

ISSN 0013-5860





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

МЕДАЛЬ
“ЗА ЗАСЛУГИ В
ЭЛЕКТРОТЕХНИКЕ”



УЧРЕДИТЕЛИ

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

СОВЕТ УЧРЕДИТЕЛЕЙ

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

РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ

Главный редактор **КОЧЕТКОВ В.Д.**

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

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

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

Подписаться на журнал можно в почтовых отделениях связи по объединённому каталогу Департамента почтовой связи. Подписной индекс — 71111.

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

В редакции можно подписаться на журнал с любого месяца и приобрести отдельные номера за прошлые и нынешний годы.

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

**Адрес редакции: 111250, Москва, Красноказарменная ул., 12. Телефон/факс: (495) 361-95-96
E-mail elektrotechnika@mtu-net.ru**

Редактор отдела О.В. Кунавина.
Научный редактор Л.А. Романова.
Редактор З.П. Фёдорова

Сдано в набор 14.08.2006. Подписано в печать 25.09.2006. Формат 60 88 1/8
Бумага офсетная № 1. Печать офсетная. Печ. л. 8. Заказ 132
Цена свободная. Тираж 1000 экз. Зарегистрирован Комитетом РФ по печати, регистрационный №01330.

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

© «Электротехника», 2006 г.

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

№ 10 ОКТЯБРЬ 2006

СОДЕРЖАНИЕ

СИЛОВАЯ ЭЛЕКТРОНИКА

ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ПРИБОРЫ И ТЕХНОЛОГИЯ

Семёнов А.Ю., Ставцев А.В., Черников А.А., Дерменджи П.Т., Локтаев Ю.М., Сурма А.М. Новые силовые полупроводниковые приборы ЗАО "Протон-Электротекс" 2

Ковалев Ф.И., Евсеев Ю.А. Новые полупроводниковые материалы для силовых приборов 7

Семёнов Г.М., Сухов А.В. О надёжности эксплуатации силовых полупроводниковых приборов за пределами срока службы в преобразовательных агрегатах 9

Рахимо М., Копта А., Айхер С., Шлапбах У., Линдер С. Режим самоограничения "SSCM" – прорыв характеристик области безопасной работы силовых высоковольтных IGBT и диодов 13

Евсеев Ю.А. К вопросу о включении p - n - p - n -структур светом 19

Пчельников Ю.Н. Генерация атмосферной плазмы с помощью замедляющей системы 20

ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

Харитонов С.А., Брованов С.В. Однофазный трёхуровневый выпрямитель с улучшенным гармоническим спектром входного тока 27

Ворфоломеев Г.Н., Евдокимов С.А., Щуров Н.И., Малозёмов Б.В. Синтез схем выпрямления, основанный на топологии вращающихся систем напряжений вентильных обмоток 33

Берестов В.М., Харитонов С.А. Алгоритм управления многоуровневым инвертером напряжения 41

Белов Г.А. Синтез системы управления широтно-импульсным корректором коэффициента мощности 46

Розанов Ю.К., Гринберг Р.П. Гибридные фильтры для снижения несинусоидальности тока и напряжения в системах электроснабжения 55

Иванов А.Г., Пименов В.М., Николаев А.Н., Виноградов А.Н. Алгоритмы переключения и моделирование тиристорных устройств плавного пуска электродвигателей 60

Розанов Ю.К., Соломатин А.В., Крюков К.В. Повышение эффективности систем электроснабжения с нетрадиционными источниками электроснабжения 63

НАШИ ЮБИЛЯРЫ

Валерий Александрович Альтов 69

Вологодская областная универсальная научная библиотека

научная библиотека И.В. Бабушкина

CONTENTS

POWER ELECTRONICS

SEMI-CONDUCTING INSTRUMENTATION AND TECHNOLOGY

Semenov A.Yu., Stavtcev A.V., Chernikov A.A., Dermendji P.T., Loktaev Yu.M., Surma A.M. The new Power Semiconductor Devices of JSC "Proton-Electrotex" 2

Kovalev F.I., Evseev Yu.A. New semiconductor material for power instrument 7

Semenov G.M., Sukhov A.V. About reliability of maintenance of power semiconducting devices outside life expectancy in converter aggregates 9

Rahimo M., Kopta A., Elcher S., Schlapbach U., Linder.S. Mode self-restriction "SSCM" breakout of the features of the area of the safe work power high-tension IGBT and diode 13

Evseev Yu.A. To a question of turn on of p-n-p-n-structure by light 19

Pchelnikov Yu.N. Atmospheric plasma generating of a slow-wave structure 20

SEMI-CONDUCTING CONVERTERS

Haritonov S.A., Brovanov S.V. Single-phase three-level rectifier with perfected harmonic spectrum of the input current 27

Vorfolomeyev G.N., Evdokimov S.A., Schurov N.I., Malozymov B.V. Synthesis of rectifiers based on the topology of rotating systems of voltages of valveside windings 33

Berestov V.M., Kharitonov S.A. Control algorithm for multilevel inverter 41

Belov G.A. Syntheses of control system is given by the pulse-width power factor corrector 46

Rozanov Yu.K., Grinberg R.P. Hybrid filters for reduction non-sinusoidal current and voltages in system of power electrosupply 55

Ivanov A.G., Pimenov V.M., Nikolaev A.N., Vinogradov A.N. The switching algorithms and simulation of the thyristor device for the electric motors reduced-current start 60

Rozanov Yu.K., Solomatin A.V., Kryukov K.V. Increasing to efficiency of the systems of electrosupply with off-centre source of power electrosupply 63

OUR YUBILARY

Вологодская областная

Valerii Alexandrovich Altov

научная библиотека

И.В. Бабушкина

69

СИЛОВАЯ ЭЛЕКТРОНИКА

Настоящий номер журнала "Электротехника" является очередным тематическим выпуском, посвящённым силовой электронике.

Многообразие теоретических и практических задач, решаемых в этой области, определило широкий спектр вопросов, рассматриваемых в статьях настоящего номера, сгруппированных в два больших раздела:

- полупроводниковые приборы и технология;*
- полупроводниковые преобразователи (схемотехнические решения, управление, моделирование, электромагнитная совместимость).*

В первый раздел, открывающийся статьёй, посвящённой результатам разработки совместно с ВЭИ и производства ЗАО "Протон-Электротекс" новых силовых полупроводниковых приборов, включены шесть статей. В них рассмотрены вопросы повышения надёжности и безопасной работы силовых полупроводниковых приборов, особенности управления многослойных полупроводниковых структур светом, анализируются различные аспекты получения и применения полупроводниковых материалов в производстве силовых приборов.

Во втором разделе помещены семь статей. Две из них посвящены анализу и синтезу выпрямителей с улучшенными спектральными характеристиками, в двух статьях исследуются алгоритмы управления многоуровневым инвертором напряжения.

Вопросы улучшения качества электроэнергии в системах электроснабжения с полупроводниковыми преобразователями рассматриваются в статьях, посвящённых синтезу систем управления с широтно-импульсным корректором коэффициента мощности и применению гибридных фильтров для снижения несинусоидальности тока и напряжения. Завершает тематический выпуск статья, в которой рассмотрены вопросы повышения эффективности систем электроснабжения с нетрадиционными источниками электроэнергии.

Содержание статей, предлагаемых в данном тематическом выпуске, позволяет надеяться, что они представят интерес для широкого круга читателей журнала "Электротехника" и будут полезны специалистам.

**Г.Б. Лазарев, канд. техн. наук, чл.-кор. АЭН РФ, исполнительный директор
Общества инженеров силовой электроники, член редколлегии журнала "Электротехника"**

ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ПРИБОРЫ И ТЕХНОЛОГИЯ

Новые силовые полупроводниковые приборы ЗАО "Протон-Электротекс"

СЕМЁНОВ А.Ю., СТАВЦЕВ А.В., ЧЕРНИКОВ А.А., ДЕРМЕНЖИ П.Г., ЛОКТАЕВ Ю.М., СУРМА А.М.

Приведена информация о новых сериях быстродействующих тиристоров и силовых тиристоров с самозащитой – результате совместных разработок ЗАО "Протон-Электротекс" и ГУП "Всесоюзный электротехнический институт им. В.И. Ленина" (ГУП ВЭИ).

Закрытое акционерное общество "Протон-Электротекс" – независимая компания, являющаяся российским лидером в разработке, производстве, мар-

The information on new series high-speed thyristors and power self-protected thyristors is given. The new devices is result of joint development of JSC "Proton-Electrotex" and the All-Russian electrotechnical institute.

кетинге и сбыте силовых полупроводниковых диодов, тиристоров, модульных сборок и охладителей.

Основанный в 1996 г. "Протон-Электротекс" су-

мел развить производство силовых полупроводниковых приборов, необходимых различным отраслям промышленности и транспорта. В настоящее время предприятие серийно выпускает силовые полупроводниковые диоды на токи от 200 до 11000 А, низкочастотные тиристоры на токи от 125 до 2000 А до 60 класса, широкую гамму быстродействующихся, в том числе лавинных диодов, быстродействующих, импульсных тиристоров и импортозамещающих диодных, диодно-тиристорных и тиристорных модулей с уникальными характеристиками на уровне лучших мировых разработок. Предприятие имеет развитую производственную инфраструктуру, современные технологические линии, измерительное оборудование и площади для "чистых технологий", соответствующие требованиям, предъявляемым к изделиям электронной техники и микроэлектроники.

Сотрудничество с ведущим российским научно-исследовательским центром "Всероссийский электротехнический институт им. В.И. Ленина", крупнейшими научно-производственными предприятиями позволяет в кратчайшие сроки осваивать новые типы изделий, современные технологии производства и контроля качества. В практике предприятия проведение испытаний и омологация изделий в лабораториях и на предприятиях мировых лидеров силовой электроники – IXYS, ABB, EUPEC.

В России и за рубежом продукция "Протон-Электротекс" уверенно конкурирует с изделиями ведущих производителей – ABB, "Westcode", EUPEC, IR, "Mitsubishi".

Безусловным критерием эффективной работы предприятия является безупречное качество выпускаемых изделий, имеющих стабильно растущий спрос на зарубежном рынке, в том числе в Германии, США, Южной Корее и др. Компания сертифицирована по международной системе качества ISO 9001:2000, имеет систему технической приемки продукции Контрольно-приемочной инспекции концерна "Росэнергоатом", лицензию Госатомнадзора России.

"Протон-Электротекс" – постоянный участник крупнейших российских и международных выставок силовой электроники и электроэнергетики.

Новые серии быстродействующих тиристоров

Несмотря на прогресс технических характеристик тиристоров с повышенным быстродействием наблюдается сильное сокращение их рыночной ниши вследствие "давления" со стороны интенсивно развивающихся приборов нового поколения – биполярных транзисторов с изолированным затвором – БТИЗ = IGBT – Insulated Gate Bipolar Transistor. Анализ тенденций развития устройств силовой электроники показывает, что "традиционные" быстродействующие тиристоры и комплектные диоды практически вытеснены IGBT-модулями из ниши элементной базы преобразователей частоты (ПЧ) со звеном инвертора напряжения, так как IGBT позволяют существенно упростить конструкцию и улучшить характеристики таких устройств. С другой стороны, в области ПЧ со звеном инвертора тока или резонансного инвертора, т.е. там, где применение быстродействующих тиристоров технически оправдано (при учёте прогресса их технических характеристик), всё равно происходит искусственная переориентация на IGBT. Этую тенденцию нужно считать следствием технической политики крупных фирм, производящих как элементную базу, так и устройства силовой электроники на их основе и стремящихся унифицировать элементную базу преобразовательной техники.

ЗАО "Протон-Электротекс" совместно с ГУП ВЭИ разработаны и освоены в серийном производстве новые серии быстродействующих тиристоров – ТБИ и ТБЧ, не уступающие по своим характеристикам продукции фирмы "Westcode" – признанному мировому лидеру в этой области. Кремниевые структуры новых тиристоров имеют диаметр 32, 40, 56, 80 мм.

Повышенное разветвление управляющего электрода для работы в частотных и частотно-импульсных режимах (рис. 1) обеспечивает быстрое включение всей тиристорной структуры и малую энергию потерь при включении. Тиристоры серии ТБЧ имеют сильно разветвлённый управляющий электрод, обеспечивающий полное включение всей площади тиристорной структуры за 8–10 мкс. Приборы с симметричными блокирующими характеристиками на напряжения 800–3400 В рассчитаны на ток от 320 до 1250 А. Основные отличия тиристоров новых серий:

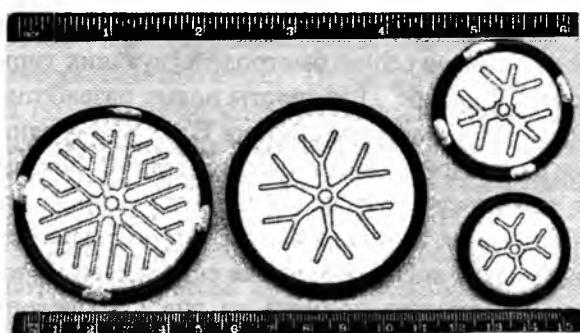


Рис.1. Топология структур быстродействующих тиристоров новых серий ТБИ и ТБЧ

– исключительно малые времена выключения t_q
 – от 5 мкс для тиристоров 10–12 классов, от 20 мкс для тиристоров 20–22 классов, от 63 мкс для тиристоров 34 класса; слабая зависимость времени выключения от таких факторов, как скорость спада анодного тока, скорость нарастания повторного анодного напряжения;

– малые значения заряда обратного восстановления Q_{rr} – от 50 мкКл для тиристоров 10–12 классов, от 80 мкКл для тиристоров 14–15 классов, от 150 мкКл для тиристоров 20–22 классов, от 800 мкКл для тиристоров 34 класса;

– благодаря уменьшенным значениям Q_{rr} и t_q новые тиристоры могут работать в диапазонах частот до 40 кГц для блокирующего напряжения 1000–1500 В, до 10 кГц для блокирующего напряжения 2200 В и 2–5 кГц для блокирующего напряжения 3400 В;

– до 1600–2000 А/мкс повышена стойкость к нарастанию анодного тока при включении; топология тиристорной структуры адаптирована для работы при высокой частоте; гарантируется надёжное функционирование тиристоров в режимах с повторяющейся скоростью нарастания тока 800–1250 А/мкс;

– контроль значений Q_{rr} и t_q обеспечивается для всех тиристоров; максимальный заряд обратного восстановления Q_{rr} можно выбрать из типового ряда значений.

Получение исключительно малых Q_{rr} и t_q стало возможно благодаря применению новой оригинальной технологии протонного облучения силовых полупроводниковых приборов (СПП) [1, 2].

На рис.2 приведены соотношения повторяющегося напряжения и времени выключения для новых быстродействующих тиристоров в сравнении с серией "distributed gate" тиристоров "Westcode" и уровнем отечественных быстродействующих тиристоров 90-х годов прошлого века.

Из рис.2 видно, что по совокупности блокирующего напряжения и времени выключения новые тиристоры существенно превосходят не только уровень 1990–1991 гг. отечественных СПП, но и наиболее передовую серию быстродействующих тиристоров – "Westcode". Результаты новых разработок, проводимых в настоящее время ВЭИ в сотрудничестве с предприятиями-производителями, показывают, что резерв улучшения характеристик быстродействующих тиристоров за счёт применения технологии протонного облучения ещё далеко не исчерпан. В качестве примера на рис.2 приведены прогнозы сочетания блокирующего напряжения и времени выключения для новых разработок тиристоров с симметричной блокирующей характеристикой и асимметричных тиристоров, построенные

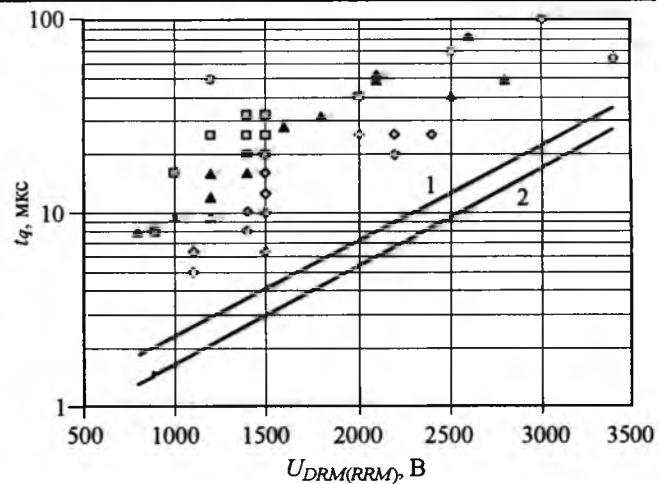


Рис.2. Соотношения повторяющегося напряжения и времени выключения для новых быстродействующих тиристоров в сравнении с серией "distributed gate" тиристоров "Westcode" и уровнем отечественных быстродействующих тиристоров 90-х годов:

■, ○ – СССР 1990–1991 гг.; ▲ – современный мировой уровень ("Westcode"); ◆ – Россия, современный уровень ("Протон-Электротекс"); 1 – новые разработки (симметричная блокирующая характеристика); 2 – новые разработки (асимметричный тиристор)

по результатам испытаний макетных образцов.

На рис.3 приведены соотношения повторяющегося напряжения и заряда обратного восстановления для тиристоров серий ТБИ, ТБЧ в сравнении с серией "distributed gate" тиристоров "Westcode".

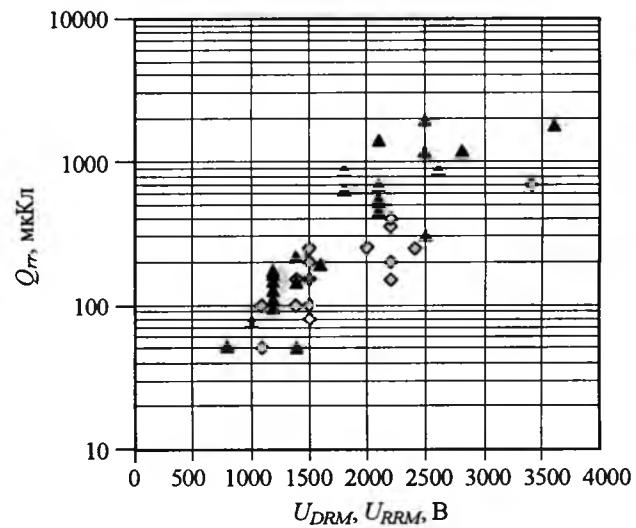


Рис.3. Соотношения повторяющегося напряжения и заряда обратного восстановления для новых быстродействующих тиристоров в сравнении с серией "distributed gate" тиристоров "Westcode": ◆ – "Протон-Электротекс", серия ТБИ; ▲ – "Westcode", серия R (distributed gate thyristors)

Видно, что для уровня блокирующего напряжения 1000–1500 В новые отечественные тиристоры не уступают приборам "Westcode", а для более высоких напряжений имеют перед тиристорами "Westcode" преимущество.

