2]). Также она довольно проста для анализа, поскольку при ее описании в основном используются полиномиальные функции.

Во-вторых, не обязательно знать уравнения движения управляемой системы, можно использовать экспериментально снятые передаточные функции. В то время как для синтеза нелинейной ОС знать эти уравнения крайне желательно [3–5].

В-третьих, при анализе и синтезе линейной ОС легко осуществим переход из частотной во временную область.

Но, не смотря на простоту с теоретической точки зрения, анализ и синтез ОС для цепей высокого порядка связан с большим вычислительным объемом, поэтому можно существенно упростить эти задачи, применив численные алгоритмы. В статье рассматривается корневой метод численной оптимизации коэффициентов линейной обратной связи (ОС) импульсного источника питания. Анализируются различные задачи – получение заданных частотных характеристик, повышение качества переходного процесса и комбинированное условие. При выполнении аналитических вычислений используется программа Maxima, задача численной минимизации функции решается с помощью написанных на языке C++ библиотек, которые вместе с командным интерпретатором можно найти в [6].

Функциональная схема источника питания

На рис. 1 изображена блок-схема источника питания мощностью 20 кВт, работающего на нагрузку

с эквивалентным сопротивлением в диапазоне 2,5 ... 5 Ω и входной емкостью ≈ 30 мкФ.

Инвертор работает на частоте 20 кГц. Регулирование выходного напряжения осуществляется с помощью ШИМ. Для управления используется сигнальный процессор, в котором имеется встроенный АЦП и ШИМ-контроллер. За один период $T = 50$ мкс АЦП 4 раза оцифровывает входные сигналы, а затем усредняет полученные результаты, что подавляет наведенные инвертором помехи.

Поскольку система является импульсной, и управление осуществляется цифровым способом, будем использовать z -преобразование, а не преобразование Лапласа [2]. Для дальнейшего анализа представим источник питания в виде рис. 2, где

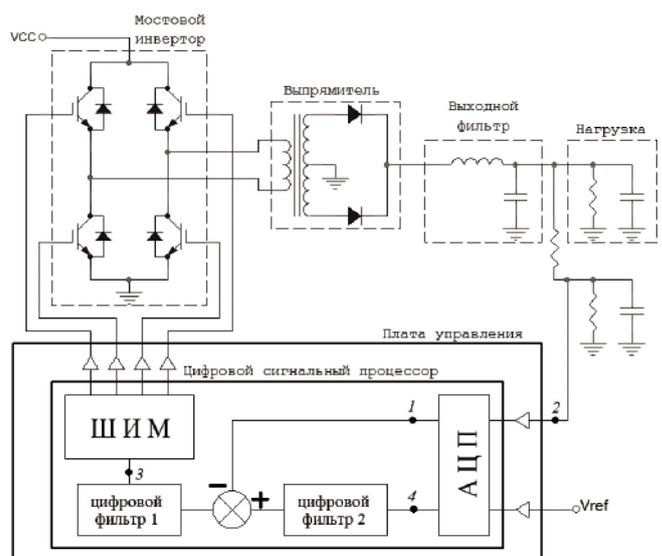


Рис. 1

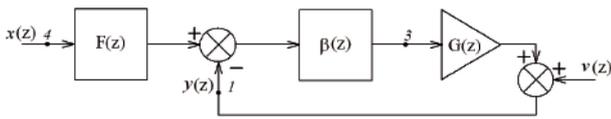


Рис. 2

$F(z)$ и $\beta(z)$ – передаточные функции цифровых фильтров, которые мы будем оптимизировать, $v(z)$ – возмущающее воздействие, а $G(z)$ – передаточная функция из узла 3 в узел 1, которая определяется конструкцией силовой части.

Передаточная функция представленной на рис. 2 схемы имеет вид

$$y(z) = \frac{G(z) \cdot \beta(z)}{1 + G(z) \cdot \beta(z)} F(z) \cdot x(z) + \frac{v(z)}{1 + G(z) \cdot \beta(z)}$$

Определение $G(z)$

Прежде всего, необходимо определить коэффициент $G(z)$, для чего разорвем цепь ОС в узле 1, а на вход будем подавать гармонический сигнал $X(n) = X_0 + A \sin(n\omega t)$. Смещение X_0 задает равновесное состояние, вблизи которого производится линеаризация. Тогда, используя связь $z = e^{j\omega t}$, модуль коэффициента G можно найти из соотношения $|G(e^{j\omega T})| = y(\omega)/A$ [2], где $y(\omega)$ – амплитуда выходного сигнала на частоте ω . Фаза G определялась по разности времен между соответствующими нулями входного и выходного сигналов: $\arg(G(e^{j\omega T})) = \Delta t$.

Для дальнейшего анализа $G(z)$, необходимо записать в аналитическом виде. Поскольку ОС должна быть устойчива при вариациях G , то можно использовать приближенную формулу, полученную аппроксимацией измеренных данных методом наименьших квадратов. Для аппроксимации зададим вид функции $f(K, a_1, a_2, \dots, a_n; z)$, где K, a_1, a_2, \dots, a_n – искомые параметры. При выборе функции $f(K, a_1, a_2, \dots, a_n; z)$ мы пользовались следующими соображениями.

1. Поскольку на выходе установлен фильтр второго порядка, то функция $f(K, a_1, a_2, \dots, a_n; z)$ должна иметь как минимум два полюса, поэтому

$$f(K, a_1, a_2, \dots, a_n, z) = \frac{K}{z^2 + a_1 z + a_2} \cdot \tilde{f}(a_3, \dots, a_n, z)$$

2. В схеме управления имеется задержка на один такт, связанная с тем, что коэффициент заполнения D формируется исходя из оцифрованного в предыдущем периоде выходного напряжения. С точки зрения передаточной функции такая задержка приводит к дополнительному полюсу в нуле:

$$f(K, a_1, a_2, \dots, a_n, z) = \frac{K}{(z^2 + a_1 z + a_2)z} \cdot \tilde{f}(a_3, \dots, a_n, z)$$

Для более качественной аппроксимации был добавлен еще один полюс

$$f(K, a_1, a_2, a_3, z) = \frac{K}{(z^2 + a_1 z + a_2)(z + a_3)z}$$

На рис. 3 представлена экспериментальная зависимость $|G(e^{j\omega T})|$ при сопротивлении нагрузки 5,4 Ω и модуль аппроксимирующей функции

$$f(24; -1,1591; 0,7175; -0,4238; z) = \frac{24}{(0,7175 - 1,1591z + z^2)(z - 0,4238)z}$$

Численная оптимизация параметров обратной связи, исходя из частотных критериев

Сформулируем задачу синтеза следующим образом: найти такой фильтр $\beta(z)$, чтобы подавление $|1 + \beta(e^{j\omega T})G(e^{j\omega T})|$ возмущения $v(e^{j\omega T})$ было не меньше заданного уровня $f(\omega)$. Поэтому зададим минимизируемую функцию в виде:

$$\sum_{\omega_k}^{\omega_1 < \omega_k} \max[f(\omega_k) - |\beta(e^{j\omega_k T}) \cdot G(e^{j\omega_k T}) + 1|, 0] \cdot W(\omega_k), \quad (1)$$

где ω_0 – граница рабочей полосы частот, $W(\omega_k)$ – весовой коэффициент, определяющий важность достижения заданного уровня подавления возмущений на данной частоте ω_k .

Поскольку повышение качества стабилизации снижает запас устойчивости, то будем синтезировать такую ОС при которой запас устойчивости превышает заданный уровень. Запас устойчивости определим как разность $1 - r$, где r – модуль ближайшего к единичной окружности корня уравнения

$$1 + \beta(z) \cdot G(z). \quad (2)$$

Такая формулировка аналогична определению степени устойчивости для непрерывных систем [2].

Главным шагом в используемом подходе является переход от одних переменных – коэффициентов фильтра $\beta(z)$, к другим – корням уравнения (2). Преимущество такой замены заключается в простоте наложения условия на запас устойчивости в новых переменных. Действительно, перейдя в новые координаты, мы будем минимизировать выражение (1) в области $R_i \leq r_0$, где R_i – радиус i -го корня, а r_0

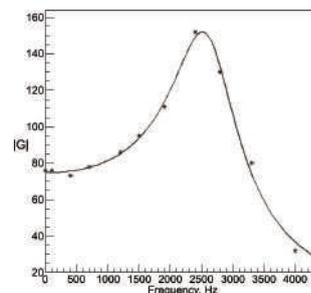


Рис. 3

задает запас устойчивости. Проиллюстрируем такой подход на примере.

Возьмем

$$G(z) = \frac{24}{(0,7175 - 1,1591z + z^2)(z - 0,4238)z};$$

$$\beta(z) = \frac{a + bz + cz^2}{1 + dz + ez^2}.$$

Тогда уравнение (2) запишется в виде:

$$1 + \beta(z) \cdot G(z) = \frac{24a + (24b - 0,304) + (24c - 0,304d + 1,209)z^2 + \dots}{(1 + dz + ez^2) \times \dots} \times \frac{(-1,583 + 1,209d - 0,304e)z^3 + (1 - 1,583d + 1,209e)z^4 + \dots}{(0,7175 - 1,1591z + z^2) \times \dots} \times \frac{(d - 1,583e)z^5 + ez^6}{(z - 0,4238)} = 0. \quad (3)$$

Разложим числитель этого выражения на множители

$$(z^2 - 2zr_1\varphi_1 + r_1^2)(z^2 - 2zr_2\varphi_2 + r_2^2)(z - r_3)e. \quad (4)$$

Смысл введенных обозначений следующий: r_1 – радиус, а φ_1 – косинус угла первой пары комплексно-сопряженных корней, r_2 и φ_2 – радиус и косинус угла для второй пары, r_3 и r_4 – два простых корня уравнения (2).

Приравнявая коэффициенты при равных степенях z числителя (3) и выражения (4), получим систему из 6 уравнений с 11 неизвестными $a, b, c, d, e, r_1, \varphi_1, r_2, \varphi_2, r_3, r_4$. Поэтому 5 неизвестных $r_1, \varphi_1, r_2, \varphi_2, r_3$ можно выбрать в качестве переменных. Выразив d, e, r_4 через $r_1, \varphi_1, r_2, \varphi_2, r_3$, запишем

$$|1 + \beta(z) \cdot G(z)| = \frac{|z^2 - 2zr_1\varphi_1 + r_1^2| \cdot |z^2 - 2zr_2\varphi_2 + r_2^2| \times \dots}{|1 + d(r_1, \varphi_1, r_2, \varphi_2, r_3)z + e(r_1, \varphi_1, r_2, \varphi_2, r_3)z^2| \times \dots} \times \frac{|z - r_3| \cdot |z - r_4(r_1, \varphi_1, r_2, \varphi_2, r_3)| \cdot |e|}{\times |0,7175 - 1,1591z + z^2| \cdot |z - 0,4238| \cdot |z|}. \quad (5)$$

В данном примере необходимо дополнительно соблюсти условие $|r_4| \leq r_0$, для чего умножим (5) на дополнительный весовой коэффициент

$$W(r_4) = \frac{1}{1 + e^{-\frac{r_4 - r_0}{r_0}}} k,$$

где k – постоянный положительный коэффициент. Если $|r_4| \leq r_0$, то $W(r_4) \approx 1$, если же $|r_4| > r_0$, то $W(r_4) > 1$, что приводит к увеличению минимизируемой функции (1) и выходу из области $|r_4| > r_0$ при итерационном алгоритме минимизации. Заметим, что если бы мы взяли в качестве $\beta(z)$ дробь третьего порядка, то в качестве переменных можно было бы выбрать все 7 корней и не вводить весовой коэффициент.