Прогресс характеристик быстродействующих тиристоров открывает перспективу развития преобразователей с резонансным промежуточным звеном. Такие преобразователи при использовании в качестве элементной базы новых тиристоров 12–16 классов по повторяющемуся напряжению могли бы работать на частотах до 40–60 кГц, а при использовании тиристоров 20–24 классов – на частоте до 10–12 кГц, составив конкуренцию преобразователям на IGBT. Малый заряд обратного восстановления наряду с малым временем выключения делает тиристоры новых серий привлекательными при использовании также в инверторах тока.

Мощные тиристоры с элементами самозащиты

Мощные тиристоры для работы на промышленной частоте в основном как в России, так и за рубежом достигли своих расчётных параметров. Основные мировые тенденции развития СПП этого типа в прошедшее десятилетие можно охарактеризовать следующим образом.

- Увеличение максимальной мощности, коммутируемой отдельным прибором. Освоен диапазон блокируемых напряжений до 8000 В с реальной перспективой его расширения до 12000 В (например тиристор FT1500AU-240 фирмы "Mitsubishi" на ток 1500 А, напряжение 12000 В), а также диапазон до 3200 А по среднему току отдельного тиристора, что соответствует диаметру отдельного кремниевого тиристорного элемента 100–150 мм.

- Устойчивая рыночная ниша высокомощных приборов для работы на промышленной частоте.

- Рост требований по надёжности и ресурсу. Ведущие фирмы, например ABB, начинают сравнивать гарантированный ресурс работы мощных тиристоров с ресурсом работы электровозов, трансформаторов, дуговых электропечей и других объектов, где тиристоры находят применение. Стандартным требованием к прибору "европейского уровня" становится термодинамическая устойчивость корпуса.

- Применение "интеллектуальных" элементов, т.е. элементов самозащиты и самотестирования, интегрируемых в кремниевую структуру тиристорного элемента [3]. Рост "интеллекта" прибора позволяет увеличить его реальный ресурс работы и надёжность, так как исключает выход из строя при возникновении несанкционированного режима работы.

Определение областей безопасной работы и связанные с ними рекомендации по применению мощн-

ных тиристоров были в основном завершены более 30 лет назад. При этом, в частности, не допускалось включение мощных тиристоров в так называемых динисторных режимах (без внешнего сигнала управления): путём приложения в прямом направлении:

1. Перенапряжений (импульсов напряжения, нарастающих со скоростями ниже критической скорости).

2. Импульсов напряжения, нарастающих со скоростями выше критической скорости.

3. Импульсов прямого напряжения до завершения процесса восстановления запирающих свойств (при $t < t_q$).

Последними, кто напоминал о недопустимости третьего режима в процессе эксплуатации тиристоров, насколько нам известно, были специалисты "ABB Semiconductors AG" (см. каталог фирмы 1996 г.). Однако исследования, направленные на обеспечение работоспособности мощных тиристоров в указанных выше режимах, проводятся до настоящего времени. По публикациям специалистов фирмы "Siemens" современные "интеллектуальные" фототиристоры (тиристоры) фирмы допускают работу в этих режимах. Работоспособность в режимах 1 и 2 достигнута путём интеграции в четырёхслойную кремниевую структуру защитного динисторного элемента (BOD), а в режиме 3 – путём формирования локальной кольцевой n -области в эмиттерном p -слое в зоне управления.

Актуальность проблемы защиты мощных тиристоров от пробоя в третьем режиме была подтверждена [4] по результатам анализа отказов тиристоров при их работе на таких объектах, как ВИП (г. Выборг), где одновременно эксплуатируется 6 тыс. тиристоров T273-1250 42 класса, и электропоезд с асинхронным приводом "ЭТ2А", где использованы в преобразователе тиристоры T453-500 40 класса и ТБ853-800 22 класса.

Аналогичные результаты были получены при анализе отказов тиристоров T453-500 40 класса и ТБ853-800 22 класса в процессе отработки и эксплуатации преобразователя электропоезда "ЭТ2А" с асинхронным приводом. Проведённые исследования позволили определить подходы к модернизации конструкции и технологии изготовления тиристоров, обладающих стойкостью к несанкционированному переключению в режиме 3 [5].

В настоящее время ГУП ВЭИ совместно с ЗАО "Протон-Электротекс" проводит разработку серии таких тиристоров, предназначенных для комплектации устройств электроэнергетики и транспорта. Основные характеристики новых приборов приведены в таблице. Начало серийного выпуска намечается на 2007 г.

Параметр	Тип прибора (новые разработки)		
	T453M-800	T273M-1250	T173M-1600
Повторяющееся импульсное напряжение в закрытом состоянии U_{DRM} и повторяющееся импульсное обратное напряжение U_{RRM} , В	2400–2800	4200	3600
Максимально допустимый средний прямой ток $I_{T(AV)}$, А, при 85°C	800	1250	1600
Импульсный аварийный прямой ток $I_{TM(q)}$, А (при $t \leq t_q$)	800	1250	1600
Ударный неповторяющийся ток в открытом состоянии I_{TSM} , кА	15	33	36
Критическая скорость нарастания тока в открытом состоянии $(di_p/dt)_{crit}$, А/мкс	630	250	250
Температура перехода, °С:			
– максимально допустимая T_{jm}	+125	+125	+125
– минимально допустимая T_{jmin}	-60	-60	-60
Импульсное напряжение в открытом состоянии U_{fM} , В, не более	2,3	2,1 (3925 А)	2,05
Повторяющийся импульсный ток в закрытом состоянии I_{DRM} и повторяющийся импульсный обратный ток I_{RRM} , мА, не более	100	150	150
Отпирающее постоянное напряжение управления U_{GT} , В, не более	5,0	3,0	3,0
Отпирающий постоянный ток управления, I_{GT} , А, не более	0,40	0,3	0,30
Гарантированный ресурс, лет	15	15	15
Время выключения t_q , мкс, не более	160	250–500	250–500
Время выключения при $U_R = 0.5 t_q$, мкс, не более	$1.2 t_q$	$1.2 t_q$	$1.2 t_q$
Критическая скорость нарастания напряжения в закрытом состоянии $(dU_D/dt)_{crit}$, В/мкс, не менее	1600	1000–1600	1000–1600
Тепловое сопротивление переход-корпус R_{thic} , °С/Вт, не более	0,02	0,01	0,01
Габаритные размеры корпуса, мм:			
– высота	26	26	26
– диаметр	75	107	107
Масса M , кг	0,5	1,2	1,2

Список литературы

1. Semenov A.Y., Stolbunov V.S., Surma A.M. Kovrov A.M. Series of fast thyristors with controllable reverse recovered charge and technological complex of proton irradiation used for control of their switching characteristics // PCIM ' 2003 Proceedings, 2003.

2. Губарев В.Н., Сурма А.М., Ковров А.М., Семёнов А.Ю. Исследование характеристик обратного восстановления мощных быстродействующих тиристоров, облучённых электронами и протонами // Прикладная физика. 2001. № 4. С. 85–92.

3. Niedernosttheide F.-J., Schulze H.-J., Kellner-Werdehausen U. Self-protected high-power thyristors // Proc. PCIM 2001, Power Conversion, Nuernberg. P.51–56.

4. Лазарев Н.С., Локтаев Ю.М., Лыткаев Р.А., и др. Оценка состояния тиристоров Т373-1250 в блоках БВГМ 800/120 на Выборгской подстанции // Изв. НИИ постоянного тока. 2004. № 2 60. С.98–119.

5. Дерменжи П.Г., Конюхов А.В., Лашнина И.Н. и др. К вопросу о расширении областей безопасной работы мощных тиристоров // Тез. докладов конф. "Современное состояние развития приборов силовой электроники и преобразовательной техники". Саранск: ОАО "Электровыпрямитель". 2004. С. 15–16.

Семёнов Александр Юрьевич – технический директор ЗАО "Протон-Электротекс".

Ставцев Александр Валерьевич – начальник лаборатории ЗАО "Протон-Электротекс". Окончил факультет электроники и приборостроения Орловского ГТУ в 2001 г.

Черников Анатолий Александрович – заместитель технического директора ЗАО "Протон-Электротекс". Окончил электромеханический факультет МЭИ в 1993 г.

Дерменжи Пантелей Георгиевич – начальник сектора ГУП "ВЭИ", канд. физ.-мат. наук, доктор техн. наук. Окончил инженерно-физический факультет Одесского политехнического института в 1964 г. Защищил кандидатскую диссертацию по теме "Исследование неодномерных физических процессов при включении р-п-р-п структур большой площади по управляемому электроду" в 1971 г., докторскую диссертацию по теме "Разработка физических основ проектирования и создания серии быстродействующих тиристоров и диодов нового поколения" в 198 г.

Локтаев Юрий Михайлович – начальник отдела ГУП "ВЭИ", канд. техн. наук. Окончил физико-математический факультет Мордовского ГУ в 1964 г. Защищил диссертацию по теме "Разработка и исследование многослойных кремниевых структур мощных высоковольтных тиристоров" в 1987 г.

Сурма Алексей Маратович – зам. генерального директора ГУП ВЭИ, канд. техн. наук. Окончил факультет электронной техники МЭИ в 1981 г. Защищил диссертацию по теме "Разработка радиационно-технологических и конструктивных методов повышения быстродействия мощных тиристоров" в 1991 г.

Новые полупроводниковые материалы для силовых приборов

КОВАЛЕВ Ф.И., ЕВСЕЕВ Ю.А.

Рассмотрены характеристики полупроводниковых материалов, а также состояние и перспективы их применения в приборах силовой электроники. Отмечено, что материалы, превосходящие кремний по многим параметрам, пока еще проигрывают кремнию по максимально возможному диаметру кристалла и по степени чистоты.

В настоящее время подавляющее большинство силовых полупроводниковых приборов (диодов, транзисторов, тиристоров) изготавливается на основе монокристаллического кремния, который является экономически выгодным материалом для их массового производства.

Параметры выпускаемых кремниевых приборов практически достигли предельных значений и их дальнейшее совершенствование возможно при использовании новых материалов, у которых ширина запрещённой зоны больше, чем у кремния. К таким материалам относятся арсенид галия GaAs, карбид кремния SiC и алмаз, а также ряд других.

Эти материалы превосходят кремний по ряду важных параметров, что делает возможным их использование в приборах силовой электроники. Однако в настоящее время они пока еще значительно проигрывают кремнию по двум основным показателям для организации массового промышленного производства.

1. Кристалл кремния можно вырастить значительно большего диаметра, чем диаметр кристалла любого другого материала.

2. Кристаллы кремния обладают наивысшей степенью чистоты среди кристаллов всех других материалов.

Ширина запрещённой зоны у арсенида галия (энергия активации собственной проводимости) больше, чем у кремния. Это означает, что приборы на основе GaAs могут использоваться при более высоких температурах, чем приборы на основе кремния (большая ширина запрещённой зоны означает меньшие плотности собственных носителей у GaAs, чем у кремния при одной и той же температуре). Подвижность носителей у GaAs выше, чем у кремния. Поэтому сопротивление в открытом состоянии прибора на основе GaAs будет меньше, чем у кремниевых приборов. Кроме того, GaAs имеет большую электрическую прочность.

Карбид кремния – также один из перспективных материалов для производства силовых приборов. Ширина запрещённой зоны у карбида кремния существенно больше, чем у кремния и арсени-

да галия, что особенно важно при высоких температурах. Коэффициент теплопроводности карбида кремния в несколько раз больше, чем коэффициент теплопроводности кремния. Однако наиболее серьёзным преимуществом карбида кремния по сравнению с кремнием или GaAs является то, что его электрическая прочность на порядок выше.

Материалом, гипотетически привлекательным для применения в силовых электронных приборах, является алмаз. Он имеет наибольшую среди всех материалов ширину запрещённой зоны, наибольший коэффициент теплопроводности и, что особенно важно, наибольшую электрическую прочность. Подвижность носителей в алмазе больше, чем в кремнии.

В таблице приводятся данные, позволяющие сравнить характеристики силовых приборов, изготовленных на основе различных полупроводниковых материалов.

Прежде чем приборы на основе новых материалов станут реальностью, необходимо решить ряд сложных проблем.

На разработку и создание приборов на основе кремния было потрачено 40 лет. За это время на научные исследования были израсходованы громадные суммы (миллиарды долларов). Исследования новых материалов начались не так давно, и суммы, потраченные на их исследования, не сравнимы с теми, что были вложены в создание кремниевых приборов. Этим в основном и объясняется доминирующее положение кремния на рынке подобных материалов.

За последние 15–20 лет был выполнен большой объём исследований по GaAs. Эти исследования касались вопросов использования GaAs для маломощных приборов быстрой логики, микроволновых приборов, а также использования GaAs в области светотехники. Поэтому эти исследования не вполне ясно показывают преимущества GaAs для силовых приборов. Максимальный размер кристалла GaAs, который сейчас можно получить, 7,5 см (диаметр). Этого слишком мало для использования GaAs в сильноточных приборах. В данный момент

Параметр	Материал			
	Si	GaAs	SiC	Алмаз
Относительное удельное омическое сопротивление области дрейфа	1	$6,4 \cdot 10^{-2}$	$9,6 \cdot 10^{-3}$	$3,7 \cdot 10^{-5}$
Уровень легирования области дрейфа N_d , см ⁻³	$1,3 \cdot 10^{14}$	$5,7 \cdot 10^{14}$	$1,1 \cdot 10^{16}$	$1,5 \cdot 10^{17}$
Ширина области дрейфа W_d , мкм	100	50	10	2
Время жизни носителей (диод с $p-n$ -переходом, напряжение пробоя 1000 В)	1,2 мкс	0,11 мкс	40 нс	7 нс

не существует методов получения кристаллов GaAs, обеспечивающих достаточно высокую степень чистоты, которая определяет пробивные свойства и время жизни носителей. Кроме того, GaAs не образует оксидного соединения, которое можно было бы использовать в качестве надёжного изолирующего или маскирующего слоя. Также, вследствие низкой степени чистоты, достижимое время жизни носителей слишком мало для использования GaAs в высоковольтных приборах с малым количеством носителей.

Исследования в области применения карбида кремния находятся на ещё более ранней стадии развития, чем исследования по GaAs. Технологический процесс обеспечения чистоты кристалла ещё более несовершенен в сравнении с GaAs. Необходимы серьёзные исследования в области омических контактов металла с карбидом кремния и в области контакта кремний–карбид кремния.

Исследования в области применения алмазов также находятся на начальной стадии. На сегодняшний день не существует методов получения монокристаллических алмазных подложек. Результатом исследований в области получения тонких алмазных плёнок, проводимых последние годы, стало получение только поликристаллической алмазной плёнки. Особенно важно разработать методы избирательной диффузии примесей в алмаз и исследовать омический контакт металла с алмазом. Одним из важнейших направлений также является разработка методик травления алмаза.

В будущем возможно получение серьёзных результатов как в области дальнейшего развития кремниевых приборов, так и в области внедрения новых материалов в производство приборов. Исследования по GaAs, проводившиеся в течении последних 15–20 лет, уже начинают давать ощущимые результаты. Потребителям предложены диоды Шоттки на 600 В на основе GaAs. Ясно, что широ-

кое применение найдут только те приборы на основе GaAs, которые сейчас находятся на последних стадиях разработки. Очевидно, что преимущество GaAs над кремнием несравненно с преимуществами карбида кремния и алмаза, и в настоящее время производители сделали упор на использование этих материалов, главным образом карбида кремния.

Поскольку приборы на основе карбида кремния обладают большим потенциалом, чем приборы на основе арсенида галия, быстрое развитие технологии производства кристаллов карбида кремния приведет к снижению темпов разработок новых устройств на основе GaAs. Практически решена проблема создания монокристаллов карбида кремния диаметром до 3 дюймов. Более того имеются сообщения о разработке биполярных транзисторов, запираемых тиристоров и диодов Шоттки.

Прогнозы появления приборов на основе алмаза весьма долгосрочные. Для появления таких приборов необходимы серьёзные исследования в области улучшения материалов и технологии производства. Главное направление – обеспечить возможность получения монокристаллических алмазных подложек с диаметром до 3 дюймов. Параллельно с этим должны исследоваться вопросы омического контакта, легирования, травления и т.п. Появления таких приборов не следует ожидать в течение ближайших 10 лет.

В статье не рассматриваются перспективы создания силовых приборов на основе нитрида галлия (GaN), так как в настоящее время уникальные свойства нитрида галлия привлекают внимание исследователей к созданию нитридгаллиевых оптоэлектронных и РЧ-устройств.

Ковалёв Феликс Иванович – президент Общества инженеров силовой электроники, доктор техн. наук.

Евсеев Юрий Алексеевич – главный научный сотрудник ГУП ВЭИ, доктор техн. наук.

О надёжности эксплуатации силовых полупроводниковых приборов за пределами срока службы в преобразовательных агрегатах

СЕМЁНОВ Г.М., СУХОВ А.В.

Предложены основные положения диагностики и мониторинга силовых полупроводниковых приборов в процессе эксплуатации преобразовательных агрегатов. Создана система оперативной диагностики, состоящая из комплекса оборудования и компьютерного обеспечения для анализа и прогнозирования состояния силовых полупроводниковых приборов в преобразовательных агрегатах. Приведены результаты использования системы на различных энергетических объектах.

Надёжная эксплуатация силовых полупроводниковых преобразовательных агрегатов (ПА) во многом определяется техническим состоянием их основных элементов – силовых полупроводниковых приборов (СПП) – низкочастотных диодов и тиристоров. Такие СПП в большом количестве используются в ПА энергохозяйств металлургической промышленности, электрифицированного городского транспорта, электроэнергетики и т.д.

Нормативный срок службы СПП ограничен и составляет 100000 ч (12 лет) при интенсивности отказов $\lambda(t) = 10^{-5}$ 1/ч, после чего начинается выраженное старение СПП, т. е. ухудшение (деградация) параметров СПП. Эксплуатация СПП за пределами установленных сроков службы приводит к значительному снижению эксплуатационной надёжности СПП, выходу их из строя и последующему отказу ПА[1].

В настоящее время более 50% СПП в парках ПА перечисленных энергохозяйств эксплуатируются за пределами сроков службы. В такой ситуации безаварийная эксплуатация ПА возможна только при условии обеспечения оперативной диагностики и мониторинга технического состояния СПП в процессе эксплуатации.

Решение задачи безаварийной эксплуатации парка ПА в течении длительного времени может быть обеспечено применением средств оперативного обнаружения ненадёжных СПП с последующей их заменой в ПА и методологией поддержания уровня надёжности СПП в ПА, позволяющей значительно продлить сроки эксплуатации ПА. Результат решения этой задачи имеет важное значение как с технической, так и с экономической точек зрения.

Для обнаружения и исключения из эксплуатации ненадёжных СПП и значительного продления сроков службы ПА разработана "Оперативная диагностическая система обеспечения безотказной

The original positions of diagnostics and monitoring of power semiconductor devices during in service of converter aggregates are offered. The system of operating diagnostics consisting of the complex of the equipment and computer support for the analysis and prognosis of a state of power semiconducting devices in converter aggregates is created. The results of usage of the system on various power objects are given.

эксплуатации силовых полупроводниковых преобразователей" (ДС), состоящая из оборудования для оперативной диагностики состояния СПП в ПА и компьютерного обеспечения для анализа и прогнозирования состояния СПП в ПА.

ДС базируется на определении скорости и характера накопления деградационных состояний СПП в различных ПА по наиболее информативным (интегральным) параметрам и характеристикам СПП, жёстко связанным с характером деградации СПП.

Созданию ДС предшествовали исследования технического состояния СПП при их эксплуатации в пределах и за пределами нормативного срока службы в различных ПА (выпрямителях для энергоснабжения подвижного состава городского электротранспорта, для питания электролизных ванн, преобразователях для возбуждения гидроагрегатов ГЭС, агрегатах бесперебойного питания АЭС). Исследования проводились в течение последних пятнадцати лет на ПЭ, введённых в эксплуатацию с 1977–2000 гг.

Надёжная эксплуатация и сроки службы СПП в ПА определяются рядом факторов, основными из которых являются: качество исходного состояния (изготовления) СПП, режимы и условия эксплуатации СПП в ПА, а также коэффициенты загрузки по току и напряжению. Несмотря на различия режимов работы ПА, обусловливающие разнообразие причин отказов СПП, по результатам исследований состояния СПП в периоды эксплуатации отказы вызваны в основном двумя факторами:

– ухудшением контактных соединений конструкции СПП, вследствие чего повышается температура полупроводниковой структуры СПП выше предельно допустимой, что приводит к пробою СПП;

– ухудшением блокирующей способности СПП, вследствие чего уменьшается их способность про-

тивостоять приложенном напряжению; этот вид отказов обусловлен исходными дефектами и физико-химическими процессами старения полупроводниковой структуры и покрытия её фаски, что приводит к значительному росту обратного тока и последующему пробою СПП.

Указанные отказы характерны для СПП как штыревой, так и таблеточной конструкции. Факторы отказов СПП обуславливают качество прямого проводящего состояния и обратного непроводящего состояния СПП в ПА.

Для определения качества прямого проводящего состояния СПП в ПА установлен наиболее информативный интегральный параметр – температура полупроводниковой структуры СПП, функционально связанная с параметрами прямой ВАХ, тепловым сопротивлением и показателями надёжности СПП.

Для определения качества обратного непроводящего состояния СПП в ПА установлены следующие информативные параметры-характеристики – стабильность и значение постоянного обратного тока при определённом напряжении класса.

На основании установленных информативных параметров и физико-математических моделей связи данных параметров с конструктивными особенностями различных типов СПП создано оборудование для оперативной диагностики состояния СПП в ПА. Учитывая широкий спектр номенклатуры СПП, данное оборудование изготавливается для ПА конкретных энергетических объектов.

Оборудование оперативной диагностики (ООД) используется при профилактическом обслуживании ПА с целью обнаружения ненадёжных СПП, своевременная замена которых увеличивает время безотказной эксплуатации ПА. ООД состоит из двух частей [2]:

- прибора экспресс-диагностики СПП (ПДСПП), обеспечивающего оперативный контроль качества СПП в ПА по совокупности параметров в прямом проводящем состоянии, критерием качества является температура полупроводниковой структуры СПП, измеряемая в режиме, эквивалентном предельной токовой нагрузке СПП (время диагностики одного СПП не более 5 с, габариты 300×130×400 мм, масса не более 10 кг);

- прибора контроля СПП (ПКСПП), обеспечивающего оперативный контроль качества СПП в обратном и прямом непроводящем состоянии, критерием качества СПП является стабильность обратного тока и тока в закрытом состоянии, соответствие классу по напряжению (нормальный характер ВАХ) (время диагностики одного СПП не более 5 с, габариты 240×100×280 мм, масса не более 3 кг).

Диагностика СПП производится без демонтажа СПП из ПА. Созданное ООД позволяет не только в оперативном режиме обнаруживать ненадёжные СПП, но и при их замене – обеспечивать контроль исходного состояния СПП, вводимых в эксплуатацию взамен ненадёжных..

Однако последующее накопление деградационных состояний СПП в ПА требует решения проблемы прогнозирования этого состояния и формирования наиболее оптимального регламента проведения профилактического обслуживания ПА для обеспечения безотказной эксплуатации ПА в межрегламентные интервалы времени. Эту проблему решает компьютерная программа "База данных безотказного состояния ПА" (БД-БСПА).

БД-БСПА содержит:

- структуру парка ПА с принятymi на данном энергетическом объекте наименованиями структурных единиц (наименование линий, районов, участков, групп, ПА, нумерация СПП в ПА и т. п.);

- номенклатуру СПП, используемых в ПА данного энергетического объекта с учётом срока эксплуатации СПП в ПА;

- предельно допустимые параметрические уровни для установленных информативных параметров СПП;

- данные диагностики состояния СПП в ПА, полученные при помощи ООД.

При анализе текущего состояния СПП в ПА определяются степени отклонения интегральных параметров и характеристик СПП от предельно допустимых параметрических уровней, выявляются ненадёжные СПП и выдаются рекомендации по их замене.

Для прогнозирования дальнейшего состояния СПП в ПА конкретного энергетического объекта необходимы данные более одной диагностики состояния СПП в ПА, так как скорость параметрической деградации является функцией не только времени и исходного состояния СПП, но режимов и условий эксплуатации ПА.

При замене ненадёжных СПП в ПА необходимо внесение данных по замене в БД-БСПА, так как при этом изменяются и начальные условия для определения прогнозируемой динамики процесса параметрической деградации СПП в ПА. После замены ненадёжных СПП БД-БСПА производит корректировку прогнозируемой скорости деградации интегральных показателей состояния СПП и затем формирует регламент профилактического обслуживания ПА с целью исключения отказов ПА в межрегламентные сроки.

Регламент профилактического обслуживания ПА формируется на основании определения наиболее

оптимального срока между предыдущей и последующей диагностиками СПП в ПА. Критерием оптимальности межрегламентного срока проведения профилактического обслуживания выбрана относительная интенсивность параметрических отказов ($\lambda_{\text{отн}}$). Значение $\lambda_{\text{отн}}$ определяется отношением вероятной интенсивности отказов (определенной БД-БСПА) к интенсивности заданной, и поэтому в численном выражении это значение не должно превышать единицу ($\lambda_{\text{отн}} \leq 1$).

Для прогнозирования наиболее вероятной $\lambda_{\text{отн}}$ в БД-БСПА производится расчёт наиболее вероятной скорости деградации интегральных параметров каждого СПП через 1, 2, 3 и 4 года, затем для указанных интервалов времени определяется наиболее вероятное количество потенциально ненадёжных СПП в каждом ПЭ. По максимальному интервалу времени, в котором количество ненадёжных СПП в ПА определяет значение $\lambda_{\text{отн}} \leq 1$, устанавливается оптимальный срок проведения следующей диагностики состояния СПП данного ПА. Результаты прогноза состояния СПП в каждом ПА представляются на экране компьютера в виде таблицы.

Наиболее оптимальным интервалом времени проведения следующей диагностики по группам (подстанция, линия и т.д.) парка ПА целесообразно считать наименьший из рассчитанных интервалов для всех ПА данной группы. Выбранные таким образом даты проведения следующей диагностики для всех групп парка конкретного энергетического объекта представляются в виде таблицы.

Реализация основных положений по регламенту профилактического обслуживания способна обеспечить работу ПА с необходимой надёжностью при условии обязательной замены ненадёжных СПП, выявленных с помощью ОД.

Наряду с определением регламента профилактического обслуживания БД-БСПА прогнозирует максимальное количество СПП, необходимое к следующей дате проведения профилактического обслуживания ПА для замены ненадёжных СПП. Структурная схема ДС представлена на рис.1.

Далее приведены некоторые результаты применения ДС на различных энергетических объектах.

1. С 1998 г. ДС в полном объёме (ОД и БД-БСПА) используется в энергохозяйстве ГУП "Мосгортранс". Парк ПА энер-

гохозяйства укомплектован выпрямителями типов ВАКЛЕ-1000-600Н, ВАКЛЕМ-1000-600Н, ВТПЕД-2000-600Н на основе СПП типов ВЛ-200, Д143-800, Д253-1600, введёнными в эксплуатацию в период 1975–1990 гг. ДС обеспечивает безотказную работу ПА в межрегламентные сроки профилактического обслуживания, позволяет поддерживать надёжность парка ПА на заданном уровне и продлить сроки эксплуатации ПА более чем в 2 раза. На рис.2, 3 показаны изменения значений параметров – температуры полупроводниковой структуры и постоянного обратного тока для СПП типа Д253-1600 в ПА ВТПЕД-2000-600Н во времени.

2. С 2001 г. ОД используется на Саяно-Шушенской ГЭС в связи с участившимися отказами парка ПА типа ТВ8-2000/1650Н1У4 (на основе СПП ТЗ-320) систем возбуждения гидроагрегатов, введённых в эксплуатацию в период 1978–1985 гг. С помощью ОД обнаружено более 50% ненадёжных СПП с выраженным деградационными состояниями, такими как нестабильность обратного тока

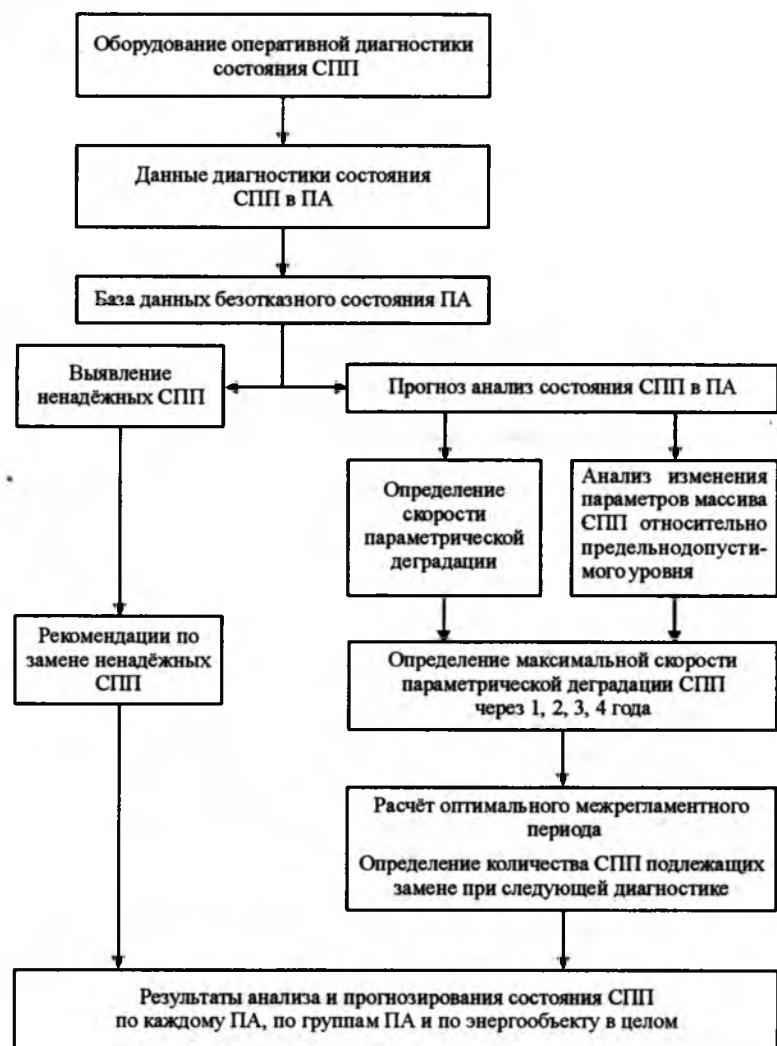


Рис.1. Структурная схема ДС

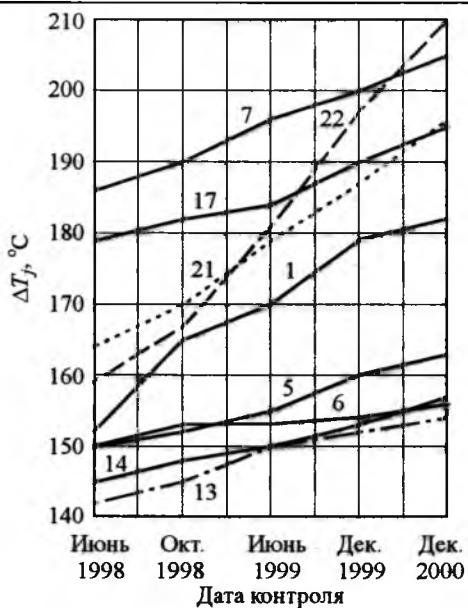


Рис.2. Изменение значений температуры полупроводниковой структуры (ΔT_j) для СПП типа Д253-1600 ПА ВТПЕД-2000-600Н во времени (цифры на диаграмме – номера СПП)

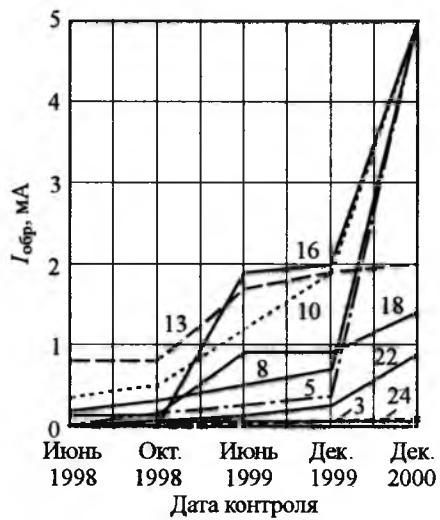


Рис.3. Изменение значений обратного тока ($I_{обр}$) для СПП типа Д253-1600 ПА ВТПЕД-2000-600Н во времени (цифры на диаграмме – номера СПП)

и снижение класса по напряжению. Оперативная замена ненадёжных СПП на СПП, прошедшие контроль технического состояния с помощью ОД, позволила восстановить надёжную эксплуатацию парка ПА Саяно-Шушенской ГЭС.

При проведении диагностики резерва СПП (400 шт.), хранившегося на ГЭС с момента ввода в эксплуатацию ПЭ, обнаружено до 60% СПП с выраженным деградационными состояниями. Данный факт свидетельствует, что накопление деградационных состояний в СПП имеет место как в процессе эксплуатации СПП в ПЭ, так и при хранении СПП.

3. С 2002 г. ОД применяется при профилактическом обслуживании агрегатов бесперебойного питания АБП-1500 (на основе СПП типов Т500, Т143-630, Т253-1000, Т453-1000) ряда атомных электростанций (Игналинская, Курская, Балаковская). Это позволило исключить сбои в работе АБП, введённых в эксплуатацию в период 1990–1995 гг.

4. По предложению Концерна "Росэнергоатом" проведено исследование технического состояния отказавших СПП в АБП-1500 АЭС. При исследовании с использованием ОД установлено, что причиной отказов СПП является нестабильность обратного тока и значительное снижение класса СПП по напряжению. При контроле стандартными методами [3] отказавшие СПП соответствуют требованиям ТУ. Проведение дополнительных исследований подтвердило результаты, полученные с использованием ОД. С помощью тепловизора (AGA-782) на структурах вскрытых СПП обнаружены "горячие точки" и "горячие области", которые свидетельствуют о неравномерности распределения плотности тока по площади структуры и являются следствием многофакторных деградационных состояний в СПП (рис.4, 5).

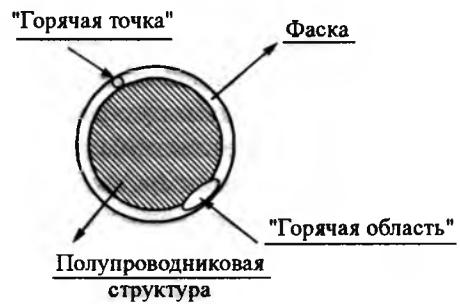


Рис.4. Характерное расположение "горячей точки" и "горячей области" на поверхности (фаске) полупроводниковых структур для СПП типов Т143-630, Т253-1000

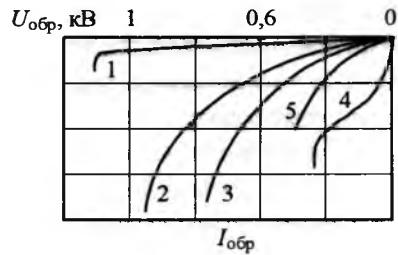


Рис.5. Типичные обратные ВАХ СПП типов Т143-630, Т253-1000:

1 – вид нормальной стабильной обратной ВАХ; 2–5 – виды аномальных нестабильных обратных ВАХ, обусловленных различной локализацией обратного тока в области фаски полупроводниковых структур

На основании результатов использования ДС (некоторые из которых приведены в статье) можно с уверенностью утверждать, что применение ДС при профилактическом обслуживании является технически и экономически выгодным способом обеспечения надёжной и долговременной эксплуатации ПА различных энергетических объектов.

Следует отметить, что количество отказов СПП в парке ПА не может являться безусловным критерием технического состояния всего парка ПА, так как деградационные состояния не есть свойство лишь отказавших СПП, они – свойство СПП как технического изделия. Неконтролируемые деградационные состояния (особенно в групповых соединениях в ПА и за пределами нормативного срока службы СПП) имеют характер накопления, и при достижении ими критического значения процесс отказов СПП становится лавинообразным, что неминуемо приводит к катастрофическим отказам ПА. В условиях непрерывного производства катастрофические отказы в ПА приводят к потере промышленной продукции и к порче промышленного оборудования.

Очевидно, что размер экономического ущерба в подобной ситуации несоизмерим с затратами, вложенными в диагностику и прогнозирование состояния ПА, направленными на обеспечение их надёжной эксплуатации.

Список литературы

1. Бардин В.М. Надёжность силовых полупроводниковых приборов. М.: Энергия, 1978.
2. Афанасьев М.Ф., Семёнов Г.М., Сухов А.В. и др. Оперативная система обеспечения безотказной эксплуатации выпрямителей тяговых подстанций трамвая и троллейбуса (по опыту Мосгортранса) // Вестник городского электрического транспорта России. 2000. № 3.
3. ГОСТ 24461-80. Приборы полупроводниковые силовые. Методы измерений и испытаний. М.: Из-во стандартов, 1981.

Семёнов Геннадий Михайлович – начальник сектора ГУП ВЭИ им. В.И. Ленина, канд. техн. наук. Окончил МЭИ в 1967 г. Защитил диссертацию в 1976 г. по теме "Исследование и совершенствование методов производственно-эксплуатационного контроля статических параметров силовых полупроводниковых приборов и повышение их удельной нагрузочной способности в устройствах электрической тяги городского транспорта".

Сухов Александр Валерьевич – начальник сектора ГУП ВЭИ им В.И. Ленина. Окончил МЭИ в 1991 г. по специальности "Промышленная электроника".

Режим самоограничения "SSCM" – прорыв в характеристиках области безопасной работы силовых высоковольтных IGBT и диодов¹

РАХИМО М., КОПТА А., АЙХЕР С., ШЛАПБАХ У., ЛИНДЕР С.