Поскольку используемая нами программа минимизации находит локальный минимум, то полученный результат существенно зависит от выбора начальной точки. Поэтому мы использовали

множество циклов минимизации с разными начальными значениями переменных, которые распределены по области

$$(0 < r_1 < r_0) \cup (0 < r_2 < r_0) \cup (-1 < \varphi_1 < 1) \cup (-1 < \varphi_2 < 1) \cup (-r_0 < r_3 < r_0).$$

Если взять $r_0 = 0,8$, а

$$f(\omega) = \begin{cases} 100, & \omega < 100; \\ 0, & \omega > 100, \end{cases}$$

то лучшим найденным решением является: $r_1 = 0,6348$; $\varphi_1 = 0,9694$; $r_2 = 0,7736$; $\varphi_2 = 0,9546$; $r_3 = 0,4629$; $r_4 = 0,4034$. Соответствующий петлевой коэффициент усиления представлен на рис. 4. На рис. 5 представлена реакция источника с замкнутой обратной связью на входной сигнал в виде ступеньки, пропущенной для уменьшения выброса через простой однополюсный фильтр $F(z)$:

$$y_n = 0,7x_n + 0,3y_{n-1}.$$

Аналогично предыдущему примеру рассмотрим схожий с ПИД регулятором фильтр вида

$$\beta(z) = \frac{a}{z - b} + c + \frac{d}{z}.$$

Представим числитель дроби $1 + \beta(z)G(z)$ в виде

$$(z^2 - 2zr_1\varphi_1 + r_1^2)(z^2 - 2zr_2\varphi_2 + r_2^2)(z^2 + k_1z + k_2),$$

не конкретизируя тип корней r_3 и r_4 . Выбрав $r_1, \varphi_1, r_2, \varphi_2$ в качестве переменных, получим систему линей-

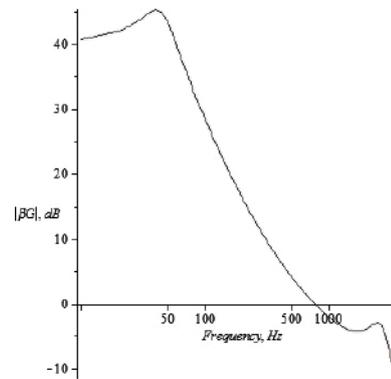


Рис. 4

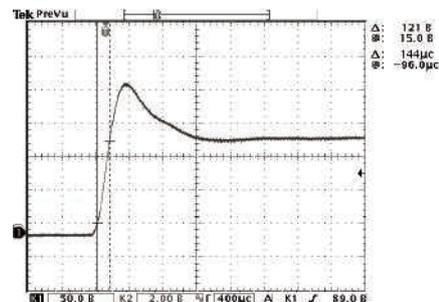


Рис. 5

ных уравнений. Для достижения желаемого запаса устойчивости введем весовую функцию

$$W(r_3, r_4) = \frac{1}{1 + e^{-\frac{|r_3 - r_0|}{\tau_0}} + e^{-\frac{|r_4 - r_0|}{\tau_0}}}$$

Полученный петлевой коэффициент усиления при том же запасе устойчивости и функции $f(\omega)$ представлен на рис. 6, а переходной процесс на рис. 7 (при наличии того же сглаживающего фильтра $F(z)$).

Особенности предложенного метода оптимизации

Описанная выше методика позволяет единообразно синтезировать фильтры вида

$$\frac{\sum_{i=0}^m a_i z^i}{\sum_{i=0}^{m-1} b_i z^i + z^m}$$

если $m \leq k - 1$ (k – степень знаменателя $G(z)$). В этом случае в качестве переменных выбираются все корни уравнения (2), а в качестве оставшихся $m + 1 - k$ переменных выбираются любые коэффициенты a_i и/или b_i .

Особенностью данного подхода является необходимость перебора всех вариантов типов (пары вещественных или комплексно-сопряженных) корней. Эту особенность можно использовать для выбора допустимой области расположения корней.

Нами рассмотрена импульсная система, но с помощью замены $p = (1 + z)/(z - 1)$ область устойчи-

вости непрерывной системы (левая полуплоскость) переходит во внутренность единичной окружности, что позволяет применить описанный выше подход к непрерывным системам.

Численная оптимизация параметров обратной связи, исходя из качества переходного процесса

Из предыдущих примеров видно, что расширение полосы ухудшает переходной процесс (рис. 5 и рис. 7). Мы рассмотрим два подхода улучшения качества переходного процесса.

В первом подходе оптимизируется входной цифровой фильтр 2 (рис. 1) при неизменном петлевом усилении, что позволяет сохранить заданное качество стабилизации.

Второй подход основан на минимизации интеграла от квадрата отклонения при переходном процессе посредством оптимизации цифрового фильтра 1 (рис. 1).

Предварительное искажение входного сигнала

Изображение выходного сигнала при ступенчатом входном воздействии имеет вид

$$y(z) = \frac{\beta(z)G(z)}{1 + \beta(z)G(z)} \cdot \frac{z}{z - 1} F(z). \tag{6}$$

Задача сводится к поиску устойчивого фильтра $F(z)$, при котором выражение (6) соответствовало бы функции, описывающей желаемый переходной процесс.

Улучшим качество переходного процесса, изображенного на рис. 5, для которого

$$G(z) = \frac{24}{(0,7175 - 1,1591z + z^2) \cdot (z - 0,4238)z};$$

$$\beta(z) = \frac{0,00189 - 0,00657z + 0,00495z^2}{1 - 2,009z + 1,009z^2}$$

В качестве желаемой функции зададим

$$\frac{z(1 - d)}{(z - 1)(z - d)} z^{-k}. \tag{7}$$

которая соответствует простому экспоненциальному переходному процессу, сдвинутому на k периодов.

Считая, что фазовая характеристика $y(e^{j\omega T})$ имеет более весомое значение для переходного процесса, рассмотрим минимизацию ее отклонения от фазовой характеристики (7). В качестве $F(z)$ выберем фильтр второго порядка

$$\frac{a + bz + cz^2}{(z - r_1)(z - r_2)}$$

Наилучший переходной процесс соответствует $k = 5$ и

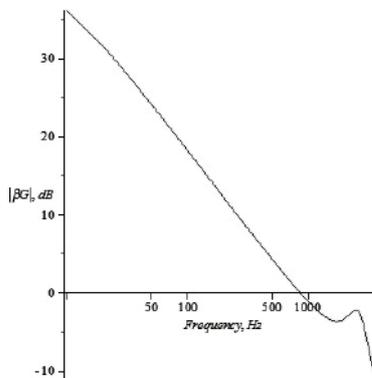


Рис. 6

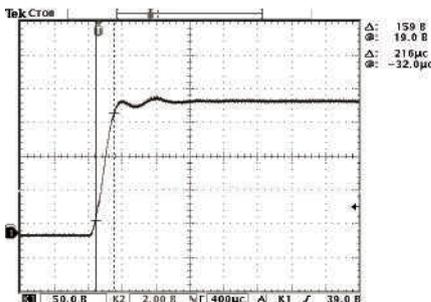


Рис. 7

$$F(z) = \frac{0,666 - 1,463z + 0,853z^2}{0,58 - 1,523z + z^2}.$$

Рассчитанный переходной процесс и экспериментальные результаты представлены на рис. 8 и 9 соответственно.

Минимизация интеграла от квадрата отклонения

Опишем вкратце уже решенную аналитически задачу минимизации: “Аналитическое конструирование регуляторов” [2]. В этой задаче ищется управление $u(x_1, x_2, \dots, x_n)$, где x_1, x_2, \dots, x_n – фазовые переменные системы, при котором минимизируется интеграл (8)

$$\int_0^\infty (\sum_{i=1}^n b_i x_i^2 + au^2) dt. \quad (8)$$

При этом уравнение системы записывается в матричном виде как:

$$\frac{dX}{dt} = AX + Cu.$$

Особенностью решения этой задачи является то, что в общем случае управление должно зависеть от всех фазовых переменных.

Рассмотрим минимизацию суммы

$$\sum_0^\infty (y_n - y_{eq})^2 \quad (9)$$

при ступенчатом воздействии на входе и $F(z)=1$, измеряя лишь одну фазовую переменную – выходное

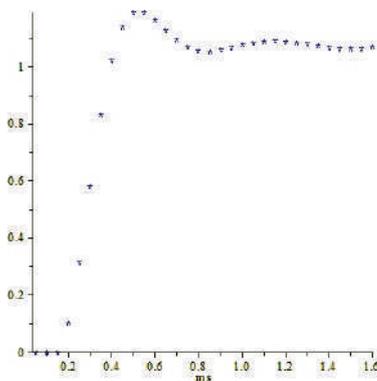


Рис. 8

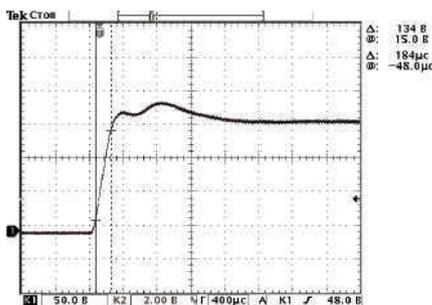


Рис. 9

напряжение. Через y_{eq} обозначено установившееся напряжение на выходе.

Поведение сигнала во времени описывается обратным z -преобразованием:

$$y_n = \frac{1}{2\pi} \oint y(z) z^{n-1} dz. \quad (10)$$

Запишем петлевое усиление в виде

$$\beta(z)G(z) = \frac{N(z)}{D(z)},$$

тогда

$$y(z) = \frac{\beta(z)G(z)}{1 + \beta(z)G(z)} \cdot \frac{z}{z-1} = \frac{N(z)}{N(z) + D(z)} \cdot \frac{z}{z-1}.$$

Разложим знаменатель передаточной функции на множители:

$$P(z) = N(z) + D(z) = \prod_{i=1}^n (z - z_i).$$

Считая все корни простыми (и $n \geq 1$), преобразуем интеграл (10):

$$y_n = \sum_{i=1}^n \frac{z_i^n N(z_i)}{\prod_{k \neq i} (z_i - z_k) \cdot (z_i - 1)} + \frac{N(1)}{P(1)}. \quad (11)$$

Из соотношения (11) видно, что установившееся выходное напряжение

$$y_{eq} = \frac{N(1)}{P(1)}.$$

Отметим, что основные характеристики переходного процесса: время нарастания, выброс, и т. п., можно довольно быстро численно найти с помощью формулы

$$y_n = \sum_{i=1}^n k_i(n) + \frac{N(1)}{P(1)},$$

где $k_i(n) = k_i(n-1)z_i$;

$$k_i(1) = \frac{N(z_i)}{\prod_{k \neq i} (z_i - z_k) (z_i - 1)} z_i.$$

Аналогичным способом можно преобразовать сумму (9). Запишем равенство Парсеваля для импульсных систем:

$$\sum_0^\infty (y_n - y_{eq})^2 = \frac{1}{2\pi j} \oint \frac{Y(z)Y\left(\frac{1}{z}\right)}{z} dz, \quad (12)$$

где $Y(z)$ является изображением отклонения выходного сигнала от установившегося. Применив теорему о вычетах, можно представить интеграл (12) в виде суммы, аналогичной (11). Поэтому, используя корни $Y(z)$ в качестве переменных, возможно минимизировать квадрат отклонения, записанный в виде конечной суммы.