Представлена новая технологическая платформа для высоковольтных IGBT и диодов, демонстрирующая широчайшую на сегодняшний день область безопасной работы.

В настоящее время одной из основных проблем конструкции высоковольтных IGBT и диодов является обеспечение широкой области безопасной работы (ОБР) [1]. Разрушающая точка характеризует пределы ОБР, ограниченные точками повреждения, которые, в основном, определяются их конструкцией и/или технологией. В последние годы характеристики ОБР для приборов среднего и низкого классов напряжения были существенно улучшены. Оптимизация конструкции эммиттерных ячеек, введение NPT и SPT концепций вертикальной кон-

струкции и улучшенная технология уменьшения времени жизни основных носителей – всё это позволило добиться успехов в этом направлении. Однако предыдущий опыт и техническая литература однозначно указывают, что характеристики ОБР для высоковольтных приборов выше 2000 В значительно уступают приборам среднего и низкого класса напряжения [2, 3]. Это объясняется физическими ограничениями высоковольтных структур и тяжёлыми условиями эксплуатации. Кроме того, компромисс между оптимизацией общих потерь и показателями ОБР накладывает дополнительные ограничения на конструкционные рамки высоковольтных IGBT. Тенденции развития IGBT и диодов с

¹ Материал подготовлен А. Чекмарёвым (ЦПМК РУС-ТЭЛ) с согласия "ABB Switzerland Ltd Semiconductors".

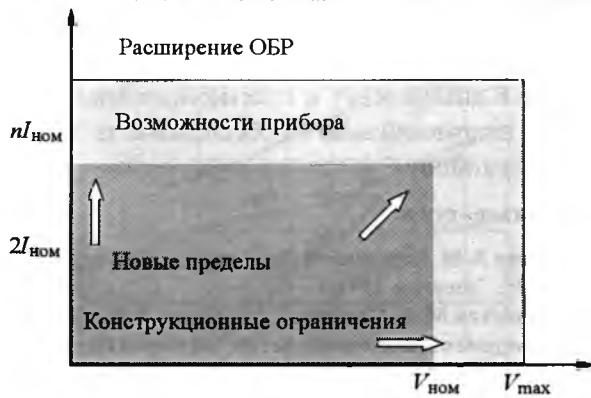


Рис.1. Расширение области безопасной работы высоковольтных IGBT и диодов

точки зрения расширения ОБР обусловлены большим количеством эксплуатационных требований для тяжёлых условий коммутаций. Улучшенные характеристики ОБР окажут позитивное влияние на производительность, надёжность, лёгкость параллельного соединения, управляемость приборов и улучшат показатели всей системы, включая драйвер, с точки зрения снижения общих потерь и применения оптимальных защитных схем. Для уверенности в том, что высоковольтные приборы не превышают пределы ОБР, и для обеспечения их эксплуатации были введены многочисленные ограничения. В связи с этим разработчики пересмотрели многие параметры схем и драйверов. Эти модификации проявились в увеличении сопротивления затвора и включении активных защитных цепей или снабберов. Все эти факторы имели негативное влияние на характеристики, стоимость и размеры систем силовой электроники. АВВ продолжает следовать новейшим тенденциям развития и представляет современную технологическую платформу силовых высоковольтных IGBT и диодов, особенностю которой является возможность самоограничения [4] в процессе выключения прибора даже в экстремальных испытательных условиях. Это позволило расширить ОБР и установить новые стандарты для высоковольтных приборов (рис.1.). В дополнение к достигнутому расширению ОБР новые приборы имеют низкие потери и хорошие электрические свойства. В этой статье рассмотрены некоторые конструкционные и эксплуатационные аспекты новых высоковольтных чипов, а также последние результаты, полученные для приборов на 3,3, 4,5 и 6,5 кВ.

Режим самоограничения при переключениях высоковольтных приборов

Невозможность выключения IGBT из-за тиристорного эффекта является основным аварийным режимом при выключении IGBT, особенно в усло-

виях экстремальной динамической лавины. Эти условия характеризуются высокими значениями тока и напряжения, большой индуктивностью, высокой температурой и низким сопротивлением затвора. Повреждения приборов обычно имеют место, когда источник электронов n^+ инжектирует достаточное их количество в область p -канала и вызывает неконтролируемое включение паразитного тиристора, приводящее к повреждению прибора. Защита области источника электронов n^+ является необходимой мерой повышения иммунитета от тиристорного эффекта IGBT. Диоды также ограничены в своей ОБР из-за наличия динамической лавины во время обратного восстановления. Под действием комбинации неблагоприятных факторов, таких как высокая коммутационная скорость di/dt , больших плотности тока и температуры, диод во время обратного восстановления оказывается в режиме динамической лавины. При этом генерируются дополнительные носители, что является очень чувствительным для любой неоднородности структуры прибора, и возникают деструктивные ните-видные токи. Оптимизация конструкции выводов диода, управление временем жизни носителей снижают риск возникновения деструктивных токов во время динамической лавины, что повышает стабильность характеристик обратного восстановления [5]. Однако для высоковольтных приборов с типично низкой концентрацией легирования, удаление электронно-дырочной плазмы во время выключения прибора вводит его в режим достаточно тяжёлой динамической лавины при гораздо меньших токах по сравнению с приборами более низкого класса напряжения. Это существенно лимитирует ОБР высоковольтных IGBT и диодов. Все типичные аварийные режимы динамической лавины, вызванные удалением электронно-дырочной плазмы, могут быть исключены, что приведёт к преодолению прибором режима самоограничения лавины во время выключения подобно тому, как это получается при стандартном индуктивном испытании. Это называется "режимом самоограничения при переключениях" (SSCM), когда перенапряжение прибора достигает значения V_{SSCM} вблизи напряжения статического пробоя, как показано на рис.2.

Поскольку напряжение растёт, IGBT входит в режим динамической лавины сразу же после того, как MOS канал начинает инжектировать электроны в область n -базы. Недостаток электронной компенсации для восстанавливающихся дырок изменит эффективную степень легирования и распределение электрического поля, что обеспечит более низкую скорость dv/dt в процессе динамической ла-



Рис.2. Характеристики ОБР выключения IGBT с режимом самоограничения SSCM

вины. Если возникает повреждение прибора, фаза динамической лавины продолжается до тех пор, пока используется оставшаяся электронно-дырочная плазма, и затем внезапно прекращается. Из-за наличия индуктивностей рассеяния в коммутационных цепях, напряжение на IGBT начинает возрастать и поскольку генерируемые лавиной носители поддержат обратный ток в IGBT, оно, в конечном счёте, достигнет уровня напряжения пробоя p - n -перехода. Оптимальная конструкция буферной области прибора, полученная благодаря применению технологии SPT, позволяет прибору успешно выдерживать такие условия путём самоограничения напряжения. Таким образом, обеспечивается конечная квадратная ОБР вплоть до максимального напряжения.

Новая конструкционная платформа высоковольтных IGBT и диодов

Для того, чтобы достичнуть качественных статических и динамических характеристик для IGBT и диодов, в последних технологиях производства IGBT и диодов используется концепция SPT, представленная на рис.3. Это достижение помогло ABB сделать рывок в направлении снижения общих потерь приборов по сравнению со старой концепцией [6]. Дополнение низколегированной и глубокой

SPT буферной зоны позволяет достичь 20% снижения общей толщины прибора по сравнению с конструкцией NPT. Однако это требует использования специфичных высокоомных исходных материалов для обеспечения требуемого запираемого напряжения и низкого потока отказов из-за действия космического излучения. SPT буфер в этом случае гарантирует, что такой прибор будет иметь мягкие характеристики выключения. В дополнение к этим преимуществам сейчас можно говорить о

дальнейшей оптимизации конструкции SPT, результатом которой станет улучшение характеристик ОБР как IGBT, так и диода.

Новая конструкционная платформа высоковольтных IGBT. В дополнение к буферной области SPT была разработана специальная концепция конструкции анода для обеспечения требуемого уровня потерь в проводящем состоянии и при выключении. Оптимизация SPT буфера и конструкции анода имеет также существенное влияние на улучшение работы новых высоковольтных IGBT в режиме КЗ. Новая конструкционная платформа высоковольтных IGBT основана на улучшенной и чрезвычайно выносливой планарной конструкции ячеек. Эта технология была разработана в основном для значительного повышения иммунитета действию тиристорного эффекта в широкой ОБР. Главная цель заключалась в тщательной оптимизации профиля ячеек p - n -перехода, а с другой стороны, в повышении уровня защиты области n^+ -источника в самой нагруженной точке около MOS канала. В целях обеспечения существенного усиления эмиттера были предприняты действия по оптимизации параметров ячеек. Также был установлен масштабный коэффициент для конструкционной платформы ячеек всех классов напряжения. Предпринятые шаги гарантируют оптимальную конструкцию с низкими потерями и позволяют достичь хороших характеристик переключений и КЗ для приборов до 6,5 кВ.

Новая конструкционная платформа для высоковольтных диодов. Характеристики ОБР новых высоковольтных диодов были обеспечены следующими конструктивными особенностями. Во-первых, применён высоколегированный p^+ -анод, что позволило обеспечить гораздо более надёжные параметры по сравнению с диодами с низколегированным анодом. Это объясняется эффектом лёгкого проникновения во время обратного восстановления при испытаниях прибора в условиях жёст-

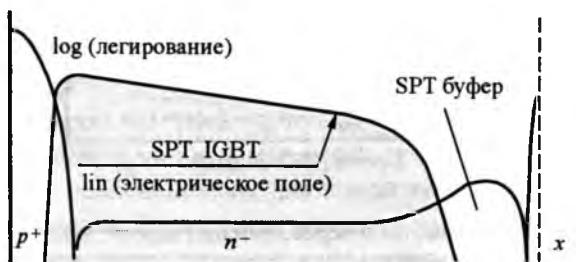


Рис.3. Сечение легирования IGBT технологии SPT и распределение поля

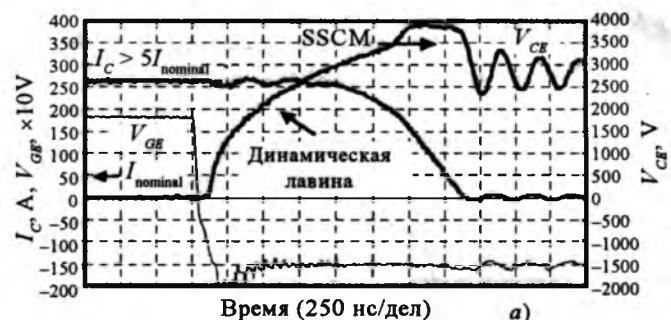
кой динамической лавины. При высокой плотности тока дырки, генерируемые у $p-n$ -перехода во время динамической лавины будут компенсироваться акцепторными ионами низколегированного анода. Следовательно, при данном уровне тока электромагнитное поле может достичь анодного контакта, что может привести к повреждению прибора. Высоколегированный p^+ -анод также участвует в развитии конструкции надёжного перехода в целях исключения любых возможных недостатков перегрузочной способности прибора из-за сильного уплотнения электромагнитных полей и тока на стороне анода во время обратного восстановления. Комбинация локальных и распределённых методов управления временем жизни позволяет направить электронно-дырочную плазму по оптимальному пути для обеспечения требуемых электрических параметров и улучшения характеристик ОБР.

Характеристики новых высоковольтных IGBT и диодов

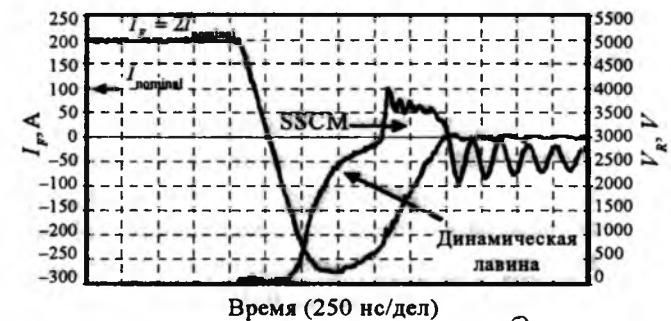
Новые IGBT и диоды на 3,3 кВ устанавливают новые стандарты для характеристик ОБР при выключении. Это можно ясно увидеть на рис.4,а и рис.4,б соответственно для IGBT на 3,3 кВ/50 А и диода на 3,3 кВ/100 А при эксплуатации в тяжёлых условиях без активных демпферов и снабберов, используемых в тестовой установке. Колебания, наблюдающиеся в кривых тока и напряжения, являются последствиями высокого уровня перенапряжений, высокой индуктивности рассеяния и низкой выходной ёмкости прибора во время режима самоограничения. В нормальных условиях эксплуатации чипы демонстрируют низкий уровень потерь, мягкие характеристики переключений и хорошие общие электрические параметры (рис.5).

Потери в номинальном режиме для новых IGBT на 4,5 и 6,5 кВ показаны в таблице. Приборы обладают положительным температурным коэффициентом во всём диапазоне токов нагрузки. Чтобы продемонстрировать схожие характеристики ОБР для высоковольтных IGBT с одинаковой конструкционной платформой, на рис.6 и 7 соответственно показаны характеристики выключения ОБР для IGBT на 4,5 кВ/40 А и двух параллельных IGBT на 6,5 кВ/25 А. Необходимо отметить, что приборы испытывались в условиях с очень высокой индуктивностью рассеяния.

Также следует обратить внимание на то, что одним из главных преимуществ IGBT с повышенной выносливостью является способность управления ими с низким значением сопротивления затвора. Это обеспечивает гораздо меньшие потери и более короткие времена задержек во время выключения



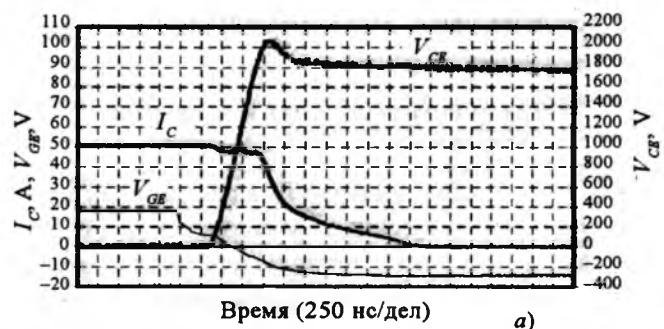
Время (250 нс/дел) а)



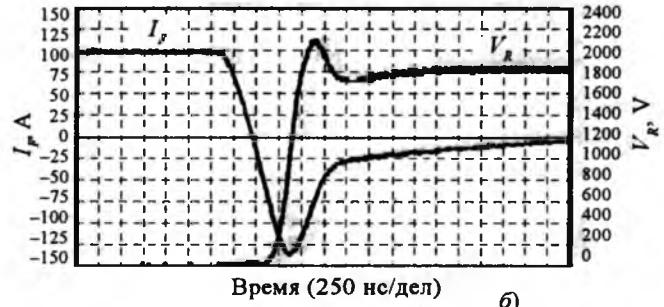
Время (250 нс/дел) б)

Рис.4. Характеристики переключений ОБР IGBT 3,3 кВ/50 А (а) и диода 3,3 кВ/100 А (б) при 125°C, $R_G = 0$, $L_S = 2,4 \text{ мкГн}$:

а – $V_{DC} = 2700 \text{ В}$, $I_C = 260 \text{ А}$, $V_{SSCM} > 3500 \text{ В}$, $P_{peak} = 0,75 \text{ МВт/см}^2$; б – $V_{DC} = 2500 \text{ В}$, $I_F = 200 \text{ А}$, $di/dt = 1000 \text{ А/мкс}$, $V_{SSCM} > 3500 \text{ В}$, $P_{peak} = 0,8 \text{ МВт/см}^2$



Время (250 нс/дел) а)



Время (250 нс/дел) б)

Рис.5. Характеристики переключений номинального режима IGBT 3,3 кВ/50 А (а) и диода 3,3 кВ/100 А (б) при 125°C, $V_{DC} = 1800 \text{ В}$, $R_G = 33 \Omega$, $L_S = 2,4 \text{ мкГн}$:

а – кривые выключения IGBT при $I_C = 50 \text{ А}$; б – кривые обратного восстановления диода при $I_F = 100 \text{ А}$

Новые приборы	Плотность тока, А/см ²	V_{CE} , В, при 25°C	V_{CE} , В, при 125°C	E_{off}/V_{DC} , мДж/В, при 125°C
3300V Диод	100	2,3	2,35	–
3300V IGBT	50	3,1	3,8	80/1800
4500V IGBT	40	3,3	4,4	170/2800
6500V IGBT	30	3,6	4,7	180/3600

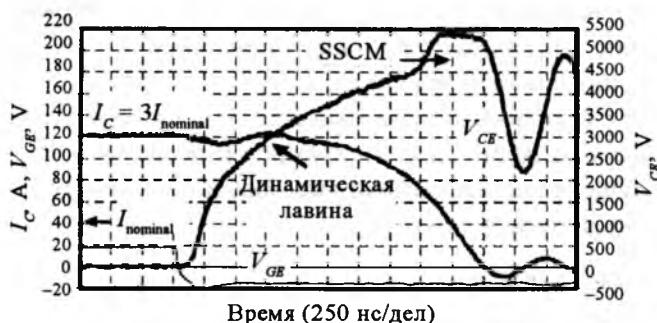


Рис.6. Характеристики выключения ОБР IGBT 4,5 кВ/40 А, $V_{DC} = 3600$ В, $I_C = 120$ А, 125°C, $R_G = 0$, $L_S = 12$ мГн, $V_{SSCM} > 5300$ В, $P_{peak} = 0,5$ МВт/см²

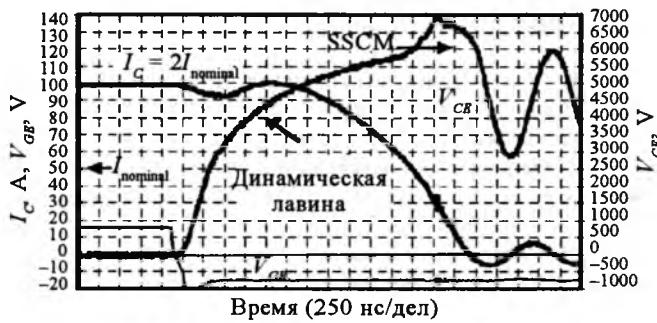


Рис.7. Характеристики выключения ОБР IGBT 6,5 кВ/2 × 25 А, $V_{DC} = 4500$ В, $I_C = 100$ А, 125°C, $R_G = 0$, $L_S = 20$ мГн, $V_{SSCM} > 6500$ В, $P_{peak} = 0,25$ МВт/см²

прибора. Было очень чётко зафиксировано, что длительные времена задержек могут привести к существенной неравномерности распределения тока нагрузки по параллельным IGBT и, соответственно, к значительным потерям в ОБР. Традиционная технология требует включения значительно большего номинала сопротивления затвора для обеспечения требуемых свойств при выключении по сравнению с новой технологией. Как видно из рис.8, в то время как для обычной технологии при параллельном соединении чипов имеет место существенное снижение номинала тока, для новой технологии с более низким R_G значение выключаемого тока через единицу площади кремния практически не зависит от числа параллельно соединенных чипов. Ясно, что для обычной технологии использование более высоких значений сопротивления затвора для ком-



Рис.8. Сравнение нагрузочной способности параллельного соединения обычных и новых IGBT чипов на 4,5 кВ:
 — выключаемый ток, новая технология, $R_G = 3,3$ Ом;
 ✕ — выключаемый ток, обычная технология, $R_G = 180$ Ом;
 - - - — снижение номинала тока, новая технология;
 — X — снижение номинала тока, обычная технология

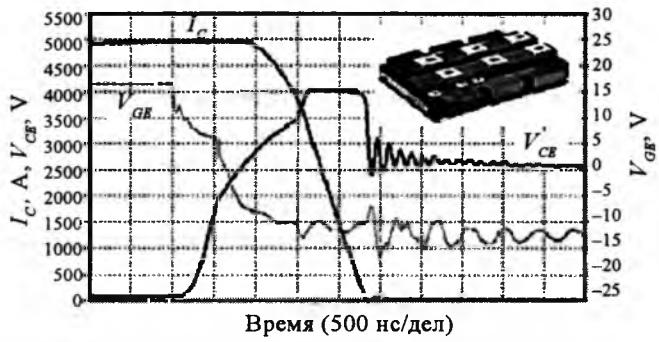


Рис.9. Характеристики выключения ОБР IGBT модуля 3,3 кВ/1200 А, $V_{DC} = 2600$ В, $I_C = 5000$ А, 125°C, $R_G = 1,5$ Ом, $L_S = 280$ нГн

пенсации потерь выключения приведёт лишь к дальнейшему росту потерь и снижению номинала выключаемого тока.