Рассмотрим описанный выше подход на примере, в котором

$$G(z) = \frac{24}{(0,7175 - 1,1591z + z^2)(z - 0,4238)z};$$

$$\beta(z) = \frac{a + bz + cz^2}{d + ez + z^2}.$$

Отклонение выходного напряжения от ступенчатого

$$Y(z) = \frac{z}{z-1} \left[\frac{N(z)}{N(z)+D(z)} - \frac{N(1)}{N(1)+D(1)} \right].$$

Нормируя выходное напряжение на единицу, окончательно запишем

$$Y(z) = \frac{z}{z-1} \left[\frac{N(z)}{N(z)+D(z)} - \frac{N(1)}{N(1)+D(1)} \right] \frac{N(1)+D(1)}{N(1)}.$$

Наилучшее найденное численно решение соответствует положению корней: $r_1 = 0,4315$; $\varphi_1 = 0,3354$; $r_2 = 1711$; $\varphi_2 = -0,9801$; $r_3 = -0,1069$; $r_4 = 0,5436$. Соответствующий рассчитанный переходной процесс и петлевое усиление представлены на рис. 10. Но с точки зрения стабилизации такое управление неприемлемо.

Для преодоления этого недостатка совместим минимизацию суммы (9) с требованием $|\beta G| = 100$ при $z = 1$. Соответствующие рассчитанные результаты представлены на рис. 11, а экспериментальный переходной процесс на рис. 12.

Заключение

Мы рассмотрели численную оптимизацию коэффициентов линейной обратной связи на примере источника питания выполненного по мостовой схеме, для которой соотношение вход-выход является линейным: $V_{out} = DV_{cc}$. Другие типы преобразователей могут не иметь подобного линейного соотношения. Чтобы применить в этих случаях описанный выше подход, можно определить наилучший с точки зрения стабильности коэффициент усиления $G_1(z)$ и оптимизировать коэффициенты ОС, требуя устойчивости системы в худшем режиме, для другого коэффициента $G_2(z)$. Также можно перейти в другие координаты, в которых система линеаризована [3].

Литература

1. Л. С. Понтрягин, В. Г. Болтянский, Р. В. Гамкрелидзе, Е. Ф. Мищенко. Математическая теория оптимальных процессов. — М.: “Наука” Главная редакция физико-математической литературы, 1983. — 392 с.

2. В. А. Бесекерский, Е. П. Попов. Теория систем автоматического регулирования. — М.: Издатель-

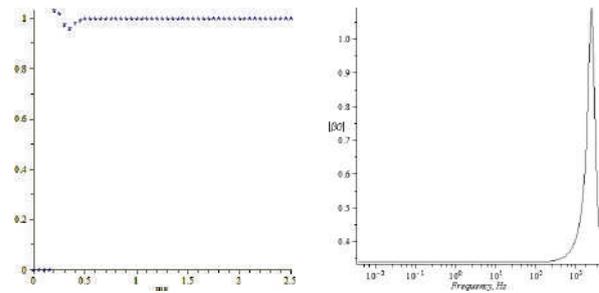


Рис. 10

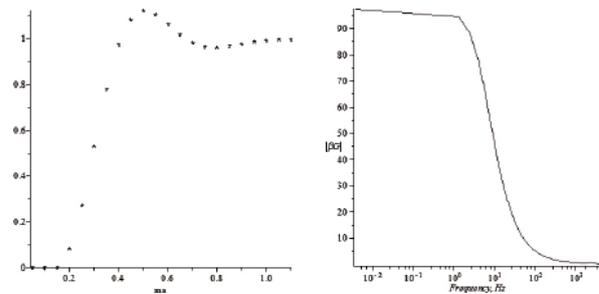


Рис. 11

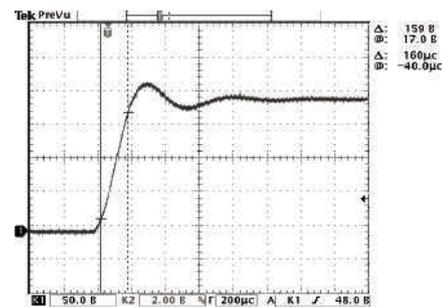


Рис. 11

ство “Наука”, Главная редакция физико-математической литературы, 1975, 768 с.

3. Seth R. Sanders. Nonlinear Control of Switching Power Converters.— Massachusetts Institute of Technology, January, 1989.

4. H. EL FADIL, F. GIRI, M. HALOUA, H. OUADI. Nonlinear and Adaptive Control of Buck Power Converters. — 0-7803-7924-1/03/\$17.00©2003 IEEE.

5. А. В. Никитин, В. Ф. Шишлаков. Параметрический синтез нелинейных систем автоматического управления. — Монография / Под ред. В. Ф. Шишлакова; СПбГУАП. СПб., 2003, 358 с.

6. <http://root.cern.ch/drupal>.

Китушин Глеб Георгиевич, старший лаборант, Институт Ядерной Физики им. Г. И. Будкера, тел.: 8-913-934-13-20, e-mail: glebkit@yandex.ru;

Пирогов Константин Александрович, старший лаборант, Институт Ядерной Физики им. Г. И. Будкера, тел.: 8-923-152-37-26, e-mail: k.a.pirogov@gmail.ru.

В. А. Фролов

ПЕРСПЕКТИВЫ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ ТИРИСТОРНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ НАПРЯЖЕНИЯ

V. A. Frolov

Prospects of thyristor voltage converters applications

Рассмотрены различные схемы тиристорных преобразователей трехфазного напряжения в однофазное напряжение с увеличением частоты в три и шесть раз. Проанализированы преимущества каждой схемы.

Ключевые слова: тиристорный источник питания, преобразователь трехфазного напряжения, силовая схема, схема управления.

Various topologies of thyristor three-phase voltage to single-phase voltage converters with three and six times frequency increasing are considered. Benefits of each circuit are analyzed.

Key words: thyristor power supply, three-phase voltage converter, power circuit, control circuit.

В силовой электронике в качестве ключевых элементов используются транзисторы и тиристоры. Транзисторы полностью управляемые приборы, поэтому схемотехнически их применение более предпочтительно, однако тиристорные схемы с естественной коммутацией тиристоров обладают рядом преимуществ: более высоким КПД, при определенных схемных решениях, повышенной эксплуатационной надежностью связанной с большой перегрузочной способностью тиристоров, сравнительной простотой схемы управления.

Рассмотрим тиристорные схемы преобразователей трехфазного напряжения в однофазное напряжение. На рис. 1 представлена схема преобразователя трехфазного напряжения [1] в однофазное напряжение, на выходе преобразователя расположен трансформатор. Работа схемы основана на выделении конечных участков синусоиды длительностью не более 60 градусов. Симисторы в схеме можно заменить встречно-параллельно включенными тиристорами. Эту схему можно использовать в качестве сварочного источника питания, повышенной частоты. Повышение частоты до 150 Гц способствует устойчивому горению дуги, уменьшает массогабаритные показатели трансформатора в 3 раза. Для получения переменного синусоидального напряжения 220 В промышленной частоты с помощью широтно-импульсной модуляции от сварочных, автомобильных генераторов, и питания преобразователя от переменного трех-

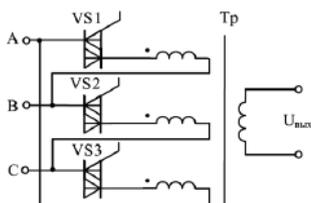


Рис. 1. Трансформаторная схема преобразователя трехфазного напряжения в однофазное

фазного напряжения генератора до выпрямителя, можно использовать схему рис. 1, что позволит получить выигрыш в КПД не менее 10–15 процентов.

В схеме на рис. 2 отсутствует трансформатор, эта схема может использоваться для получения стабилизированного напряжения 220 В при отсутствии требований к форме синусоидального напряжения, или регулятора переменного напряжения от нуля до 300 В.

При использовании этой схемы в устройствах электропривода однофазными двигателями, уменьшаются их массогабаритные показатели (увеличивается мощность), частота вращения вала двигателя увеличивается в три раза. Из-за высокой перегрузочной способности тиристоров схема выдерживает превышение пускового тока в 5–7 раз.

На рис. 3 изображена схема управления преобразователем 1, эту схему с небольшими изменениями можно использовать для управления преобразователем рис. 2.

Схема управления состоит из схемы синхронизации, которая производит гальваническую развязку схемы управления и трехфазного напря-

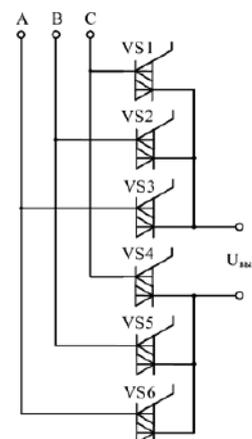


Рис. 2. Бестрансформаторная схема преобразователя трехфазного напряжения в однофазное

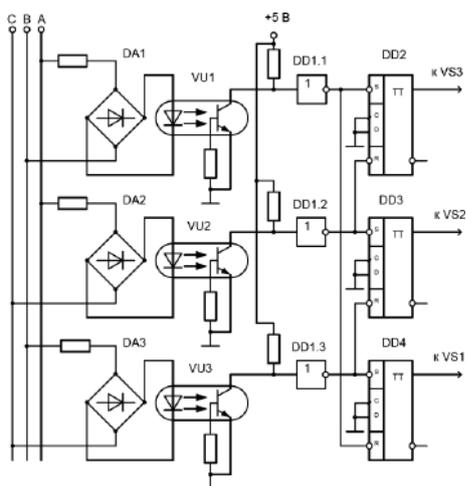


Рис. 3. Схема управления преобразователем

жения с помощью оптопар VU1–VU3 и диодных мостов DA1–DA3, на выходе схемы формируются короткие импульсы, соответствующие переходу синусоиды через нуль. Устройство сдвига импульсов формирует импульсы управления в трех каналах длительностью $\pi/3$. Для регулировки выходного напряжения используются ждущие мультивибраторы, собранные на электронных таймерах КР1006ВИ1, на схеме не показаны. Схемотехнически устройство сдвига импульсов может быть собрано с использованием триггеров, регистров сдвига или счетчиков. Наибольшую надежность работы показала схема сдвига импульсов собранная на линейке триггеров DD2, DD3, DD4 и элементах DD1.1, DD1.2, DD1.3.