Чтобы исследовать характеристики новых чипов в параллельной эксплуатации, они были помещены в стандартный модуль на 3,3 кВ/1200 А, содержащий 24 IGBT и 12 диодов. На рис.9 показаны характеристики выключения коллекторного тока 5000 А. IGBT демонстрирует стойкость характеристик в условиях параллельного соединения во время режимов динамической лавины и самоограничения.

Свойства ОБР короткого замыкания

Стойкость характеристик ОБР КЗ (ОКЗ) является одним из основных достоинств по сравнению с IGBT, выполненными по траншейной технологии. Повреждения приборов, вызванные импульсами тока КЗ, происходят обычно при определённой плотности тока немедленно после включения или во время импульса КЗ. Было также установлено,

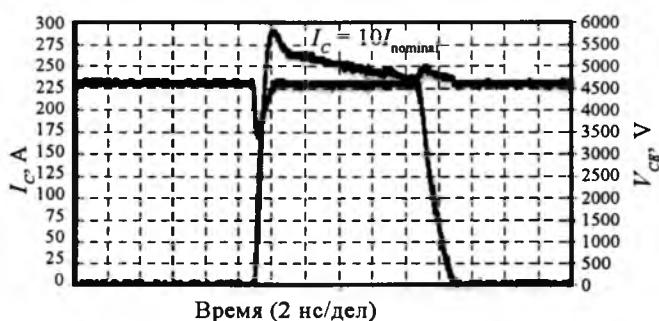


Рис.10. Характеристики выключения ОКЗ IGBT 6,5 кВ/25 А, $V_{DC} = 4500$ В, $V_{GE} = 18$ В, 25°C, $L_S = 2,4$ мГн, $I_{\text{peak}} = 290$ А, $P_{\text{peak}} = 1,35$ МВт/см²

что такие повреждения случаются при низком напряжении звена постоянного тока.

Ток КЗ значительно возрастает при низких температурах, а также в результате накачки напряжения на затворе во время некоторых типов повреждений, происходящих в эксплуатации (рост напряжения во время проводящего состояния IGBT, приводящий к накачке напряжения затвор–эмиттер через ёмкость затвор–коллектор). По этой причине необходимо, чтобы IGBT выдерживал режим КЗ при напряжении затвора, превышающем номинальное значение 15 В.

Высокий уровень проводящих электронов во время импульса КЗ приводит к несбалансированной концентрации носителей *n*-базы. Носители изменяют эффективную степень легирования, что приводит к существенному искажению распределения электромагнитного поля. Это приводит к росту эффекта отрицательного дифференциального сопротивления, который обычно сопровождается образованием больших нитевидных токов, приводящим к разрушению прибора. Стандартным подходом для расширения ОКЗ было снижение значения тока КЗ, однако издержками такого решения являются увеличенные потери в проводящем состоянии и на включение. Использованные в IGBT нового поколения оптимальный SPT буфер и специальная конструкция анода, являются необходимыми условиями получения хороших характеристик ОКЗ. На рис.10 показаны характеристики режима КЗ для IGBT на 6,5 кВ/25 А в условиях повышенного напряжения затвор–эмиттер, высоких значений плотности тока и напряжения звена постоянного тока.

Заключение

Недавно разработанная технологическая концепция позволила сделать прорыв в расширении характеристик ОБР, особенно для высоковольтных приборов до 6,5 кВ. Как IGBT, так и диоды были разработаны таким образом, чтобы обеспечить широкую ОБР даже в условиях экстремальных испытательных нагрузок наряду с сохранением низких проводящих и коммутационных потерь по сравнению с приборами прошлого поколения. Представленный новый эталон характеристик ОБР позволяет разработчикам силовых систем по-новому взглянуть на возможности приборов и обеспечить наилучшие характеристики высоковольтных систем силовой электроники.

Список литературы

1. K. Yoshikawa et al. A Study on Wide RBSOA of 4,5 kV Power Pack IGBT // Proc. ISPSD'2001. 2001. P. 117.
2. A. Porst. Ultimate Limits of an IGBT (MCT) for High Voltage Applications in Conjunction with a Diode // Proc. ISPSD'1994. 1994. P. 163.
3. J. Lutz, M. Domeij. Dynamic Avalanche and Reliability of High Voltage Diodes // Microelectronic Reliability 43. 2003. P. 529.
4. K. Matsushita et al. Theoretical Investigation on IGBT Sunburnless Self-Clamped Drain Voltage Switching-off Operation under a Large Inductive Load // Proc. ISPSD'1993. 1993. P. 46.
5. J. Oetjen et al. Current Filamentation in Bipolar Power Devices during Dynamic Avalanche Breakdown // Solid State Electronics 44. 2000. P. 117.
6. M. Rahimo et al. Extending the Boundary Limits of High Voltage IGBTs and Diodes to above 8 kV // Proc. ISPSD'2002. 2002. P. 41.

Рахимо Мунаф – старший инженер отдела исследований и разработок фирмы "ABB Semiconductors".

Копта Арност – руководитель проектов фирмы "ABB Semiconductors".

Айхер Симон – руководитель группы отдела исследований и разработок фирмы "ABB Semiconductors".

Шлапбах Ульрих – руководитель группы отдела технической поддержки заказчиков фирмы "ABB Semiconductors".

Линдер Стефан – вице-президент фирмы "ABB Semiconductors", руководитель направлений исследований и конструкции полупроводников.

К вопросу о включении р-п-р-п-структурь светом

ЕВСЕЕВ Ю.А.

Предложена модель включения р-п-р-п-структурь, освещаемой со стороны п-слоя, состоящая из р-п-р-фототранзистора, освещаемого со стороны коллектора, ток которого поступает в р-базу р-п-р-п-структурь. Получены основные соотношения фототиристора (р-п-р-п-структурь, освещаемой со стороны катода).

Анализ р-п-р-п-структурь, включаемой светом, проведённый в [1], позволил получить выражение для тока р-п-р-п-структурь. Членами выражения, учитывающими генерацию тока в слоях структуры, являются фототоки всех трёх р-п-р-п-переходов. При этом, исходя из предположения, что фототок катодного р-п-перехода, расположенного возле освещаемой поверхности, имеет наибольшее значение, процесс включения сводится к включению р-п-р-п-структурь через р-базу. Следует отметить, что это справедливо при высоком уровне освещённости, когда каждый переход работает в режиме эффективной инжекции. Исходя из принятых допущений, эти выводы не могут использоваться для режимов работы р-п-р-п-структурь при включении её слабым сигналом, что реализуется, например, при определении минимального сигнала управления.

Решению этой задачи посвящена настоящая работа.

Из-за специфики конструкции реальных р-п-р-п-структур, р-п-р-транзистор которых в области токов эмиттера порядка тока переключения имеет коэффициент передачи α_{pnp} , в первом приближении не зависящий от тока, а п-п-р-транзистор характеризуется ступенчатой зависимостью коэффициента передачи от тока ($\alpha_{pnp} = 0$ при токе, не превышающем некоторое пороговое значение и $\alpha_{pnp} \neq 0$ при токе, превышающем пороговое значение), ведущее значение может приобретать р-п-р-транзистор, иначе говоря, токи, собираемые центральными и анодными переходами. В этом случае можно предложить следующий двухступенчатый механизм включения р-п-р-п-структурь. На первом этапе, когда тока $I_{\phi 1}$ недостаточно для включения р-п-р-п-структурь, происходит усиление фототоков $I_{\phi 2}$ и $I_{\phi 3}$ транзисторами типа р-п-р. Усиленный ток (ток коллектора) поступает в р-базу р-п-р-п-структурь, складывается с фототоком $I_{\phi 1}$, и если их сумма равна или превышает минимальное значение тока управления при заданном анодном напряжении, происходит включение р-п-р-п-структурь.

It is proposed the model of turn on of p-n-p-n-structure, light activated on n-layer side, consisted on p-n-p phototransistor, light activated on collector side, that collector current goes to p-base of the p-n-p-n-structure. It is given bas formulas of photothyristor (p-n-p-n-structure, light activated on cathode side).

ры в проводящее состояние. Двухступенчатый механизм включения можно описать, выделив в выражении тока р-п-р-п-структурь, управляемой светом [1], составляющую тока р-п-р-транзистора в виде отдельного слагаемого (члены перед дробью):

$$\begin{aligned} I &= \frac{I_{\phi 1}\alpha_{pnp} + I_{k.o} + I_{\phi 2} + I_{\phi 3}\alpha_{pnp}}{1 - \alpha_{pnp} - \alpha_{pnp}} = \\ &= I_{k.o} + I_{\phi 2} + (I_{k.o} + I_{\phi 2} + I_{\phi 3})\beta_{pnp} + \\ &+ \frac{[I_{k.o}I_{\phi 2} + (I_{k.o} + I_{\phi 2} + I_{\phi 3})\beta_{pnp} + I_{\phi 1}]\alpha_{pnp}}{1 - \alpha_{pnp} - \alpha_{pnp}}, \end{aligned} \quad (1)$$

где $I_{k.o}$ – обратный ток коллекторного перехода.

Второй член уравнения, если пренебречь отсутствием тока $I_{k.o}$, представляет собой выражение для тока р-п-р-п-структурь, управляемой током р-базы. При этом в р-базу поступает ток

$$I_{k.o} + I_{\phi 2} + (I_{k.o} + I_{\phi 2} + I_{\phi 3})\beta_{pnp} + I_{\phi 1}.$$

Анализ выражения (1) показывает, что пока ток через р-п-р-п-структурь не превышает порогового значения, $\alpha_{pnp} = 0$, выражение тока является ничем иным, как выражением тока р-п-р-транзистора, освещаемого со стороны катода.

Из выражения (1) легко получить условие включения р-п-р-п-структурь светом

$$I_{k.o} + I_{\phi 1} + I_{\phi 2} + (I_{k.o} + I_{\phi 2} + I_{\phi 3})\beta_{pnp} \geq I_{yp}, \quad (2)$$

где I_{yp} – ток управления по р-базе, и выражение для тока переключения

$$I_{\text{пер}} = I_{k.o} + I_{\phi 2} + (I_{k.o} + I_{\phi 2} + I_{\phi 3})\beta_{pnp} + I_{\text{пер}}^{(p)}, \quad (3)$$

где $I_{\text{пер}}$ – ток переключения р-п-р-п-структурь, управляемой по базе током $I_{k.o} + I_{\phi 1} + I_{\phi 2} + (I_{k.o} + I_{\phi 2} + I_{\phi 3})\beta_{pnp}$.

Двухступенчатый механизм позволяет объяснить относительно высокие времена задержки включения оптотиристоров, запуск р-п-р-п-структурь которых осуществляется диодом-излучателем АЛ-107, обладающим невысокой мощностью излучения в

импульсе [2]. Время задержки здесь складывается из времени задержки *p-n-p*-транзистора, времени накопления критического заряда в *p*-базе *p-n-p-n*-структурь и собственного времени задержки *p-n-p-n*-структурь, включаемой током *p*-базы. В случае использования в качестве источника полупроводникового лазера с высокой мощностью излучения в импульсе [3] *p-n-p-n*-структурь включается через время, равное собственному времени задержки *p-n-p-n*-структурь, управляемой током *p*-базы.

Выводы

- Предложена модель включения *p-n-p-n*-структурь, управляемой светом со стороны катода, состоящая из *p-n-p*-фототиристора, управляемого светом со стороны эмиттера, и *p-n-p-n*-структурь, в *p*-базу которой поступает коллекторный ток фототранзистора.

- Получено выражение токов фототиристора и переключения, на основе которых приведено условие включения фототиристора (*p-n-p-n*-структурь, управляемой светом со стороны катода).

- Данная модель позволила объяснить различие во временах задержки *p-n-p-n*-структурь, включаемой от полупроводникового лазера и инжекционного диода-излучателя.

Список литературы

- Горохов В.А. Уравнение токов четырёхслойной структуры, включаемой светом // Радиотехника и электроника. 1964. Т.9, № 11. С. 2057–2058.
- Оптоциристоры // Электротехника СССР. 05.13.03.9. М.: Информэлектро, 1989.
- Грехов И.В., Левинштейн М.Е., Сергеев В.Г. Об одном включении светом полупроводниковых структур большой площади // Физика и техника полупроводников. 1974. Т.8, № 3.
- Евсеев Юрий Алексеевич – главный научный сотрудник ГУП ВЭИ, доктор техн. наук, проф.

Генерация атмосферной плазмы с помощью замедляющей системы

ПЧЕЛЬНИКОВ Ю.Н.

Впервые рассмотрена возможность генерации атмосферной плазмы с помощью отрезка замедляющей системы (ЗС). На основании анализа "импедансной" модели цилиндрической спирали показано, что напряжённость электрического поля волны, возбуждаемой в спиральной ЗС, пропорциональна корню квадратному из значения замедления и очень слабо зависит от рабочей частоты. Приведены примеры конкретной реализации предложенного метода возбуждения плазмы.

Различные виды плазменного разряда широко используются в промышленности и физических исследованиях, в частности при производстве полупроводниковых материалов и приборов. В плазменном разряде осуществляется нанесение тонких пленок, имплантация, термообработка, создание новых материалов и другие технологические процессы. Плазма используется также для диагностики, активизации химических реакций, стерилизации инструментов, уничтожения радиоактивных отходов и т.д.

В последние годы всё большее внимание уделяется получению и применению атмосферной плазмы [1–4]. Использование атмосферной плазмы обеспечивает существенные преимущества по сравнению с традиционными технологиями, использу-

The possibility of atmospheric plasma generating with help of a slow-wave structure (SWS) is considered for the first time. It was shown on the base of the "impedance" model of a helical SWS analysis that the electric field intensity of the wave excited in a helical SWS increases proportionally to the square root from the deceleration and depends very slightly on the operating frequency. Examples of the practical realization of the offered plasma generating method being shown in this paper.

ющими плазменный разряд при низких давлениях. К этим преимуществам относятся: отсутствие дорогих и громоздких камер, средств откачки, простота реализации, а также более высокая концентрация электронов и ионов (10^2 – 10^5 в 1 см^3) и относительно высокая температура, что существенно улучшает характеристики технологических процессов.

Анализ патентов и научных публикаций показывает, что существует два основных электромагнитных способа генерации плазмы – индуктивный и ёмкостной. Первый метод используется на относительно низких частотах (от 1 кГц до 27 МГц), второй метод – на 915 МГц, 2,4 ГГц и выше.

С физической точки зрения оба метода основаны на возбуждении электрического поля с высокой напряжённостью в рабочем объёме (реакторе). Ин-

дуктивный метод, часто называемый "безэлектродный метод", основан на возбуждении электрического поля ВЧ магнитным полем, создаваемым индуктором [5–7]. Такой метод удобен при генерации плазмы низкого давления, когда рабочий объём ограничен кварцевой трубкой. При атмосферном давлении возникает вероятность возбуждения плазмы не только в реакторе, но и вокруг индуктора. Кроме того, большая проводимость атмосферной плазмы приводит к резкому уменьшению напряжённости электрического поля и срыву генерации. Хотя добавление газов с низким напряжением ионизации помогает локализовать разряд в рабочем объёме, использование индуктивного метода для создания атмосферной плазмы остаётся проблематичным. Другим существенным недостатком индуктивного метода является необходимость применения мощных источников высокой частоты (порядка 10 кВт и более).

На рис.1 показана принципиальная схема типичной индуктивной горелки для технологических применений [6]. В указанном примере ВЧ источник возбуждает в индукторе ток, магнитное поле которого наводит в потоке газа электрическое поле с напряжённостью, необходимой для генерации плазменного разряда. Одновременно в поток возбуждаемого газа вводятся технологические добавки, необходимые для осуществляемого процесса.

Ёмкостной метод возбуждения плазмы основан на возможности концентрации электромагнитного поля СВЧ диапазона в небольшом объёме. Как известно, напряжённость электрического поля в электромагнитной волне пропорциональна частоте и зависит от формы резонатора или волновода, образующего плазменный реактор. Концентрация электромагнитной энергии сопровождается увеличением напряжённости электрического поля и, следовательно, позволяет уменьшить мощность источника СВЧ энергии, необходимую для инициации и поддержания разряда. В большинстве плазменных



Рис.1. Схематическое изображение плазменной горелки с индуктивным возбуждением

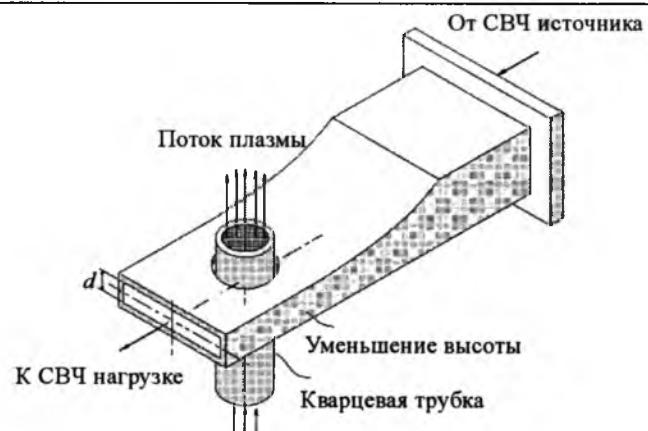


Рис.2. Реализация ёмкостного метода возбуждения с помощью прямоугольного волновода



Рис.3. Схематическое изображение плазменной горелки на коаксиальном резонаторе

горелок с ёмкостным методом возбуждения в качестве СВЧ источников используются магнетронные генераторы на частоте 2,4 ГГц мощностью 1 кВт и выше [8–14].

СВЧ плазменная горелка представляет собой, как правило, прямоугольный волновод с уменьшенной высотой в активной области, реакторе [8] (рис.2) или коаксиальный резонатор сужением на открытом конце [9] (рис.3). В первом случае уменьшение высоты волновода сопровождается пропорциональным корню квадратному из высоты увеличением напряжённости поля в зазоре между широкими стенками волновода. Во втором случае высокая интенсивность электрического поля достигается благодаря малому зазору между проводниками. Однако возбуждаемая плазма фактически закорачивает этот зазор, что, как и в случае индуктивного возбуждения, сопровождается существенным уменьшением напряжённости поля.

Как показывает накопленный к настоящему времени опыт, возбуждение атмосферной плазмы как индуктивными, так и ёмкостными методами наталкивается на необходимость использования более мощных, чем в случае вакуумной плазмы, источников электромагнитной энергии, что затрудняет её практическую реализацию.

Применение замедляющих систем

Проведённые ранее исследования особенностей замедленных волн и возможностей их нетрадиционного применения [10] показали, что замедление электромагнитной волны в N раз увеличивает во столько же эффективность её взаимодействия с окружающей средой. Вызвано это пропорциональной замедлению концентрацией энергии поля волны и таким же увеличением волнового сопротивления. Ниже проводится анализ напряжённости электрического поля в замедляющих системах (ЗС), в частности спиральной ЗС и предлагается конструкция плазменной горелки на спиральной ЗС.

1. Исходные соотношения. Преимуществом применения ЗС является не только концентрация энергии, но и возможность работы на более низких частотах, т.е. возможность реализации ёмкостного метода в ВЧ диапазоне, например на 27 МГц. Как показано ниже, концентрация энергии волны сопровождается увеличением напряжённости электрического поля и, соответственно, уменьшением мощности, требуемой для генерации и поддержания плазменного разряда. Это открывает новые возможности для генерации и применения атмосферной плазмы.

В общем, различные ЗС представляют собой линии передачи электромагнитной энергии, образованные периодическим рядом проводящих элементов, последовательно соединённых друг с другом с зазором [11]. Они могут быть образованы периодически нагруженным волноводом или двухпроводной линией, один или оба проводника которой имеют форму спирали, меандра или другой геометрической фигуры. Характеризуются ЗС поперечными габаритами и периодичностью, т.е. периодом T расположения проводящих элементов, а также их конфигурацией. Именно от конфигурации, размеров и положения поперечных элементов зависит распределение электрического и магнитного полей и значение замедления. Равное отношению скорости света c в свободном пространстве к фазовой скорости волны в ЗС v_p – замедление зависит также от рабочей частоты и электрических параметров окружающей среды.

При расчёте замедления часто пользуются отношением фазовой постоянной замедлений волны β к волновому числу в свободном пространстве k :

$$N = \frac{c}{v_p} = \frac{\beta}{k}; k = \frac{\omega}{c} = \omega \sqrt{\epsilon_0 \mu_0}. \quad (1)$$

Здесь и в дальнейшем ω – угловая частота; ϵ_0 и μ_0 – диэлектрическая и магнитная проницаемости вакуума.

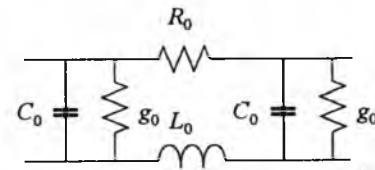


Рис.4. Схема замещения эквивалентной линией

При наличии электромагнитных потерь в проводниках или окружающей среде фазовая постоянная может быть представлена в виде комплексной величины с действительной частью β_0 и мнимой частью α , так называемой постоянной затухания:

$$\beta = \beta_0 - j\alpha. \quad (2)$$

Таким образом, при наличии затухания замедление N и ослабление волны в децибелах на единицу длины ЗС, обозначим его через K_0 , определяются следующими формулами:

$$N = \frac{\beta_0}{k}; \quad K_0 = 8,68\alpha. \quad (3)$$

Любая ЗС, как и другие передающие линии, может быть заменена эквивалентной ей длинной линией с погонной ёмкостью C_0 в поперечных проводниках, погонной индуктивностью L_0 в одном из продольных проводников, погонным сопротивлением R_0 и погонной проводимостью g_0 в продольном и поперечных проводниках соответственно (рис.4). Знание эквивалентных параметров позволяет рассчитать волновое сопротивление, замедление и электромагнитные потери, в частности энергию рассеиваемую в плазменном разряде. Как легко показать [12], при относительно небольшом затухании волны (при малых потерях)

$$N \approx \sqrt{\frac{L_0 C_0}{\epsilon_0 \mu_0}}; \quad \alpha \approx \frac{R_0}{2Z_0} + \frac{Z_0}{2g_0}, \quad (4)$$

где Z_0 – волновое сопротивление ЗС, определяемое через эквивалентные параметры формулой

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L_0}{C_0}}. \quad (5)$$

Знание потока мощности P_0 , проходящего вдоль ЗС и волнового сопротивления позволяет определить максимальную разность потенциалов V на проводниках ЗС

$$V \approx \sqrt{2P_0 Z_0}. \quad (6)$$

Это позволяет, в свою очередь, рассчитать напряжённость электрического поля E . Если расстояние между проводниками существенно меньше длины замедленной волны, то электрическое поле

представлено, в основном, поперечной компонентой, а ёмкость C_0 равна статической ёмкости между проводниками. В этом случае, случае относительно низких частот или, что то же, относительно малых размеров, выполняется условие [13]:

$$L_0 \approx \mu_0 \epsilon_0 \frac{N^2}{C_0}. \quad (7)$$

Если проводники плоские и находятся друг от друга на относительно небольшом расстоянии d , то погонная ёмкость обратно пропорциональна d и, как это следует из (5)–(7), напряжённость электрического поля определяется выражением

$$E \approx \frac{V}{d} = 27,4 \sqrt{\frac{P_0 N}{A d}}, \quad (8)$$

где A – коэффициент пропорциональности в выражении для ёмкости

$$C_0 = \epsilon_0 \frac{A}{d}. \quad (9)$$

В случае коаксиально расположенных проводников цилиндрической формы

$$C_0 \approx \epsilon_0 \frac{2\pi}{\ln \frac{b}{a}}; \quad (10)$$

$$Z_0 \approx 60 \ln \frac{b}{a}, \quad (11)$$

а напряжённость электрического поля $E_r(r)$ обратно пропорциональна радиусу:

$$E_r(r) \approx \frac{V}{r \ln \frac{b}{a}} \quad (12)$$

или, после подстановки правых частей (6) и (11)

$$E_r(r) \approx \frac{V}{r \ln \frac{b}{a}} \approx \frac{11}{r} \sqrt{\frac{P_0 N}{\ln \frac{b}{a}}}. \quad (13)$$

Из выражений (8) и (13) видно, что как в случае плоской, так и в случае коаксиальной ЗС, напряжённость электрического поля пропорциональна корню квадратному из произведения потока мощности на замедление и увеличивается с уменьшением зазора между проводниками ЗС (электродами).

2. Расчёт напряжённости поля в зазоре между спиралью и цилиндром. Как уже говорилось, спиральные ЗС представляют собой наиболее распространённый вид ЗС, а спираль в металлическом цилиндре, изображённая на рис. 5, является наиболее типичной и наиболее изученной версией спи-

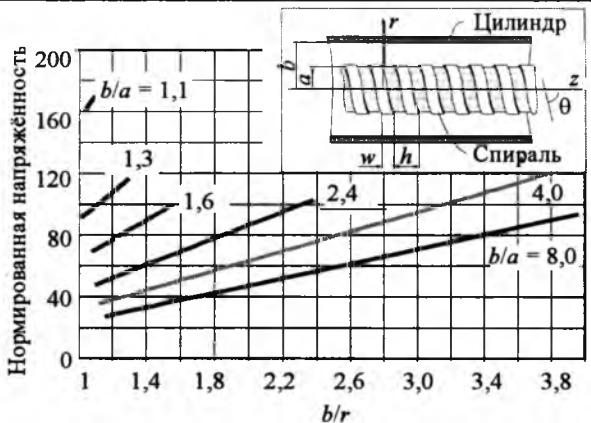


Рис.5. Зависимости относительной напряжённости электрического поля в зазоре между проводниками ЗС от отношения b/r для разных значений b/a в случае спирали в металлическом цилиндре

ральной ЗС [14]. В большинстве представляющих практический интерес случаев анализ такой ЗС осуществляется в так называемом импедансном приближении, при котором реальная спираль заменяется анизотропно-проводящим цилиндром с поверхностной проводимостью в направлении витков спирали. При таком приближении эквивалентные параметры, как это показано в [15], можно рассчитать с помощью следующих выражений:

$$C_0 = \epsilon_0 \frac{2\pi}{I_0(\alpha\tau)K_0(\alpha\tau)} \frac{1}{1 + \frac{I_0(\alpha\tau)K_0(b\tau)}{K_0(\alpha\tau)I_0(b\tau)}}; \quad (14)$$

$$L \approx \frac{\mu_0 \beta}{2\pi\tau} I_1(\alpha\tau)K_1(\alpha\tau) \left[1 - \frac{I_1(\alpha\tau)K_1(b\tau)}{K_1(b\tau)I_1(b\tau)} \right] \tan^2 \theta, \quad (15)$$

где α – средний радиус спирали; b – внутренний радиус цилиндра (экрана); I_0 , I_1 , K_0 , K_1 – модифицированные функции Бесселя нулевого и первого порядка первого и второго вида; θ – угол между витками и продольной осью z ; τ – так называемая поперечная постоянная, связанная с фазовой постоянной β и волновым числом k соотношением

$$\tau^2 = \beta^2 - k^2. \quad (16)$$

В большинстве представляющих практический интерес случаев, замедление превышает 3 и с точностью до величин второго порядка малости $\tau \approx \beta$.

Вытекающая из проведённого в предыдущем параграфе анализа возможность увеличения напряжённости электрического поля путём уменьшения зазора между проводниками ЗС позволяет воспользоваться упомянутым выше приближением относительно малых зазоров и упростить формулы (14), (15) для эквивалентных параметров. Действительно, пользуясь тем, что

$$b\tau \approx b\beta = \frac{2\pi bN}{\lambda}, \quad (17)$$

где λ – длина волны в свободном пространстве, и полагая $\lambda \gg 6,28bN$, находим, что $\beta\tau \ll 1$. При выполнении этого условия входящие в формулы (14), (15) функции Бесселя могут быть заменены аналитическими выражениями, так называемыми приближениями малых аргументов [16]. С учётом уменьшения ёмкости и увеличения индуктивности, вызванных конечной шириной витков, образующих спираль, формулы для эквивалентной ёмкости и эквивалентной индуктивности могут быть записаны в следующем виде:

$$C_0 \approx \epsilon_0 \frac{2\pi w}{h \ln \frac{b}{a}}, \quad (18)$$

$$L_0 \approx \mu_0 \frac{\left(1 - \frac{a^2}{b^2}\right) \frac{h}{w}}{4\pi \cos^2 \phi}. \quad (19)$$

Здесь w – ширина витков; h – шаг спирали, равный в случае однозаходной спирали периоду T .

Подставляя правые части (18) и (19) в (4) и (5), находим для рассматриваемой спирали в цилиндрическом экране

$$N \approx \frac{1}{\cos \phi} \sqrt{\frac{1 - \frac{a^2}{b^2}}{2 \ln \frac{b}{a}}} \approx \frac{1}{\cos \phi} \sqrt{\frac{1 + \frac{a}{b}}{2 \frac{b}{a}}}; \quad (20)$$

$$Z_0 \approx \frac{42,6}{\cos \phi} \frac{h}{w} \sqrt{\left(1 - \frac{a^2}{b^2}\right) \ln \frac{b}{a}}. \quad (21)$$

Формулы (20) и (21) вместе с (6) позволяют найти выражение для нормированной напряжённости электрического поля в зазоре между спиралью и цилиндром

$$\frac{bE_r(r)}{\sqrt{P}} = 9,2 \frac{b}{r} \sqrt{\frac{h}{w \cos \theta}} \sqrt{\frac{1 - \frac{a^2}{b^2}}{\left(\ln \frac{b}{a}\right)^3}}. \quad (22)$$

Кривые на рис.5 демонстрируют зависимость левой части формулы (22) от отношения b/r для различных значений b/a , рассчитанную для $\cos \theta = 0,1$ и $h/w = 2$. Из приведённых результатов следует, что с уменьшением зазора между спиралью и экраном, напряжённость электрического поля резко увеличивается.

3. Расчёт напряжённости электрического поля в связанных спиральях. Заменим оба проводника коаксиала спиральями с противоположными направлениями намотки (рис.6). Сохраняя прежние обозначения для радиусов проводников, будем полагать, что отношение ширины витков к шагу в спиральях одинаковы. Это позволяет сохранить то же абсолютное значение угла намотки, что и в предыдущем примере.

Возвращаясь к формуле (18) для погонной ёмкости между спиралью и экраном, будем считать такой же и ёмкость между рассматриваемыми спиральями. Действительно, и в том и другом случае противоположные на обоих проводниках потенциалы возбуждают приблизительно одинаковые ёмкостные токи в зазоре между проводниками. В то же время, если ток в спирали наводит противоположный по направлению ток на внутренней поверхности экрана, что приводит к вычитанию магнитных полей и уменьшению эквивалентной индуктивности, то в случае противофазного возбуждения спиралей с противоположной намоткой направления азимутальных компонент токов в обеих спиральях совпадают. Это приводит к сложению магнитных потоков снаружи спиралей и соответствующему увеличению эквивалентной индуктивности. Действительно, проведённый в [12] анализ связанных спиралей позволяет получить в случае относительно близких значений радиусов

$$L_0 \approx \mu_0 \frac{h}{w} \left(1 + \frac{a^2}{b^2}\right) \frac{1}{2\pi \cos^2 \phi}. \quad (23)$$

Вместе с индуктивностью увеличивается замедление и волновое сопротивление

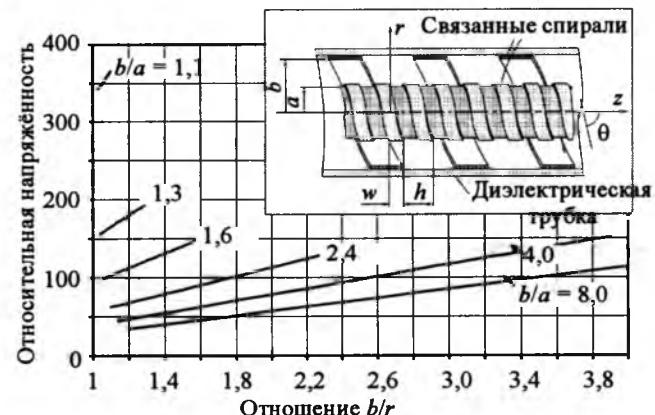


Рис.6. Зависимости относительной напряжённости электрического поля в зазоре между проводниками 3С от отношения b/r для разных значений b/a в случае связанных спиралей

$$N \approx \frac{1}{\cos\theta} \sqrt{\frac{\left(1 + \frac{a^2}{b^2}\right)}{\ln \frac{b}{a}}}, \quad (24)$$

$$Z_0 = \frac{60h}{w\cos\theta} \sqrt{\left(1 + \frac{a^2}{b^2}\right) \ln \frac{b}{a}}. \quad (25)$$

Формулы (24) и (25) позволяют, как и в предыдущем параграфе, найти выражение для нормированной напряжённости электрического поля

$$\frac{bE_r(r)}{\sqrt{P}} = 10,95 \frac{b}{r} \sqrt{\frac{h}{w\cos\theta}} \sqrt{\frac{\left(1 + \frac{a^2}{b^2}\right)}{\left(\ln \frac{b}{a}\right)^3}}. \quad (26)$$

Кривые на рис.6 демонстрируют существенное увеличение напряжённости электрического поля по сравнению со случаем одной спирали при тех же углах наклона витков и отношении ширины витков к шагу спиралей.

Конструкция плазменной горелки на спиральной ЗС

На рис.7 схематически показана конструкция простейшего варианта горелки на спиральной ЗС. Здесь спиральный проводник, например из молибденовой проволоки, намотан в канавки на керамическом цилиндре, установленном по оси металлического цилиндра, являющегося вторым проводником ЗС и выполняющего роль экрана. Спираль удерживается тремя керамическими пластинами (штабиками), установленными в продольные пазы на внутренней поверхности цилиндра. Цилиндр, со стороны ввода энергии, закрыт металлическим диском с отверстиями для прохождения потока нагнетаемого газа. Возбуждение ЗС осуществляется через коаксиальный СВЧ ввод, внутренний проводник которого соединён со спиралью, а внешний – с цилиндром. Открытый конец цилиндра расширяется, образуя форсунку для упорядочения потока плазмы.

Обращённая к спирали поверхность цилиндра может быть покрыта либо термопрочным

металлом, либо керамикой. Керамическое покрытие позволит не только предохранить цилиндр от перегрева, но и стабилизировать разряд (предотвратить шнурование разряда). Применение покрытия с относительно малой работой выхода электронов позволяет понизить требуемую для инициации разряда напряжённость поля.

Следует отметить, что конечная ширина витков приводит к концентрации электрического поля около их поверхности и увеличению максимального значения напряжённости. Для упрощения дальнейшей оценки будем полагать указанное увеличение напряжённости равным отношению h/w .

Конкретные размеры спиральной ЗС определяются частотой и мощностью источника, а также выбранным замедлением. Определённая свобода в выборе значения замедления предоставляет широкую возможность в выборе рабочей частоты. Пусть мы ограничены максимальной мощностью источника энергии, равной 1000 Вт, а также внешним диаметром цилиндрической горелки, который не должен превышать 12 мм. Полагая $a = 4$ мм, $b = 5$ мм, а также $w/h = 0,5$ и выбирая $\cos\theta = 0,05$, находим с помощью формул (20) и (21)

$$N \approx 18; Z_0 \approx 402 \text{ Ом.}$$

При этом, как это легко найти с помощью (22) и умножения на два,

$$E_r(a) \approx 2,94 \text{ кВ/мм}; E_r(b) \approx 2,45 \text{ кВ/мм},$$

т.е. напряжённость достаточно близка к необходимой для инициации и поддержания атмосферного разряда. С учётом того, что вследствие отражения от открытого конца ЗС напряжённость поля по крайней мере удвоится, этого значения будет достаточно для поджига плазмы.