Сдвиг фаз между линейными и фазными напряжениями в трехфазной сети составляет $\pi/6$. Поэтому для увеличения частоты на выходе преобразователя до 300 герц достаточно для естественной коммутации тиристоров выделить конечные участки синусоиды длительностью менее $T/12$, где T – период колебания одной синусоиды. Масса трансформатора при этом уменьшается в 6 раз. На рис. 4 пред-

ставлена схема преобразователя напряжения [2] с 12 тиристорами, схема управления имеет шесть каналов управления тиристорами от линейного и фазного напряжения, поэтому схема управления рис. 3 должна иметь нулевой провод и линейку из шести триггеров. Для получения симметричного переменного напряжения на выходе преобразователя фазные обмотки имеют число витков в $\sqrt{3}$ раз меньше линейных. В схеме на рис. 5 используется восемь тиристоров [3], но схема управления должна иметь восемь каналов управления и должна обеспечить одновременную работу двух последовательно включенных тиристоров. Силовые схемы преобразователей напряжения рис. 4, 5 можно использовать в сварочных источниках питания, особенно существенные преимущества, будут при сварке алюминия переменным током. Для сварки переменным током используются сварочные установки промышленной частоты и инверторные источники питания с двойным преобразованием частоты, в которых используется высокочастотный инвертор, выпрямитель, а далее постоянное напряжение преобразуется в прямоугольное переменное напряжение частотой 50 герц. На рис. 6а показано влияние частоты переменного тока на давление дуги. При частоте переменного тока 300 Гц пиковое значение давления возрастает, что увеличивает глубину проплавления. При использовании переменного тока с треугольной формой импульсов рис. 6б не требуется подача высокого напряжения для повторного возбуждения дуги при изменении полярности тока, катодное распыление [4] окисной пленки при такой форме импульса максимальное. К недостаткам установок промышленной частоты можно отнести большие габариты и вес, пониженный КПД, из-за наличия трансформатора работающего на частоте 50 Гц. Инверторные источники питания имеют низкий КПД за счет двойного инвертирования,

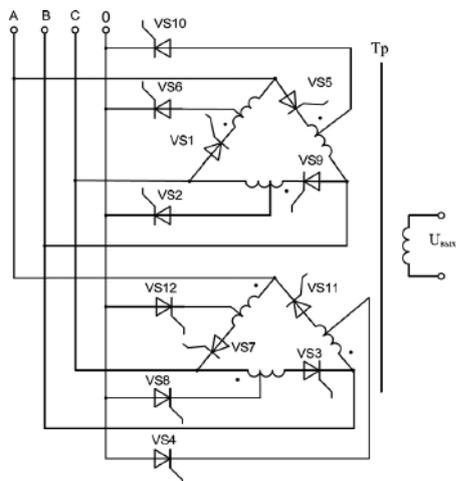


Рис. 4. Преобразователь трехфазного напряжения в однофазное частотой 300 Гц с 12 тиристорами

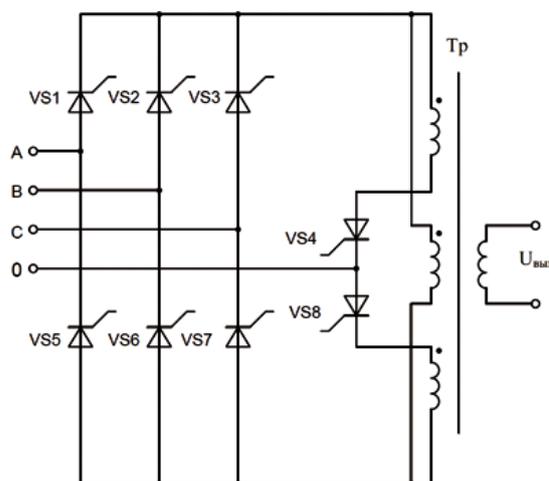
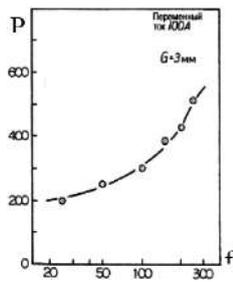
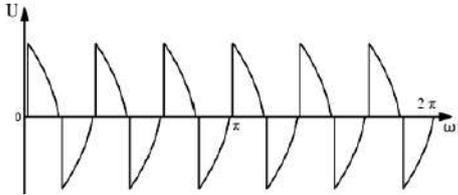


Рис. 5. Преобразователь трехфазного напряжения в однофазное частотой 300 герц с восьмью тиристорами



а



б

Рис. 6. Преимущества тиристорного источника питания:
а – влияние частоты на давление дуги;
б – форма выходного напряжения

повышенный уровень акустических шумов, за счет прямоугольного напряжения, низкую надежность и высокую сложность электронной схемы.

Выводы

Эффективность применения схемы преобразователя зависит от конкретных условий работы. Определяющую роль здесь играют технологические преимущества, КПД, надежность работы и стоимость изделия.

Литература

1. А. с. 1110571 СССР, МКИЗ В 23 К 9/00. Устройство питания для дуговой сварки / С. Б. Якобашвили и др. (СССР). – 3604887/25-27; заявл. 07.04.83; опубл. 30.08.84, Бюл. № 32. – 6 с. ил.

2. Заявка 96101238 Российская Федерация, МПК6 В23К9/00. Преобразователь Фролова / Фролов В. А.; заявитель Фролов В. А.; заявл. 18.01.1996; опубл. 20.03.1998.

3. Пат. 109685 Российская Федерация, МПК7 В23К9/06. Источник питания сварочной дуги / Фролов В. А.; заявитель и патентообладатель Фролов В. А.; заявл. 07.12.2010; опубл. 27.10.2011, Бюл. №30. – 2 с.: ил.

4. Гуревич С. М. Справочник по сварке цветных металлов. – Киев: Наукова думка, 1981. – 607 с.

Фролов Виктор Алексеевич, к. т. н., докторант ЮРГТУ (НПИ), тел.: +7 (918) 516-01-81, e-mail: blasters@yandex.ru.

К. К. Крутиков, В. В. Рожков

МОДЕЛИРОВАНИЕ В СХЕМОТЕХНИЧЕСКОМ ПАКЕТЕ MULTISIM: ПРОБЛЕМЫ И ПУТИ ИХ РЕШЕНИЯ

К. К. Крутиков,
В. В. Рожков

Simulation with circuit design software Multisim:
problems and ways to solve them

Применение пакета Multisim позволяет получать такие модели сложных электронных схем, которые в наибольшей степени приближаются к их физическим прототипам. Эти качества особенно важны в проектной работе и при настройке схем.

Однако практическая работа в Multisim сопровождается рядом проблем, решение которых лежит на пользователе. Возможны ситуации, когда моделирование дает сбой. Причины носят как принципиальный математический, так и технологический характер. Рассматриваются типичные проблемные ситуации и даются рекомендации по их устранению.

Ключевые слова: схемотехническое моделирование, проблемы сбоев, рекомендации по устранению.

Multisim software application allows to derive such models of electronic schemes, that give the highest degree of approach to their physical prototypes. These features are of great importance especially during design work and circuit adjustment.

However, practical work with Multisim software is accompanied by a variety of problems, that should be solved by a user. Situations are possible when simulation fails. Failure causes may be of either principal mathematical or technological character. The paper considers typical problem situations and gives recommendations on how to eliminate them.

Key words: circuit design simulation, failures problems, recommendations for elimination.

Выпрямители, инверторы, преобразователи частоты, компенсаторы реактивной мощности для целей энергосбережения содержат большое количество управляемых (транзисторы) и полупроводимых (тиристоры) ключей. Исследование подобных схем совместно с системами управления с целью настройки, анализа ненормальных режимов, создания компьютерных тренажеров удобнее всего проводить средствами имитационного моделирования. При этом широко применяются пакеты: чисто математические (*Maple*, *Mathcad*, *PSPICE*), комплексные (*MatLab*) [1], схемотехнические (*Multisim*) [2] и др. *Multisim* имеет ряд положительных особенностей. Он позволяет создать такие схемотехнические модели, которые в наибольшей степени приближены к натурным схемам. Более того, *Multisim* предполагает возможность “сквозного” проектирования – от модели схемы к трассировке печатной платы.

Во всех случаях математическое ядро пакетов решает систему уравнений электрического состояния. Особенность уравнений с ключевыми элементами – так называемая жесткость [3], (т. е. резко различающийся порядок компонент матриц). Явление жесткости приводит к тому, что ряд численных методов вообще не пригоден, другие обуславливают плохую сходимость и значительное время моделирования. Еще более усложняется расчет, когда ключевые элементы (диоды, тиристоры) представлены подробными моделями, всесторонне учитывающими их сложную природу.

В некоторых пакетах (например, *MatLab*) предлагается несколько расчетных численных методов, и пользователь имеет возможность выбрать самый эффективный из них. В пакете *Multisim* такие возможности также есть, но они могут быть

привлечены только после проведения первичного эксперимента, окончившегося сбоем. Тогда в диалоговом режиме пользователю предлагается автоматический поиск неудачи и ее устранение. При получении согласия осуществляется по шагам программа отладки “ассистент”. Она вначале инспектирует топологию модели, выявляя очевидные ошибки, затем предлагает изменение расчетного метода интегрирования уравнений состояния, затем манипулирует шагом численного расчета, точностью и др., систематизируя причины сбоя. В случае выявления всех предусмотренных программой “ассистент” причин автоматически устанавливаются параметры, способствующие успеху моделирования. Но причин сбоев может быть существенно больше, так что гарантии положительного исхода при этом нет и быть не может. Возможны варианты:

- программа “ассистент” выявила причины сбоя, так что повторный эксперимент с учетом рекомендаций стал успешным;
- программа “ассистент” выявила заложенные в ней возможные причины сбоя, но повторный эксперимент с учетом ее рекомендаций по-прежнему дает сбой;
- отладка не может устранить сбой, о чем и выдается соответствующее сообщение.

Практика применения пакета показывает, что последний вариант встречается чаще других даже при высокой квалификации инженера-пользователя. Рассмотрим такой вариант подробно и дополнительно к имеющимся рекомендациям укажем ряд новых.

Можно попытаться:

а) изменить топологию цепи, исключая последовательное соединение двух разрывов (например,

индуктивность, последовательно соединенную с диодом или тиристором, можно зашунтировать высокоомным резистором);

б) схемы большой сложности с сотнями узлов и компонентов в *Multisim* моделируются, как правило, без затруднений. Исключение составляют те, где содержатся электронные ключи, в частности, тиристоры.

Тиристор как полууправляемый ключ сложнее любого другого. Для его открытия должны быть выполнены два условия: положительное напряжение “анод–катод”, наличие сигнала управления. При выполнении этих условий тиристор может включиться, если ток нарастает достаточно быстро до величины тока удержания к моменту, когда сигнал управления снимается. (Тиристор может также аварийно включиться и без сигнала управления, если напряжение “анод–катод” значительно возрастет скачком). Во включенном состоянии тиристор ведет себя подобно диоду.

Выключение тиристора может происходить:

- при плавном спаде тока до нуля (в схемах с естественной коммутацией);
- при скачкообразном изменении напряжения “анод–катод” в область отрицательных величин (в схемах с искусственной коммутацией).

Отрицательное напряжение должно сохраняться некоторое время для восстановления запирающих свойств тиристора, после чего оно может скачком измениться в область положительных значений, создавая одно из двух необходимых условий для дальнейшего включения.

В библиотеке элементов *Multisim* имеется большое число реальных тиристоров различных фирм-производителей, смоделированных уравнениями в известных программных моделях *SPICE* [4] с учетом всего сказанного. При этом иногда встречаются ошибки в уравнениях моделей.

Работа пользователя с библиотечными моделями тиристоров в *Multisim* требует исключительной внимательности и навыков проверки их заявленных свойств. Встречающиеся в описаниях моделей ошибки трудно увидеть даже опытному пользователю. Так, например, в модели тиристора TGF148_1100В напряжение обратного пробоя BV указано как 6 В (т. е. этот “тиристор” выдерживает напряжение не больше 6 В). В модели тиристора 2N1595 неверно указано критическое прямое напряжение (12 В). Этот тиристор самопроизвольно включается при нарастании прямого напряжения до 12 В при отсутствии импульса управления. Использование такой модели также чревато сбоями.

При этом среда выдает сообщение об ошибке и автоматическая отладка программой “ассистент” заканчивается неудачей.

Можно:

– вручную отредактировать *SPICE*-модель ключевого элемента, увеличив, например, имеющееся

в библиотечной модели значение обратного напряжения пробоя тиристора до паспортной величины; – воспользоваться самодельной упрощенной моделью полупроводника.