Найдём теперь максимальную частоту f , при которой ещё выполняется условие относительно малых размеров. Полагая $b\beta \leq 0,3$, $\beta = 2\pi f N / 3 \cdot 10^8$, находим:

$$f \leq \frac{0,9 \cdot 10^8}{2\pi b N}. \quad (27)$$

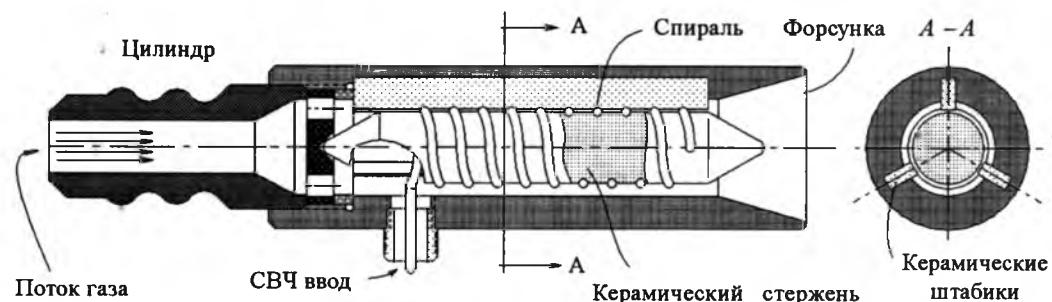


Рис.7. Конструкция плазменной горелки со спиралью в металлическом цилиндре

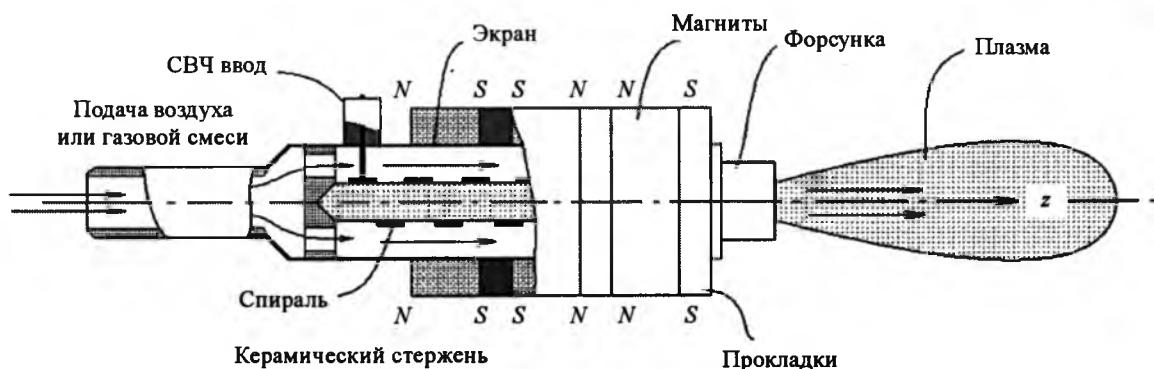


Рис.8. Спиральная горелка, совмещённая с периодической магнитной системой

Подставляя в (27) внутренний радиус цилиндра в метрах, $b = 0,005$, $N = 18$, находим, что при выбранных геометрических размерах горелки рабочая длина волны не должна быть меньше 2 м, т.е. рабочая частота должна быть ниже 150 МГц. При частоте 27 МГц $b\beta \approx 0,05$ и, тем более, использованное нами приближение оказывается справедливым.

Выбор конкретной рабочей частоты может быть обоснован созданием условий четвертьволнового резонанса на длине ЗС l . Приравнивая длину ЗС четверти длины замедленной волны, находим резонансную частоту в мегагерцах:

$$f = \frac{75}{lN}, \quad (28)$$

где l – длина, м.

Для рассмотренного нами примера длине $l = 100$ мм соответствует резонансная частота приблизительно 42 МГц. Многократное увеличение напряжённости поля при резонансе позволяет уменьшить требуемую для возникновения разряда мощность.

Применение связанных спиралей, приводящее к увеличению напряжённости поля, также позволяет уменьшить мощность источника энергии, например до 100 Вт.

Снижение требуемой мощности можно достигнуть также введением продольного магнитного поля, увеличивающего время пробега электронов и, следовательно, уменьшающего необходимую для поддержания генерации плазмы напряжённость электрического поля [17]. Это может быть периодическое магнитное поле, создаваемое кольцевыми магнитами с противоположными полярностями в соседних колышцах (рис.8).

Выходы

Проведённый анализ отрезков спиральных ЗС показал возможность существенного увеличения напряжённости электрического поля замедленной волны, что может быть использовано в устройствах генерации как атмосферной, так и вакуумной плазмы, т.е. в плазменных горелках. Предложена простейшая конструкция горелки с одной спиралью в

металлическом цилиндре и проведена оценка напряжённости поля при конкретных размерах спирали и цилиндра. Так как результаты анализа не учитывают всех факторов, влияющих на возбуждение и поддержание плазмы, следующим этапом исследований планируется экспериментальная проверка предложенного метода генерации плазмы.

Список литературы

1. S. Kanazawa et al. // Journal of Applied Physics. 1988. Vol. 21. P. 838.
2. F. Massines et al. // Surface Coating Technique. 2003. Vol. 174. № 8.
3. Xiawan Yang et al. Operating Modes of an Atmospheric Pressure RF Plasma, // IEEE Trans. on Plasma Science. 2005. Vol. 33, № 2. P. 294–295.
4. Pat. 6,221,268 B1 US. Surface Modification using Air Atmospheric Glow Discharge Plasma Source / Kin Li and Minas Tanielian. 2001.
5. Maher I. Boulaas, Thermal Plasma Flow Visualization and Diagnostics, Plasma Technology Research Center, Quebec, Canada JJK 2R1.
6. Inductively Coupled Plasma, Internet.
7. Pat. 4,609,808 US. Plasma Generator / Emile Bloyet et al. 1986.
8. Kamal Hadidi and Paul Woskov. Efficient Modular Microwave Plasma Torch for Thermal Treatment, MIT, Internet.
9. Mariusz Jansinski et al. Stark Broadening in Investigation of Atmospheric-Pressure Microwave Plasma // XVth Intern. Torch Plasma Con. on Gas Discharges and their Application. Toulouse, France, Sept. 5–10, 2004. P. 817–820.
10. Пчельников Ю.Н. // Радиотехника и электроника. 2003. Т. 48, № 4. С. 494–507.
11. Елизаров А.А., Пчельников Ю.Н. Радиоволновые элементы технологических приборов и устройств с использованием электродинамических замедляющих систем. М: Радио и связь, 2002.
12. Пчельников Ю.Н. // Радиотехника и электроника. 1987. Т. 32, № 7. С. 1432–1437.
13. Пчельников Ю.Н., Елизаров А.А. // Радиотехника и электроника. 1995. Т. 40, № 5. С. 745–748.
14. Лошаков Л.Н., Пчельников Ю.Н. Теория и расчёт усиления лампы с бегущей волной. М: Советское радио, 1964.
15. Пчельников Ю.Н. // Радиотехника и электроника. 1988. Т. 33, № 10. С. 2042–2045.
16. Пирс Дж.Р. Лампа с бегущей волной. М: Советское радио, 1952.
17. Pat. 60803269 USA. RF Plasma Torch/ Yu.N.Pchelnikov. 2006.

Пчельников Юрий Никитич – исполнительный директор фирмы "Slowaves, Inc", доктор техн. наук.

ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

Однофазный трёхуровневый выпрямитель с улучшенным гармоническим спектром входного тока

ХАРИТОНОВ С.А., БРОВАНОВ С.В.

Рассмотрены алгоритмы управления двунаправленными ключами однофазного трёхуровневого выпрямителя. Получены основные аналитические соотношения для токов и напряжений элементов схемы, а также внешней характеристики.

Выпрямители применяются в достаточно большом количестве преобразовательных устройств и систем. К ним, прежде всего, можно отнести системы для электрических приводов, телекоммуникационные устройства, электролизные и электротермические установки, сварочные и зарядные аппараты, системы бесперебойного электропитания и т. д. По сути перечисленное оборудование является нелинейной нагрузкой, применение которой приводит к возникновению искажений тока и напряжения в питающей сети, вследствие чего возникают проблемы, связанные с электромагнитной совместимостью источника питания и нагрузки. Поэтому необходимо нормировать отрицательное воздействие нелинейных нагрузок на питающую сеть. В России разработаны системы стандартов и сертификации по электромагнитной совместимости, например [1, 2], которые отражают различные нормирующие показатели качества электрической энергии.

В настоящее время предложено большое разнообразие выпрямительных схем, позволяющих улучшить гармонический состав входного тока. В зарубежных публикациях уже предлагаются некоторые классификации выпрямительных схем, позволяющие выделить отдельные группы схем выпрямителей по тем или иным общим признакам [3, 4]. Руководствуясь классификацией, изложенной в [4], можно выделить две основные группы выпрямителей – "Unidirectional" и "Bidirectional", каждая из которых включает в себя следующие виды выпрямителей: Boost rectifier, Buck rectifier, Buck-Boost rectifier, Multilevel rectifier, Multipulse rectifier. В России исследовательские работы в отношении перечисленных схем выпрямителей ведутся достаточно активно, о чём свидетельствуют публикации [5–8].

В последнее время усилился интерес к многоуровневым выпрямителям (Multilevel

rectifier), позволяющим формировать входной ток, близкий к синусоиде. Несмотря на достаточно большое количество работ, посвящённых исследованию многоуровневых выпрямительных схем, остаются вопросы, которые по тем или иным причинам освещены в меньшей степени.

В данной статье рассматриваются алгоритмы управления дополнительными двунаправленными ключами однофазного трёхуровневого выпрямителя, проводится анализ электромагнитных процессов, позволяющий выявить свойства выпрямителя, выводятся соотношения для токов и напряжений элементов схемы, а также внешней характеристики.

Схема выпрямителя приведена на рис. 1, а, а на рис. 1, б – одна из возможных схемных реализаций, применяемых в схеме, дополнительных двунаправленных ключей S_a , S_b .

Свойства рассматриваемого выпрямителя во многом зависят от алгоритмов управления дополнительными ключами. Используя широтно-импульсную модуляцию работы ключей можно добиться низкого содержания неосновных гармоник во входном токе выпрямителя [9]. Однако хорошего качества входного тока возможно достичь и при других алгоритмах управления ключами S_a , S_b , при которых осуществляется их низкочастотное переключение. Это позволяет в значительной степени снизить коммутационные потери [5, 10].

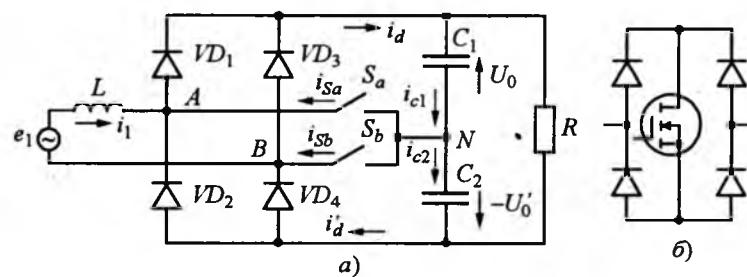


Рис.1. Схемы однофазного трёхуровневого выпрямителя (а) и двунаправленного ключа (б)

На рис.2, а, б отражены эпюры, характеризующие два возможных алгоритма управления двунаправленными ключами выпрямителя. Условимся называть их алгоритм I и алгоритм II. При этом S_a , S_b – длительности включённого состояния двунаправленных ключей; u_{AN} , u_{BN} – напряжения на зажимах A и B относительно точки N; u_{AB} – напряжение между зажимами A и B; U_0 и U'_0 – напряжения на конденсаторах C_1 и C_2 соответственно.

Алгоритм I. Основной принцип данного алгоритма заключается в том, что на определённых интервалах работают ключи S_a , S_b , а между ними – диоды выпрямителя рис.2, а. Длительность интервалов управления ключами определяется коэффициентом γ , изменяющимся в пределах 0–1. Согласно [5] рассматриваемый алгоритм позволяет обеспечить форму входного тока (i_1), близкую к синусоидальному.

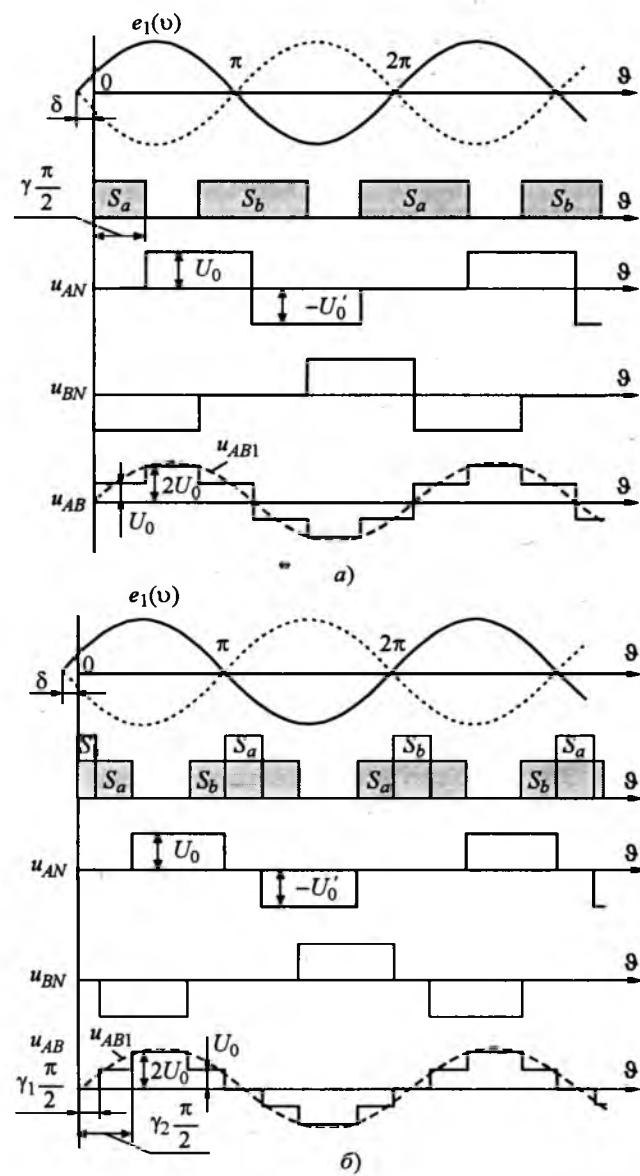


Рис.2. Алгоритм I (а) и алгоритм II (б) работы выпрямителя

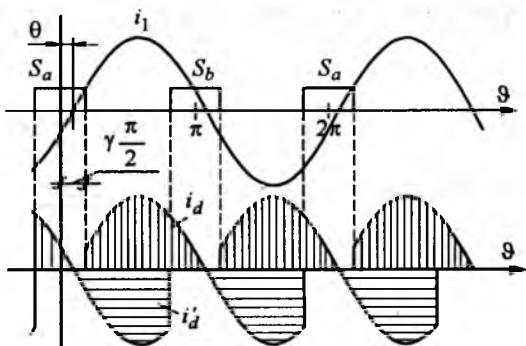


Рис.3. Токи i_d и i'_d

соиде, в этой связи при анализе будем полагать, что ток входной фазы выпрямителя синусоидальный. При этом токи i_d и i'_d , формирующиеся в схеме, будут иметь вид, показанный на рис.3.

Полагаем, что $U_0 = U'_0$. Тогда напряжение u_{AB} согласно форме, представленной на рис.2, а, определяется соотношением:

$$u_{AB}(θ) = \sum_{n=0,1,2,\dots}^{\infty} \frac{4U_0 \sin(2n+1)θ}{\pi(2n+1)} \left[1 + \cos\left((2n+1)\frac{\gamma\pi}{2}\right) \right],$$

а действующее значение первой гармоники этого напряжения записывается в виде:

$$U_{AB1} = \frac{2\sqrt{2}U_0}{\pi} \left[1 + \cos\left(\frac{\gamma\pi}{2}\right) \right]. \quad (1)$$

С другой стороны, согласно [6]

$$U_{AB1} = U_1 \cos\delta - \sqrt{(U_1 \cos\delta)^2 - U_1^2 + U_x^2}, \quad (2)$$

где $U_x = \omega L I_1$; I_1 – действующее значение первой гармоники входного тока выпрямителя; U_1 – действующее значение входного напряжения; δ – угол между первой гармоникой напряжения u_{AB} и входным напряжением; ω – угловая частота входного напряжения; L – фазная индуктивность выпрямителя.

Подставляя (1) в (2) получаем:

$$U_0 = \frac{\pi(U_1 \cos\delta - \sqrt{(U_1 \cos\delta)^2 - U_1^2 + \omega^2 L^2 I_1^2})}{2\sqrt{2} \left(1 + \cos\left(\frac{\gamma\pi}{2}\right) \right)}. \quad (3)$$

Для получения выражения для внешней характеристики необходимо в соотношении (3) заменить ток I_1 током I_d . Для этого определим среднее значение токов i_d и i'_d . Из рис.3

$$I_d = \frac{1}{\pi} \int_{\frac{\gamma\pi}{2}}^{\pi+\theta} I_{1m} \sin(\theta - \theta)d\theta = \frac{\sqrt{2}I_1}{\pi} \left(1 + \cos\left(\frac{\gamma\pi}{2} - \theta\right) \right); \quad (4)$$

$$I'_d = \frac{1}{\pi} \int_{\theta}^{\frac{\pi-\gamma\pi}{2}} I_{1m} \sin(\theta - \theta)d\theta = \frac{\sqrt{2}I_1}{\pi} \left(1 + \cos\left(\frac{\gamma\pi}{2} + \theta\right) \right), \quad (5)$$

где θ – фазовый сдвиг тока i_1 , относительно первой гармоники напряжения u_{AB} ; I_{1m} – амплитуда основной гармоники входного тока.

Из (4) и (5) видно, что при угле θ , отличном от нуля, средние значения токов i_d и i'_d не равны. Очевидно, что неравенство токов i_d и i'_d обеспечивает неравенство напряжений на конденсаторах C_1 и C_2 , т.е. $U_0 \neq U'_0$, что противоречит нормальному условию работы трёхуровневого выпрямителя. Из выражений (4) и (5) следует, что для достижения равенства напряжений на конденсаторах C_1 и C_2 необходимо, чтобы $\theta = 0$.

Наши последующие рассуждения будут основаны на том, что входной ток выпрямителя имеет нулевой фазовый сдвиг относительно первой гармоники напряжения u_{AB} , т.е. $\theta = 0$.