В большинстве случаев практического моделирования преобразователей (без необходимости разработки печатной платы) учет реальных сложных свойств тиристора не требуется, и для этих целей целесообразно использовать его упрощенную модель, отсутствующую в пакете *Multisim*. (Для ряда элементов такие “виртуальные” модели (например, диода) пакетом *Multisim* предусмотрены). Модернизированный (“виртуальный”) тиристор должен обладать лишь основными принципиальными свойствами идеального ключа-защелки с односторонней проводимостью. Нелинейность, собственная емкость, индуктивность, другие тонкие эффекты при этом можно игнорировать. Такая упрощенная модель тиристора может быть реализована программно или аппаратно средствами самого пакета *Multisim*. Вариант аппаратной модели показан на рис. 1.

Схема содержит: виртуальный диод, имитирующий одностороннюю проводимость; высокоомный резистор (100 кОм), учитывающий сопротивление утечки; идеальный ключ, управляемый напряжением, шунтирующий обратное сопротивление на интервале замкнутого состояния; компараторы, определяющие знак анодного тока и напряжения “анод–катод”, наличие напряжения управления; логические элементы ИЛИ и логические элементы И; RS-триггер. Входные сигналы поступают на модель с гальваническим разделением источниками напряжения, управляемыми напряжением (ИНУН). Такое разделение позволяет использовать “модернизированную” модель с произвольным количеством тиристоров в схеме.

На установочный вход “S” триггера поступает сигнал управления при условии положительности напряжения “анод–катод”. При этом тиристор включается и остается во включенном состоянии на

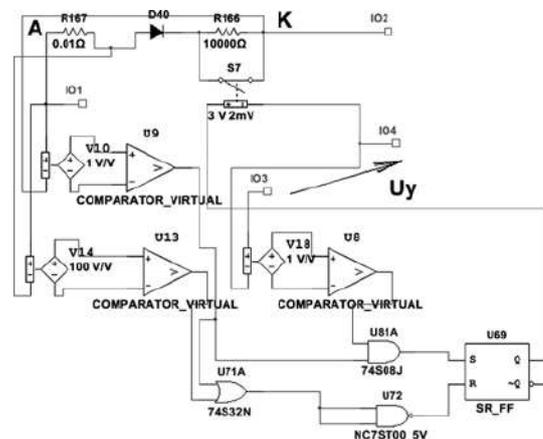


Рис. 1

весь интервал, пока анодный ток больше нуля, или напряжение “анод–катод” больше нуля.

Аппаратную модель “модернизированного” тиристора можно реализовать и по-другому. Так, например, сигнал анодного тока можно получить с помощью источника напряжения, управляемого током (ИНУТ). При этом отпадает необходимость введения в анодную цепь резистора (0,01 Ом), играющего роль шунта.

Схему можно “свернуть” в подмодель, выделив ее мышью и нажав правой кнопкой опцию “Replace by Subcircuit” (поместить в подмодель). При этом для удобства с помощью опций редактирования можно подписать входы, переместить их вправо-влево, вверх-вниз, нарисовать на блоке схемное обозначение элемента и т. д. Схема рис. 1 в итоге свернута в схему рис. 2.

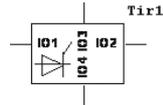


Рис. 2

На схеме обозначены: IO1 – анод, IO2 – катод, IO3 – управляющий электрод, IO4 – виртуальная “земля” для сигнала управления (в реальном тиристоре она совпадает с катодом).

Простейшая однополупериодная схема выпрямления с моделью тиристора по рис. 1 показана на рис. 3. Параметры элементов схемы:

- источник питания синусоидальный 220 В частотой 50 Гц;
- резистор 2 Ом;
- индуктивность 10 мГн;
- задержка импульсов управления 2 мс (угол управления 36°).

Результаты моделирования приведены на рис. 4.

Для сравнения на рис. 5 приведена модель с библиотечным тиристором S2800M (параметр BV = 720 В), а эксперимент с теми же параметрами схемы – на рис. 6. Результаты экспериментов на двух моделях близки, однако время моделирования с библиотечным тиристором в шесть раз больше.

Рассмотрим вариант трехфазной мостовой схемы со следующими параметрами:

- сеть – симметричная, фазные напряжения 220 В, частота 50 Гц;
- нагрузка – активно-индуктивная, $R_n = 10 \text{ Ом}$, $L_n = 100 \text{ мГн}$;

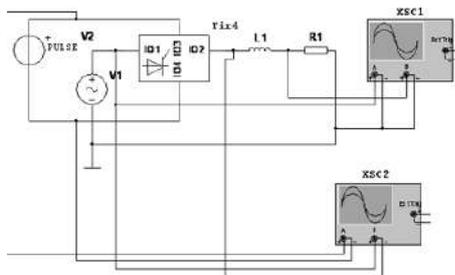


Рис. 3

- параметры управления: угол управления $\alpha = 30^\circ$, ширина импульса управления $\Delta\theta = 60^\circ$. Модель схемы с “модернизированными” тиристорами и осциллограммы основных переменных приведены на рис. 7.

Тот же эксперимент с библиотечным тиристором BT145_500R (напряжение пробоя BV = 600 В) – по-



Рис. 4

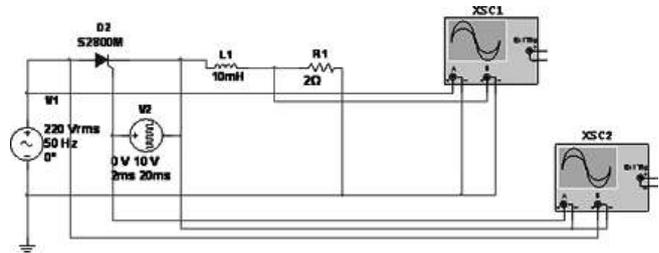


Рис. 5



Рис. 6

сле настройки параметров программой “ассистент” окончился удачей (рис. 8).

Особенно уязвимы модели с “быстрыми” электронными компонентами (диоды Шоттки и др.). Схема выпрямления высокочастотной пачки сигналов с частотой 10 кГц и трансформатором приведена на рис. 9.

Параметры схемы:

- импульсный источник типа меандр с амплитудой 20 В и частотой 10 кГц;
- длительность “пачки” – 2,5 мс;
- трансформатор с двумя вторичными обмотками (витки N1 = 10, N2 = N3 = 5 индуктивность намагничивания 50 мкГн, индуктивность рассеяния 2 мкГн);
- параметры RC-нагрузки: R = 100 Ом, C = 1 мкФ;
- сглаживающий дроссель в выпрямленной цепи L = 47 мкГн, R = 0,01 Ом.
- диоды Шоттки 1N5819RLG (40 В, 1 А).

Оциллограммы эксперимента после настройки параметров моделирования программой отладки “ассистент” приведены на рис. 10.

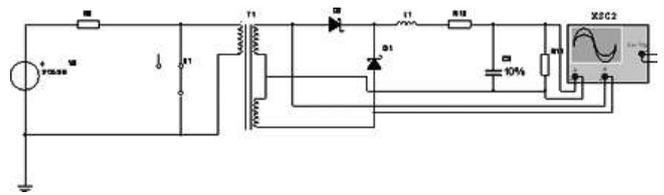


Рис. 9

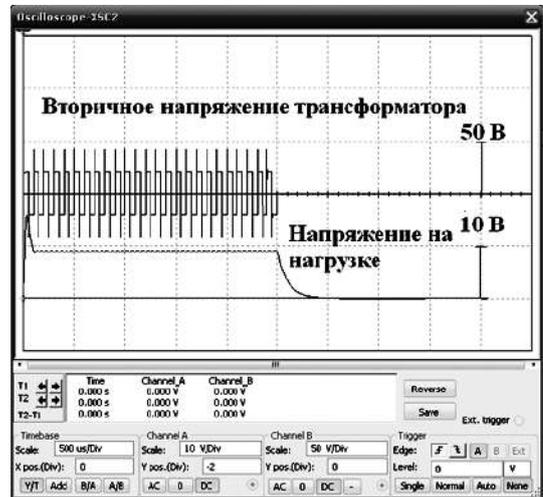


Рис. 10

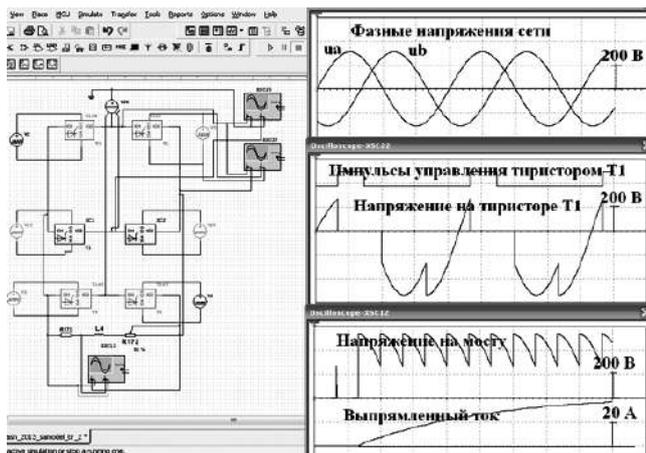


Рис. 7

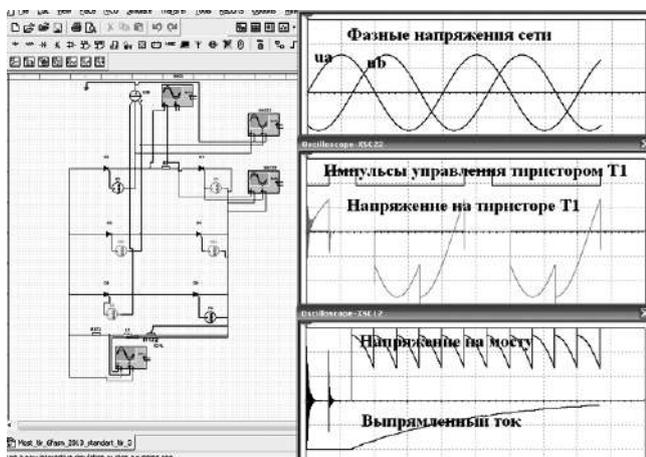


Рис. 8

Заключение

При моделировании сложных схем в схемотехническом пакете *Multisim12* следует использовать в полной мере как возможности настройки параметров моделирования и отладки моделей самого пакета, так и дополнительные, вводимые пользователем. Только тогда удастся получить работоспособную схему.

Литература

1. Герман-Галкин С. Г. Matlab & Simulink. Проектирование мехатронных систем на ПК: учебное пособие. / Герман-Галкин С.Г. – СПб.: Корона принт, 2006. – 368 с.
2. Марк Е. Хернхтер. Multisim 7. Современная система компьютерного моделирования и анализа схем электронных устройств. М.: ДМК Пресс, 2006. – 492 с.
3. Демирчян К. С., Бутырин П. А. Моделирование и машинный расчет электрических цепей: Учеб. пособие для электр. и электроэнерг. спец. вузов. – М.: Высшая школа, 1988. – 335 с.
4. Разевиг В. Д. Применение программ P-CAD и PSpice для схемотехнического моделирования на ПЭВМ, выпуск 2, под общ. ред. д.т.н., проф. Г. М. Веденева. М.: “Радио и связь”, 1992. – 72 с.

Крутиков Кирилл Кириллович, к. т. н., доцент ФГБОУ ВПО “НИУ «МЭИ»” в г. Смоленске, тел.: +7 (910) 712-34-35;

Рожков Вячеслав Владимирович, к. т. н., доцент ФГБОУ ВПО “НИУ «МЭИ»” в г. Смоленске, тел.: +7 (910) 715-66-04, e-mail: rozhkov_vjach@rambler.ru.

Д. В. Сухов, Д. А. Шевцов, Д. М. Шишов

ОБЗОР БЕЗДАТЧИКОВЫХ МЕТОДОВ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ПОЛОЖЕНИЯ РОТОРА СИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ С ПОСТОЯННЫМИ МАГНИТАМИ

*D. V. Sukhov, D. A. Shevtsov,
D. M. Shishov*

В статье представлена классификация и описание различных методов бездатчикового управления синхронным электродвигателем с постоянными магнитами на роторе. Приведены их достоинства и недостатки.

Ключевые слова: синхронный двигатель с постоянными магнитами на роторе, датчик положения ротора, бездатчиковое управление.

Review of Rotor Position Sensorless Estimation Techniques of Synchronous Machine with Permanent Magnets

Classification and description of various methods of synchronous motor with permanent magnets sensorless control of is presented in this paper. Their advantages and disadvantages are given.

Key words: synchronous machine with permanent magnets, position sensor, sensorless control.

Синхронные электродвигатели с мощными редкоземельными постоянными магнитами на роторе пользуются все большей и большей популярностью в различных областях: от точной механики до общего машиностроения. Их прекрасные динамические свойства, высокий КПД, компактность, простота управления и моделирования позволяют им стать отличной заменой двигателям постоянного тока, которые обладают целым рядом недостатков, однако все еще занимают лидирующие места по своему распространению. В этой статье дается обзор известных методов определения положения ротора и скорости бездатчиковых приводов на базе синхронного электродвигателя с постоянными магнитами (СДПМ).

Идеи бездатчикового управления электроприводами начали появляться еще в середине 1970-х годов. Например, в [1] был описан способ построения замкнутой системы управления синхронным двигателем с определением положения ротора путем анализа форм кривых токов фаз (“*waveform detection*”). Общего названия для подобных методов долгое время не существовало. В некоторых публикациях их называли косвенным определением положения, а в некоторых — наоборот: прямым определением положения, потому что информация поступала непосредственно с клемм питания электродвигателя, а не с отдельного устройства. Сейчас термин бездатчиковое управление используется повсеместно, однако следует иметь в виду, что датчики тока и напряжения все же используются. В последние десятилетия были сделаны значительные усилия в этой области и были разработаны десятки различных подходов. Одни из них просты, но не могут использоваться там, где предъявляются повышенные требования к точности управления и ширине скоростного диапазона. Другие — используют очень сложные алгоритмы и требуют больших вычисли-

тельных мощностей. Они позволяют достигнуть очень большой эффективности использования электродвигателя и точности регулирования.

Отказ от датчиков положения ротора обусловлен повышением требований к электроприводу. Датчики не могут использоваться при высокой температуре окружающей среды (до 125 °С), сильной вибрации. Кроме того, они занимают дополнительное место в конструкции двигателя и увеличивают его стоимость. При использовании бездатчиковой системы снижается сложность монтажа системы из-за отсутствия дополнительных электрических связей. Однако, у бездатчиковых методов управления есть, конечно же, и свои минусы. Самые главные проблемы связаны с достижением устойчивости системы в широком диапазоне нагрузок. Особое место занимает проблема пуска электродвигателя, так как в состоянии покоя информация в систему управления не поступает. Есть целый ряд сложностей при управлении бездатчиковым синхронным электродвигателем на малых и околонулевых скоростях из-за того, что сигналы, используемые для вычисления положения ротора, очень малы и содержат сильные помехи.

Таким образом, разработка бездатчиковых систем позволяет удовлетворить самые современные требования к электроприводу, но при этом необходимо преодолеть большое количество технических проблем. Часть из них успешно решена, и эти решения представлены в ряде публикаций отечественных и зарубежных специалистов. Рассмотрим существующие методы бездатчикового управления СДПМ.

Классификация способов бездатчикового управления СДПМ

Существуют три основных класса бездатчиковых методов:

- ☞ фундаментальные методы;
 - ☞ методы, основанные на периодических изменениях параметров двигателя из-за неравномерностей структуры ротора. Методы введенных сигналов;
 - ☞ методы с применением “искусственного разума”.
- К фундаментальным методам относятся:

- а) Неадаптивные методы:
1. Методы определения положения ротора с помощью измерения противо-ЭДС.
 2. Методы определения положение ротора с помощью вычисления противо-ЭДС.
 3. Методы определения положения ротора двигателя с вычислением магнитного потока.
- б) Адаптивные методы:
1. Вычислители положения ротора, основанные на критерии абсолютной устойчивости Попова.
 2. Методы с использованием различных наблюдателей.

Обзор неадаптивных методов

Неадаптивные методы используют в качестве входных данных измеренные токи и напряжения. Это самые простые с точки зрения вычислений методы определения положения ротора. Они основаны на использовании простейших систем уравнений, описывающих процессы, протекающие в электрических и магнитных цепях.

Методы определения положения ротора с помощью измерения противо-ЭДС

Пересечение нуля. Для того чтобы питать СДПМ, можно использовать только две фазы из трех. Таким образом, третья фаза может использоваться как своеобразный “датчик”. Измеряя напряжение на неподключенной к источнику питания фазе, мы можем измерить противо-ЭДС, наводимую в обмотках электродвигателя. С помощью этой информации можно определить моменты переключения силовых транзисторов инвертора. На рис. 1 показано, что если моменты перехода противо-ЭДС через нуль сместить на 90 электрических градусов, то мы получим информацию о положении полюсов ротора относительно расточки статора.

Для определения моментов перехода сигнала через нуль в [2] авторы предлагают сравнивать напряжения фаз с напряжением в нейтральной точке с помощью компараторов. В момент перехода через ноль одно из напряжений фаз становится равным напряжению в нейтральной точке. В сигнал с компаратора необходимо ввести задержку в 90 электрических градусов для генерации сигналов управления инвертором.

Недостатки метода: возникает ошибка между реальным и измеренным положением ротора дви-

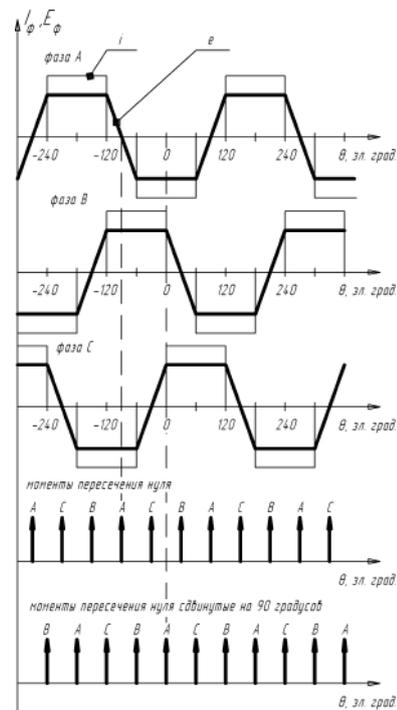


Рис. 1

гателя вследствие изменения скорости вращения (сдвиг по фазе); метод не работает на низких скоростях; необходима дополнительная схмотехника для создания аналога напряжения в нейтральной точке.

Третья гармоническая. Ряд зарубежных авторов в своих статьях [3–5] предлагают еще один метод бездатчикового определения положения ротора СДПМ с помощью измеренной противо-ЭДС. Они предлагают получать интересующую нас информацию из третьей гармонической составляющей сигнала. Однако эта составляющая должна содержаться в магнитном потоке рабочего зазора, поэтому требуется специальная конструкция электрической машины. Для того, чтобы определить нужный нам сигнал, авторами предлагается электрическая схема, изображенная на рис. 2. *Moreria* в [5] показал, что

$$u_{as} + u_{sn} + u_{na} = 0; \tag{1}$$

$$u_{bs} + u_{sn} + u_{nb} = 0; \tag{2}$$

$$u_{cs} + u_{sn} + u_{nc} = 0. \tag{3}$$

При сложении этих трех соотношений получим:

$$(u_{as} + u_{bs} + u_{cs}) + 3u_{sn} + (u_{na} + u_{nb} + u_{nc}) = 0. \tag{4}$$

Для симметричных магнитной и электрической цепей сумма напряжений фаз статора и сумма токов фаз равны нулю. Из этого следует, что

$$u_{sn} = \frac{1}{3}(u_{n=3} + u_n), \tag{5}$$

где $u_{n=3}$ – третья гармоника противо-ЭДС;

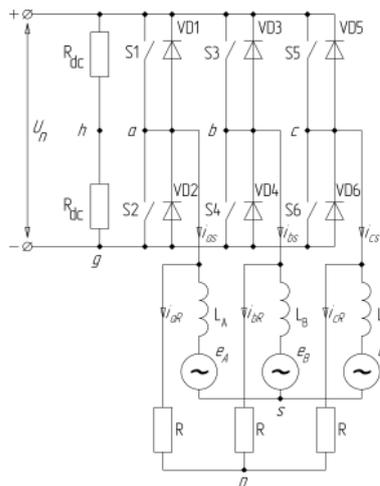


Рис. 2

u_n — напряжение питания.

Поток ротора может быть вычислен путем интегрирования $u_{n=3}$:

$$\psi_r = \int u_{n=3} dt. \quad (6)$$

Далее сигнал ψ_r подается на схему детектора перехода через нуль. Последовательность переключения транзисторов инвертора определяется из информации, получаемой с детектора.

Данный метод не так чувствителен к задержке по фазе, как предыдущий. К недостаткам следует отнести невозможность управлять СДПМ на низких и околонулевых скоростях, а так же то, что схема управления содержит три датчика напряжения и два датчика тока.

Метод интегрирования. Предлагается использовать три интегратора, входными сигналами для которых являются противо-ЭДС фаз (рис. 3). Как только сигнал противо-ЭДС неподключенной фазы переходит через нуль, начинается его интегрирование. Оно продолжается до момента, когда полученная величина достигнет заранее определенного порогового значения. Тогда интегрирование прекращается и генерируется сигнал переключения фаз. Интегратор держится в сбросе до тех пор, пока ток в следующей отключенной фазе не спадет до нуля. Пороговое значение устанавливается в зависимости от машины и остается постоянным на всем диапазоне скоростей. Для улучшения формы тока его можно корректировать.

Недостатками метода являются: невозможность управления электродвигателем на низких и околонулевых скоростях; большое количество датчиков: три датчика напряжения и три датчика тока. Так же необходимо заранее задать порог интегрирования.

Анализ тока через обратные диоды инвертора. Информация о положении ротора может быть получена из анализа состояния обратных диодов, защищающих силовые ключи инвертора. В течение

короткого интервала времени в отключенной фазе продолжает течь ток. Этот ток протекает и в защитных диодах. Причем момент времени, когда он падает до нуля, соответствует моменту коммутации. Это происходит из-за того, что в этот же момент противо-ЭДС отключенной фазы так же пересекает нуль. Таким образом, данный метод можно отнести к методам определения положения ротора по измеренной противо-ЭДС в отключенной фазе.

Обратимся к рис. 4. Когда ключи $S_{Aн}$ и $S_{Bн}$ включены, ток протекает через фазы A и B . Фаза C отключена. Когда $S_{Aн}$ выключается, ток продолжает течь через $VD_{Aн}$ и спадает до нуля. Схема, определения момента спада, представлена на рис. 5.

Главным недостатком метода является необходимость в наличии шести изолированных источников напряжения, которые используются для создания опорных напряжений компараторов. Метод не работает на малых скоростях.

Метод определения положения ротора двигателя с помощью вычисления противо-ЭДС. Все предыдущие методы имеют один существенный недостаток: для получения интересующей нас информации одна из фаз статора все время должна быть отключена от источника питания. Вследствие этого имеется возможность организовать только 120-градусную коммутацию обмоток. Однако если сигнал противо-ЭДС не измерять, а вычислять, то можно задействовать сразу все три фазы. Согласно второму закону Кирхгофа для контура, изображенного на рис. 6 и представляющего собой модель фазы статора синхронной машины:

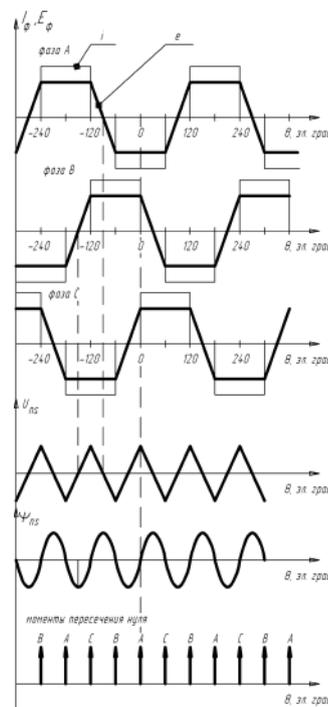


Рис. 3

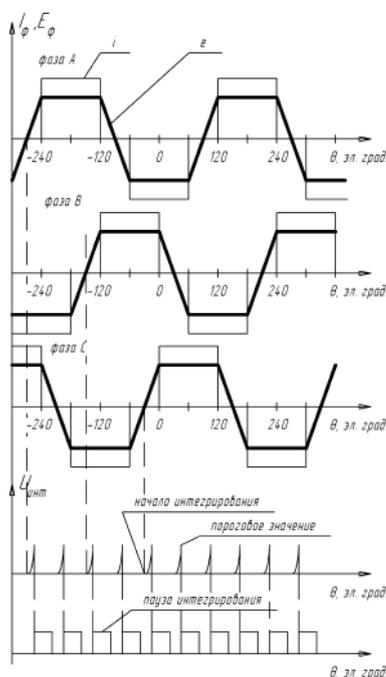


Рис. 4

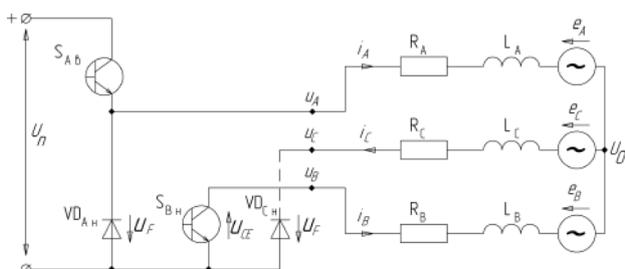


Рис. 5

$$u_a = iR_A + L_A \frac{di}{dt} + e_A. \tag{7}$$

Отсюда:

$$e_A = u_A - iR_A - L_A \frac{di}{dt}. \tag{8}$$

Если допустить, что фазы симметричны, то есть равны их сопротивления и индуктивность, то, задав эти параметры, можно выполнить необходимые вычисления. Далее используются технология, использованная в методе пересечения нуля.

К недостаткам метода можно отнести наличие трех датчиков тока и трех датчиков напряжения. Кроме того, точность управления сильно зависит от параметров фаз двигателя. Определить положение

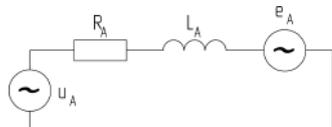


Рис. 6

ротора в состоянии покоя невозможно, однако за счет применения цифровых фильтров для выделения полезного сигнала, можно попытаться расширить скоростной диапазон в сторону малых оборотов.

Методы определения положения ротора двигателя с вычислением потокосцепления

Функция потокосцепления в системе координат, связанной со статором, однозначно определяет положение полюсов ротора. Таким образом, можно сформировать последовательность импульсов управления на основе информации об изменении магнитного потока в рабочем зазоре, который вычисляется с помощью измеренных линейных напряжений фаз и токов в них. Из закона электромагнитной индукции

$$\psi = \int e dt, \tag{9}$$

где ψ – потокосцепление, e – наводимая магнитным потоком ЭДС. В системе координат статора ($\alpha-\beta$):

$$\psi_\alpha = \int (u_\alpha + R_s i_\alpha) dt; \tag{10}$$

$$\psi_\beta = \int (u_\beta + R_s i_\beta) dt. \tag{11}$$

Направление вектора магнитного потока в рабочем зазоре можно найти из выражения:

$$\theta = \arctg \frac{\psi_\beta}{\psi_\alpha}, \tag{12}$$

где θ – угол поворота вектора магнитного потока по рашотке статора.

Существуют два основных подхода к управлению СДПМ с помощью вычисления потокосцепления.

1. Управление без обратной связи с непосредственным вычислением потокосцепления. В этом методе используется интегрирующее звено. Однако такой подход кроме простоты имеет две серьезных проблемы:

- а) операционный усилитель, на базе которого строится интегрирующее звено, имеет напряжение смещения. Этот малый сигнал постоянно интегрируется и в итоге приводит к насыщению усилителя;
- б) при интегрировании необходимо задать начальные условия.

2. Управление с обратной связью с использованием механической модели или таблиц состояния.

В механической модели момент вычисляется с помощью потокосцепления и токов, как показано в [4], где токи в трех фазах определяются из предполагаемого начального положения и, затем, вычисляются потокосцепления. Далее определяется момент, и положение ротора, которым мы задались в начале, корректируется. Затем, с помощью разницы между вычисленным и измеренным током, уточняется вычисленное потокосцепление.

Во втором подходе потокосцепление вычисляется с помощью измеренных токов и напряжений. Для определения положения ротора используется таблица состояния (*look-up table*) в которой содержится зависимость потокосцепления от позиции ротора [5].

Некоторые авторы считают, что методы определения положения с вычислением потокосцепления – это расширение метода противо-ЭДС, так как противо-ЭДС вычисляется в первую очередь, и только после этого магнитный поток.

Недостатками данного метода являются: зависимость точности вычислений от параметров машины: индуктивностей и сопротивлений фаз; невозможность управления двигателем на малых и околонулевых скоростях.

Обзор адаптивных методов

В адаптивных методах бездатчикового управления вычисляется ошибка между параметрами реальной системы и вычисленными параметрами математической модели этой системы с целью адаптации параметров модели и минимизации величины ошибки. Желательно, чтобы процесс адаптации был стабильным и помехоустойчивый.

Методы с использованием системы с адаптивной базовой моделью (MRAS)

Метод основан на критерии абсолютной устойчивости Попова. В нем присутствуют две математические модели системы: базовая модель, содержащая желаемые параметры и адаптивная – корректирующая базовую. Система уравнений для базовой системы выглядит следующим образом:

$$\begin{cases} \dot{x} = Ax + Bu; \\ y = Cx. \end{cases} \quad (13)$$

В этой системе: x – вектор состояний системы, u – входной вектор, y – вектор выхода, матрицы A, B, C – определяются параметрами СДПМ. Для адаптивной модели система уравнений такова:

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}} = \hat{A}\hat{x} + Bu + K(y - \hat{y}); \\ \hat{y} = C\hat{x}. \end{cases} \quad (14)$$

Здесь значения параметров те же, что и в (13), K – матрица коэффициентов усиления. Элементы, отмеченные знаком “^” – вычисленные.

На рис. 7 представлена основная блок-схема для метода с адаптивной базовой моделью.

На рис. 7 вектор ε представляет собой ошибку между адаптивной и базовой моделями. Разница между реальными и измеренными величинами может быть представлена уравнением для динамической ошибки:

$$\begin{aligned} \frac{d\varepsilon}{dt} &= \frac{d}{dt}(x - \hat{x}) = Ax - \hat{A}\hat{x} - K(Cx - C\hat{x}) = \\ &= (A - KC)\varepsilon + (A - \hat{A})\hat{x}. \end{aligned} \quad (15)$$

Определяемыми переменными состояния могут быть компоненты: потокосцепления, против-ЭДС или реактивной мощности. Для всех определенных состояний может быть применена одна адаптивная модель:

$$\hat{y} = K_p(x_q \hat{x}_d - \hat{x}_q x_d) + K_i \int_0^T (x_q \hat{x}_d - \hat{x}_q x_d) dt. \quad (16)$$

Стабильность и скорость вычисления \hat{y} зависит от пропорциональной и интегральной частей уравнения (16). Теорема об абсолютной устойчивости Попова содержит два условия:

1) уравнение переходной матрицы линейного компонента системы управления должно быть положительно определено или иметь вид полинома Гурвица;

2) нелинейная часть должна содержать интеграл Попова:

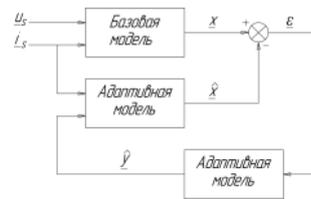


Рис. 7

$$\eta(0, t_1) = \int_0^{t_1} \varepsilon_y^T \rho dt \geq -\gamma_0^2, \quad (17)$$

где ε_y – выходной вектор ошибки; $\rho = (A - \hat{A})\hat{x}$; γ_0 – конечная положительная константа, не зависящая от t_1 . Необходимо отметить, что при использовании критерия Попова, матрицы, описывающие систему, зависят от вычисленной скорости и изменяются во времени.

Наблюдатели состояния

В этой группе методов используется динамическая модель машины, которая принимает на вход те же параметры, что и реальный двигатель. Задача наблюдателя состояния – устранить ошибку, возникающую из-за разницы между измеренными значениями выходных параметров и теми же параметрами, полученными из моделирования. Так как наблюдатели состояния основаны на моделировании, на их эффективность сильно влияет разброс параметров реальной системы.

За рубежом опубликовано множество статей, описывающих различные наблюдатели состояния: наблюдатель Люенбергера (“наблюдатель полного порядка”), упрощенный наблюдатель, нелинейный наблюдатель, наблюдатель с возмущением, наблюдатель со скользящим режимом, наблюдатель на базе фильтра Калмана.

Первым подобный метод разработал профессор Стэнфордского университета Люенбергер в 1964 [6] и эта теоретическая база была применена в сфере управления бесщеточными двигателями постоянного тока с постоянными магнитами.

Система работает следующим образом. Модель управляется токами и напряжениями, которые представляются в системе координат, связанной с ротором, с использованием его вычисленного положения. Разница между вычисленными выходными значениями модели и измеренными токами, переведенными в систему координат, связанную с ротором, используется для пересчета и корректировки предыдущего значения угла поворота. Общая структурная схема для данного метода приведена на рис. 8. Эффективность наблюдателя зависит от выбора коэффициентов модели.

Недостатками наблюдателей являются: невозможность их применения на низких скоростях, чув-

ствительность к неточностям в параметрах модели. Чем ниже скорость, тем чувствительнее становится система к разбросу параметров статора.

Методы, основанные на периодических изменениях параметров двигателя из-за неравномерностей структуры ротора. Методы введенных сигналов

Скорость изменения тока в обмотках статора СДПМ зависит от их индуктивности. Индуктивность обмоток, в свою очередь, является функцией от пространственного положения полюсов ротора относительно полюсов статора, а так же функцией от тока статора. Тем самым, анализируя информацию об изменении индуктивных параметров обмоток или колебаниях тока, можно определить положение ротора.

Существуют три основных способа определения положения ротора с использованием анализа периодических изменений индуктивности обмоток и тока в них. Первый связан с влиянием эффекта насыщения магнитопровода статора на дифференциальную индуктивность обмоток. Принцип этого метода можно понять, используя рис. 9. Из него видно, что в определенных положениях ротора ток достигает максимума или минимума. Соответственно, потокосцепление статора имеет разницу амплитуд в положительной и отрицательной областях, соответствующих двум противоположным положениям ротора. Так как потокосцепление имеет зависимость от угла поворота, то и величина магнитного потока меняется тем же образом, что и сказывается на насыщении магнитопровода статора. В конечном итоге, если насыщение больше, то дифференциальная индуктивность обмоток меньше и амплитуда тока больше, и наоборот. Если измерять скорости нарастания или убывания тока, то можно оценить положение ротора электродвигателя. В [7] авторы, используя данную технологию, добились точности определения в 18 эл. град.

На рис. 9: Ψ_0 – потокосцепление обмоток статора без учета насыщения; Ψ_i – потокосцепление обмоток статора с учетом эффекта насыщения; i_a – ток якоря.

Второй метод может быть применен только для СДПМ с явнополюсным ротором, у которых $L_q > L_d$ из-за того, что по оси q на пути магнитного потока встречается только магнитомягкие материалы, а по оси d – РЗМ магнит, магнитная проницаемость которого чуть больше, чем у воздуха (для $NdFeB \mu = 1,07$). В связи с этим магнитное сопротивление по оси q меньше, чем по оси d . Согласно [8], для индуктивностей фаз можно записать следующие соотношения:

$$L_a = \frac{L_d + L_q}{2} + \frac{L_d - L_q}{3} \left[\cos(2\theta_e) - \cos\left(2\theta_e - \frac{2\pi}{3}\right) \right]; \quad (18)$$

$$L_b = \frac{L_d + L_q}{2} + \frac{L_d - L_q}{3} \left[\cos\left(2\theta_e - \frac{2\pi}{3}\right) - \cos\left(2\theta_e - \frac{4\pi}{3}\right) \right]; \quad (19)$$

$$L_c = \frac{L_d + L_q}{2} + \frac{L_d - L_q}{3} \left[\cos\left(2\theta_e - \frac{4\pi}{3}\right) - \cos(2\theta_e - 2\pi) \right]. \quad (20)$$

Используя уравнения (5.1)–(5.3), можно составить таблицу соответствия положения ротора и индуктивности фаз, измеряя которые, можно с достаточной точностью

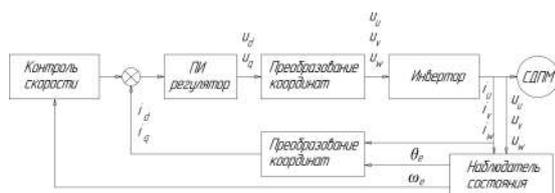


Рис. 8

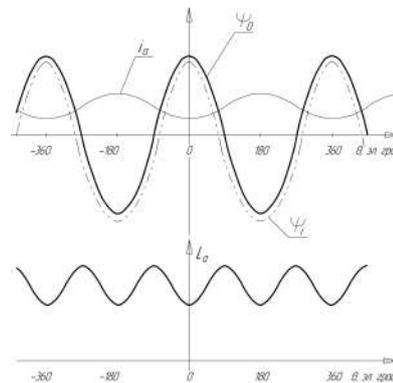


Рис. 9

управлять электродвигателем. Такие таблицы в зарубежной литературе называют “look up table”. Для корректной работы необходимо три раза за период измерять индуктивность, так как она достигает одного и того же значения два раза за поворот в 360 эл. град.

Третий подход основан на введении в питающую цепь статора высокочастотной составляющей напряжения. Под действием этого сигнала наводятся малые токи, изменяющиеся с той же частотой и испытывающие амплитудную модуляцию в зависимости от положения ротора. Измеряя эти токи и обрабатывая их, можно получить сигнал, пропорциональный разнице между реальным и вычисленным положением ротора [8]. Эта технология работает только в случае явнополюсной конструкции. При этом существенным минусом является возникновение нелинейных искажений в введенном сигнале и снижающаяся при этом точность вычисления. Нелинейные искажения возникают как из-за неравномерности магнитных свойств статора электродвигателя, так и по причине питания обмоток статора от полупроводникового преобразователя.

Четвертая методика, основанная на периодическом изменении параметров статора, описана в [9]. В ней не предлагается использовать высокочастотные сигналы, а информацию о положении ротора получать из вычисленной производной тока статора.

В первую очередь анализируются уравнения напряжений статора в осях d - q :

$$u_d = R_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt}; \quad (21)$$

$$u_q = R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + k_e \omega_e. \quad (22)$$

Параметры L_d и L_q – различны, из-за неравномерного распределения магнитных свойств статора вследствие неявнополюсности конструкции и (или) эффекта насыщения.

Когда к обмоткам прикладывается так называемый “нулевой вектор напряжения”, инвертор соединяет фазы двигателя “накоротко”. При этом u_d и u_q равны нулю. Уравнения (21) и (22) упрощаются и приводятся к виду:

$$\frac{di_d}{dt} = \frac{R_s i_d}{L_d}; \quad (23)$$

$$\frac{di_q}{dt} = \frac{-1}{L_q} (R_s i_q - k_e \omega_e). \quad (24)$$

Уравнения (5.6) и (5.7) отображают две разных переменных, которые зависят от разницы L_d и L_q . Вычислив их и зная зависимость пульсаций тока от положения ротора, можно определить последнее. Данный метод, согласно [9], может быть использован для управления СДПМ на очень низких скоростях, что можно отнести к его несомненному достоинству. Однако, он очень сложен с точки зрения реализации из-за взаимного влияния множества параметров на изменение индуктивностей фаз. Так же существенным недостатком является необходимость в явнополюсной конструкции статора.

При применении описанных в этом разделе методов кроме трудностей, связанных с искажениями высокочастотных информационных сигналов (при их применении), необходимо указать на неизбежность возникновения ошибки в позиционировании ротора при действии на вал момента нагрузки.

Методы, с применением “искусственного разума”

С появлением таких инструментов, как нейронные сети и нечеткая логика, некоторые специалисты достаточно успешно применили их для бездатчикового управления. В [10] нейронная сеть определяет положение ротора в зависимости от поступающих на входы токов и напряжений. Из положения ротора вычисляется потокосцепление, и полученное значение сравнивается со значением, полученным с помощью электрических параметров. Разница между этими двумя величинами используется для корректировки весовых коэффициентов нейронной сети. Этот метод не работает на малых скоростях и для пуска необходимо знать начальное положение ротора. Те же самые проблемы относятся и к методам с использованием элементов нечеткой логики.

Также сравнительно недавно для управления синхронными двигателями стали применять так называемый метод прямого управления моментом (“direct torque control” или DTC) [11], который использовался для индукторных машин. Суть метода заключается в непосредственном выборе векторов напряжения для управления магнитным потоком и моментом машины, что схематично показано на рис. 10.

Потокосцепление статора вычисляется интегрированием противо-ЭДС и используется совместно с измеренными токами статора для вычисления момента. Этот метод позволяет получить хорошие характеристики и является бездатчиковым по своей сути. Так же, согласно [11] он может использоваться для управления на очень низких скоростях, что не достигнуто ни одним из описанных в статье подходов. К недостаткам DTC можно отнести сложность системы управления, необходимость в наличии трех датчиков тока и трех датчиков напряжения. Так же необходимо знать примерное начальное положение ротора. Для перехода к работе с замкнутой обратной связью, двигатель должен достигнуть минимальной пороговой скорости.

Выводы

Многообразие описанных методов бездатчикового управления СДПМ и усилия, направленные на поиск новых путей решения этой проблемы, говорят о том, что идеального способа косвенного определения положения ротора (без применения датчиков) не существует. Каждая существующая на сегодняшний день методика имеет свои плюсы и минусы. Общей проблемой для всех остается управление бездатчиковым приводом на очень низких скоростях вращения и определение положения ротора в состоянии покоя.

В отечественных научных журналах наблюдается дефицит информации по данной теме и основным источником информации являются публикации зарубежных авторов. Однако сведения, полученные из этих публикаций, зачастую носят поверхностный характер и не отражают всей глубины проблемы.

Литература

1. J. R. Frus and B. C. Kua, “Closed-loop control of step motors using waveform detection,” – Proc. Int. Conf. Stepping Motors and Systems, Leeds, U.K., pp. 77–84, 1976.
2. K. Iizuka, H. Uzuhashi, M. Kano, T. Tsunehiro Endo and K. Mohri, “Microcomputer Control for Sensorless Brushless Motor,” IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. IA-21, No. 3, pp. 595–601, May 1985.
3. P. Ferrais, A. Vagati, and F. Villata, “P.M. brushless motor drives: a self-commutation system without rotor-position sensor,” Proceeding of the ninth annual symposium on incremental motion control systems and devices, Vol. 1, No. 1, pp. 305–312, June 1980.
4. N. Ertugrul and P. Acarnley, “A new algorithm for sensorless operation of permanent magnet motors,” IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 30, No. 1, pp. 126–133, Feb. 1994.

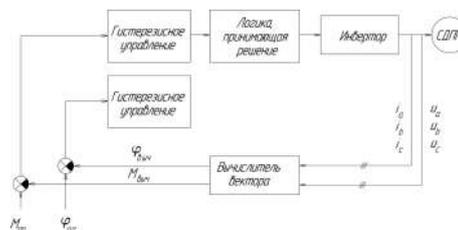


Рис. 7

5. J. C. Moreira, “Indirect sensing for rotor flux position of permanent magnet AC motors operating over a wide speed range,” IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 32, No. 6, pp. 1394–1401, Dec. 1996.

6. P. P. Acarnley and J. F. Watson, “Review of position-sensorless operation of brushless permanent-magnet machines,” IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 53, No. 2, pp. 352–362, April 2006.

7. S. Nakashima, Y. Inagaki and I. Miki, “Sensorless initial rotor position estimation of surface permanent-magnet synchronous motor,” IEEE Transactions on Industrial Applications, Vol. 36, No. 6, 2000.

8. Peter Vas, “Sensorless Vector and direct torque control,” Book, Oxford science publications, Oxford OX2 6DP, ISBN: 019858564651, 1998.

9. R. Raute, C. Caruana, J. Cilia, C.S. Staines and M. Sumner, “A zero speed operation sensorless PMSM drive without additional test signal injection,” 2007 European Conference on Power Electronics and Applications, Vol. 3, No. 2, pp. 1–10, Sept. 2007.

10. H. Fengtai and T. Dapeng, “A neural network approach to position sensorless control of brushless DC motors,” Proceedings of the 1996 IEEE 22nd International Conference on Industrial Electronics, Control, and Instrumentation, IECON, Vol. 2, No. 5, pp. 1167–1170, Aug. 1996.

11. G. Foo and M.F. Rahman, “Sensorless Direct Torque and Flux-Controlled IPM Synchronous Motor Drive at Very Low Speed Without Signal Injection,” IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 57, No. 1, pp. 395–403, Jan. 2010.

Сухов Дмитрий Викторович, старший преподаватель кафедры “Электроэнергетических, электромеханических и биотехнических систем” МАИ, тел.: +7(499)158-41-95;

Шевцов Даниил Андреевич, д. т. н., профессор кафедры “Микроэлектронных электросистем” МАИ, тел.: +7(499)158-45-59;

Шишов Дмитрий Михайлович, аспирант кафедры “Электроэнергетических, электромеханических и биотехнических систем” МАИ, тел. +7(499)158-41-95, e-mail: tixi-2@mail.ru.