Среднее значение выпрямленного напряжения

$$U_d = U_0 + U'_0 = 2U_0. \quad (6)$$

Перепишем соотношение (6) с учётом (3) и (4) в относительных величинах, приняв в качестве базовых $U_6 = U_1$, $R_6 = \omega L$, $I_6 = U_6/R_6$:

$$U_{d*} = \frac{\pi \cos \delta - \sqrt{(\cos \delta)^2 - 1 + \left(\frac{\pi I_{d*}}{\sqrt{2 \left(1 + \cos \left(\frac{\gamma \pi}{2} \right) \right)}} \right)^2}}{\sqrt{2 \left(1 + \cos \left(\frac{\gamma \pi}{2} \right) \right)}}. \quad (7)$$

Соотношение (7) отражает семейство внешних характеристик, зависящих от параметров δ и γ . Также из (7) видно, что когда выражение под знаком радикала обнуляется, напряжение U_{d*} достигает максимума. Тогда приравнивая выражение под радикалом к нулю, получаем:

$$\delta = \arccos \left\{ \sqrt{1 - \left[\frac{\pi I_{d*}}{\sqrt{2 \left(1 + \cos \left(\frac{\gamma \pi}{2} \right) \right)}} \right]^2} \right\}. \quad (8)$$

Из анализа выражений (4), (5), (7) и (8) следует, что формирование угла δ в зависимости от тока I_d согласно (8) обеспечивает следующие свойства рассматриваемого выпрямителя:

- формирование максимального выходного напряжения выпрямителя;
- равенство токов i_d и i'_d , а следовательно, ра-

венство напряжений U_0 и U'_0 .

Очевидно, используя (7), можно получить выражение, отражающее изменение угла δ в функции U_{d*} , также обеспечивающее перечисленные свойства выпрямителя:

$$\begin{aligned} \delta &= \arccos \left[\frac{\sqrt{2} U_{d*} \left(1 + \cos \left(\frac{\gamma \pi}{2} \right) \right)}{\pi} \right] = \\ &= \arccos \left[\frac{2 \sqrt{2} U_0^* \left(1 + \cos \left(\frac{\gamma \pi}{2} \right) \right)}{\pi} \right]. \end{aligned} \quad (9)$$

Формирование угла δ согласно (8) или (9) легко реализовать, управляя фазовым сдвигом импульсов S_a , S_b .

Используя (7) и (8) запишем выражение для внешней характеристики, отражающее максимальное выходное напряжение выпрямителя:

$$U_{dm*} = \frac{\sqrt{1 - \left[\frac{\pi I_{d*}}{\sqrt{2 \left(1 + \cos \left(\frac{\gamma \pi}{2} \right) \right)}} \right]^2}}{\sqrt{2 \left(1 + \cos \left(\frac{\gamma \pi}{2} \right) \right)}}. \quad (10)$$

Токовая загрузка элементов выпрямителя. Согласно рис.3 действующее значение тока диода выпрямителя

$$I_V = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{-\frac{\gamma\pi}{2}}^{\frac{\gamma\pi}{2}} i_d^2 d\theta} = I_1 \sqrt{\frac{1}{4\pi} [2\pi - \gamma\pi + \sin(\gamma\pi)]}.$$

Интервал протекания токов ключей S_a , S_b согласно алгоритму I лежит в пределах $\left[-\gamma \frac{\pi}{2}, +\gamma \frac{\pi}{2} \right]$. Тогда, действующее значение их токов

$$\begin{aligned} I_{Sa} = I_{Sb} = I_S &= \sqrt{\frac{1}{T} \int_{-\frac{\gamma\pi}{2}}^{\frac{\gamma\pi}{2}} (I_{1m} \sin \theta)^2 d\theta} = \\ &= I_1 \sqrt{\frac{1}{2\pi} [\gamma\pi - \sin(\gamma\pi)]}. \end{aligned}$$

Очевидно, что максимальное значение тока ключа

$$I_{Sm} = I_{1m} \sin\left(\frac{\gamma\pi}{2}\right),$$

а максимальное значение тока диода будет равно амплитудному значению входного тока выпрямителя, т.е. $I_{V_m} = I_{1m}$.

При выборе ёмкости конденсаторов, как правило, руководствуются действующими значениями токов, протекающих через них.

Действующее значение токов конденсаторов C_1 и C_2 можно определить по следующему соотношению:

$$I_C = \sqrt{(I_{dd})^2 - (I_d)^2}, \quad (11)$$

где I_{dd} – действующее значение выпрямленного тока; I_d – среднее значение выпрямленного тока.

Действующее значение выпрямленного тока

$$I_{dd} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{\frac{\pi-\gamma\pi}{2}} (I_{1m} \sin\vartheta)^2 d\vartheta} = I_1 \sqrt{\frac{1}{2\pi} (2\pi - \gamma\pi + \sin(\gamma\pi))}.$$

Среднее значение выпрямленного тока I_d определяется согласно (4). Таким образом, ток I_C запишется в виде:

$$I_C = I_1 \sqrt{\frac{2\pi - \gamma\pi + \sin(\gamma\pi)}{2\pi} - \frac{2}{\pi^2} \left(1 + \cos\left(\frac{\gamma\pi}{2}\right)\right)^2}.$$

Алгоритм II. Второй алгоритм отличается от первого наличием интервала совместной работы ключей S_a , S_b и позволяет получить меньший коэффициент гармоник входного тока по сравнению с алгоритмом I [5]. При анализе будем, как и ранее, полагать, что входной ток выпрямителя чисто синусoidalный. Тогда, как видно из рис.4, ток ключей S_a , S_b содержит в себе две составляющие i'_s , i''_s , формирующиеся от двух интервалов работы ключей. Таким образом, действующее значение тока, например ключа S_a ,

$$I_{Sa} = \sqrt{I'_{Sa}^2 + I''_{Sa}^2},$$

где

$$I'_{Sa} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_{\frac{\gamma_2\pi}{2}}^{\frac{\pi}{2}} i'^2_{Sa}(\vartheta) d\vartheta} = \sqrt{\frac{I_{1m}^2}{4\pi} (\gamma_2\pi - \sin(\gamma_2\pi))};$$

$$I''_{Sa} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_{\frac{\gamma_1\pi}{2}}^{\frac{\gamma_2\pi}{2}} i''^2_{Sa}(\vartheta) d\vartheta} = \sqrt{\frac{I_{1m}^2}{4\pi} (\gamma_1\pi - \sin(\gamma_1\pi))};$$

$\gamma_1 = 0 \div 1$ – коэффициент, определяющий длительность узкого импульса управления для дополнительных ключей; $\gamma_2 = 0 \div 1$ – коэффициент, определяющий длительность широкого импульса управления для дополнительных ключей.

Следовательно,

$$I_{Sa} = \sqrt{\frac{I_{1m}^2}{4\pi} (\gamma_1\pi + \gamma_2\pi - \sin(\gamma_1\pi) - \sin(\gamma_2\pi))}.$$

Очевидно, что $I_{Sa} = I_{Sb}$. Согласно рис.4 максимальное значение токов ключей S_a , S_b определяется следующим соотношением:

$$I_{Sam} = I_{Sbm} = I_{Sm} = I_{1m} \sin\left(\frac{\gamma_2\pi}{2}\right).$$

Действующее значение тока диода выпрямителя для рассматриваемого алгоритма

$$\begin{aligned} I_V &= \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\frac{\gamma_2\pi}{2}}^{\frac{\pi-\gamma_1\pi}{2}} i_d^2 d\vartheta} = \\ &= \sqrt{2} I_1 \sqrt{\frac{1}{8\pi} [(\pi(2 - \gamma_1 - \gamma_2)) + \sin(\gamma_1\pi) + \sin(\gamma_2\pi)]}. \end{aligned}$$

Согласно рис.4 среднее значение тока i_d

$$I_d = \frac{\sqrt{2} I_1 \left(\cos\left(\frac{\gamma_1\pi}{2}\right) + \cos\left(\frac{\gamma_2\pi}{2}\right) \right)}{\pi}. \quad (12)$$

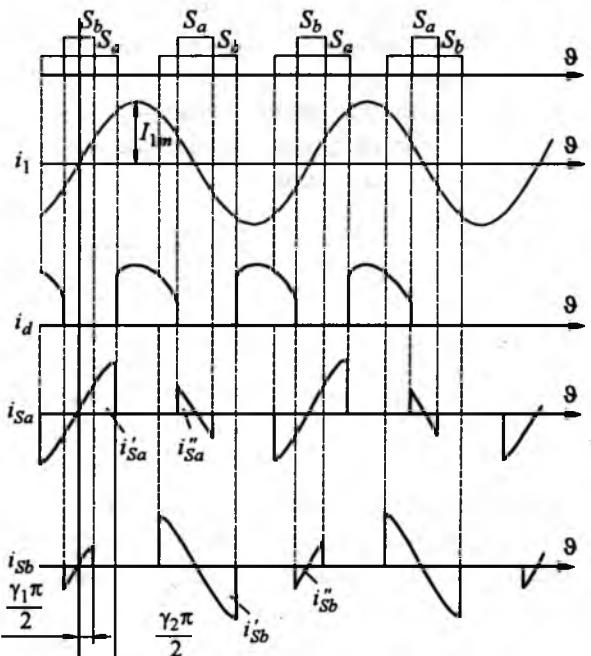


Рис.4. Токи при алгоритме II управления ключами

Для определения действующего значения токов конденсаторов I_C [см. (11)] воспользуемся выражением (12) и значением

$$I_{dd} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\frac{\gamma_2 \pi}{2}}^{\frac{\gamma_1 \pi}{2}} (I_{1m} \sin \theta)^2 d\theta} = I_1 \sqrt{1 - \frac{(\gamma_1 + \gamma_2)}{2} + \frac{\sin(\gamma_1 \pi) + \sin(\gamma_2 \pi)}{2\pi}}.$$

Получаем:

$$I_C = I_1 \sqrt{1 - \left(\frac{\gamma_1 + \gamma_2}{2} \right) + \frac{\sin(\gamma_1 \pi) + \sin(\gamma_2 \pi)}{2\pi}} \rightarrow \\ \rightarrow -\frac{2}{\pi^2} \left(\cos\left(\frac{\gamma_1 \pi}{2}\right) + \cos\left(\frac{\gamma_2 \pi}{2}\right) \right)^2.$$

Используя методику вывода (10), запишем соотношение для внешней характеристики выпрямителя, работающего по алгоритму II, которое отражает его максимальное выходное напряжение:

$$U_{dm*} = \frac{\pi \left(1 - \left(\frac{I_{d*} \pi}{\sqrt{2} \left(\cos\left(\frac{\gamma_1 \pi}{2}\right) + \cos\left(\frac{\gamma_2 \pi}{2}\right) \right)} \right)^2 \right)}{\sqrt{2} \left(\cos\left(\frac{\gamma_1 \pi}{2}\right) + \cos\left(\frac{\gamma_2 \pi}{2}\right) \right)}. \quad (13)$$

Для рассматриваемого алгоритма аналогично выражениям (8) и (9) можно определить законы изменения угла δ , при котором обеспечивается максимальное выходное напряжение выпрямителя и равенство напряжений U_0 и U'_0 :

$$\delta = \arccos \left\{ \sqrt{1 - \left[\frac{\pi I_{d*}}{\sqrt{2} \left(\cos\left(\frac{\gamma_1 \pi}{2}\right) + \cos\left(\frac{\gamma_2 \pi}{2}\right) \right)} \right]^2} \right\}; \quad (14)$$

$$\delta = \arccos \left[\frac{\sqrt{2} U_{d*} \left(\cos\left(\frac{\gamma_1 \pi}{2}\right) + \cos\left(\frac{\gamma_2 \pi}{2}\right) \right)}{\pi} \right]. \quad (15)$$

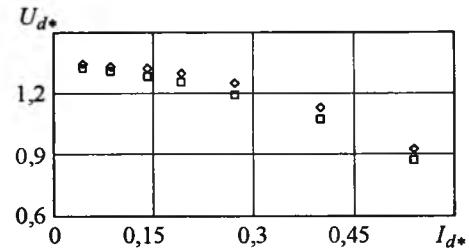


Рис.5. Внешние характеристики:
□ – расчёт; ◇ – моделирование

На рис.5 показаны две зависимости внешней характеристики. Одна получена по выражению (13), а другая – моделированием в среде MicroCap-6 для случая чисто активной нагрузки при $I_{d*} = 0,34$, $\gamma_1 = 0,15$, $\gamma_2 = 0,52$.

Напряжение, действующее на ключах S_a , S_b .

В соответствии со схемой рис.1 и рассматривающими алгоритмами работы ключей S_a , S_b максимальное напряжение, действующее на непроводящем ключе, будет определяться разницей напряжений U_d и $\frac{U_d}{2}$, т.е.

$$U_{Sm} = U_d - \frac{U_d}{2} = \frac{U_d}{2} = U_0.$$

Таким образом, в рассматриваемом многоуровневом выпрямителе дополнительные ключи могут быть реализованы на низковольтных полупроводниковых приборах.

В табл.1 представлены основные расчётные соотношения для рассматриваемого выпрямителя.

В табл.2 представлены результаты, полученные по соотношениям табл.1, и результаты моделирования выпрямителя, работающего по алгоритму II. Результаты приведены для случая активной нагрузки $I_{d*} = 0,34$, $\gamma_1 = 0,15$, $\gamma_2 = 0,52$. Моделирование проводилось в среде MicroCap-6.

Выходы

1. Получены аналитические выражения, позволяющие рассчитать основные параметры однофазного трёхуровневого выпрямителя.

2. Для обеспечения равенства и максимума напряжений на выходных конденсаторах выпрямителя необходимо, чтобы при использовании алгоритма I выполнялось соотношение (8) или (9), для алгоритма II – (14) или (15).

Таблица 1

Основные параметры	Алгоритм I	Алгоритм II
$\frac{I_1}{I_d}$	$\frac{\pi}{\sqrt{2} \left(1 + \cos \left(\frac{\gamma \pi}{2} \right) \right)}$	$\frac{\pi}{\sqrt{2} \left(\cos \left(\frac{\gamma_1 \pi}{2} \right) + \cos \left(\frac{\gamma_2 \pi}{2} \right) \right)}$
$\frac{I_{Vm}}{I_d}$	$\frac{\pi}{1 + \cos \left(\frac{\gamma \pi}{2} \right)}$	$\frac{\pi}{\cos \left(\frac{\gamma_1 \pi}{2} \right) + \cos \left(\frac{\gamma_2 \pi}{2} \right)}$
$\frac{I_V}{I_d}$	$\frac{\pi \sqrt{2\pi - \gamma\pi + \sin(\gamma\pi)}}{8\pi} \frac{1}{1 + \cos \left(\frac{\gamma \pi}{2} \right)}$	$\frac{\pi \sqrt{2\pi - \gamma_1\pi - \gamma_2\pi + \sin(\gamma_1\pi) + \sin(\gamma_2\pi)}}{8\pi} \frac{1}{\cos \left(\frac{\gamma_1 \pi}{2} \right) + \cos \left(\frac{\gamma_2 \pi}{2} \right)}$
$\frac{I_{Sm}}{I_d}$	$\frac{\pi \sin \frac{\gamma \pi}{2}}{1 + \cos \frac{\gamma \pi}{2}}$	$\frac{\pi \sin \frac{\gamma_2 \pi}{2}}{\cos \left(\frac{\gamma_1 \pi}{2} \right) + \cos \left(\frac{\gamma_2 \pi}{2} \right)}$
$\frac{I_S}{I_d}$	$\frac{\sqrt{\pi(\gamma\pi - \sin(\gamma\pi))}}{2 \left(1 + \cos \left(\frac{\gamma \pi}{2} \right) \right)}$	$\frac{\sqrt{\pi(\gamma_1\pi + \gamma_2\pi - \sin(\gamma_1\pi) - \sin(\gamma_2\pi))}}{2 \left(\cos \left(\frac{\gamma_1 \pi}{2} \right) + \cos \left(\frac{\gamma_2 \pi}{2} \right) \right)}$
$\frac{I_C}{I_d}$	$\frac{\pi \sqrt{\frac{2\pi - \gamma\pi + \sin(\gamma\pi)}{2\pi} - \frac{2}{\pi^2} \left(1 + \cos \left(\frac{\gamma \pi}{2} \right) \right)^2}}{\sqrt{2} \left(1 + \cos \left(\frac{\gamma \pi}{2} \right) \right)}$	$\frac{1}{\sqrt{2} \left(\cos \left(\frac{\gamma_1 \pi}{2} \right) + \cos \left(\frac{\gamma_2 \pi}{2} \right) \right)} \times \\ \times \left(1 - \left(\frac{\gamma_1 + \gamma_2}{2} \right) + \frac{\sin(\gamma_1\pi) + \sin(\gamma_2\pi)}{2\pi} - \right. \\ \left. - \frac{2}{\pi^2} \left(\cos \left(\frac{\gamma_1 \pi}{2} \right) + \cos \left(\frac{\gamma_2 \pi}{2} \right) \right)^{\frac{1}{2}} \right)$
U_{Sm}	U_0	U_0

Таблица 2

Способ получения результата	$\frac{I_1}{I_d}$	$\frac{I_{Vm}}{I_d}$	$\frac{I_V}{I_d}$	$\frac{I_{Sm}}{I_d}$	$\frac{I_S}{I_d}$	$\frac{I_C}{I_d}$
Расчёт	1,341	1,896	0,897	1,382	0,432	0,781
Моделирование	1,36	1,95	0,89	1,49	0,43	0,79

Список литературы

1. ГОСТ 13109-97. Электрическая энергия. Электромагнитная совместимость. Нормы качества электрической энергии в системах электроснабжения общего назначения. М.: Госстандарт, 1998.

2. ГОСТ Р 51317.3.2-99 (МЭК 61000-3-2-95). Совместимость технических средств электромагнитная. Эмиссия гармонических составляющих тока техническими средствами с потребляемым током не более 16 А (в одной фазе). Нормы и методы испытаний. М.: Изд-во стандартов, 2000.

3. Johann W. Kolar, Hans Ertl. Status of the Techniques of Three-Phase Rectifier Systems with Low Effects on the Mains //

21-st INTELEC, June 6-9, 1999, Copenhagen, Denmark.

4. Bhim Singh, Brij N. Singh, Ambrish Chandra et al. A Review of Three-Phase Improved Power Quality AC-DC Converters // IEEE Transaction on Industrial Electronics. 2004. Vol. 51, No. 3.

5. Брованов С.В., Харитонов С.А. Однофазный мостовой многоуровневый выпрямитель с активным корректором коэффициента мощности // Тр. VII международной конф. "Актуальные проблемы электронного приборостроения". Т.6. Новосибирск: НГТУ, 2004. С. 10–18.

6. Брованов С.В., Харитонов С.А. Статические преобразователи электрической энергии на основе многоуровневых инверторов напряжения и выпрямителей с корректорами тока // Научн. вестник НГТУ. 2004. № 2(17). С. 119–130.

7. Зиновьев Г.С., Лопаткин И.И. Энергосберегающие выпрямители трехфазного тока на базе обращенных автономных инверторов // Вестник Уральского ГТУ. Электромеханические электромагнитные преобразователи энергии и управляемые электромеханические системы. 2003. Ч.2. С. 273–278.

8. Ефимов А.А., Шрейнер Р.Т. Активные преобразователи в регулируемых электроприводах переменного тока. Новуральск: НГТИ, 2001.

9. Bor-Ren Lin. A Novel Control Scheme for the Multilevel Rectifier/Inverter // Conference EPE. Graz, 2001. P.1–10.

10. Kuniomi Oguchi, Tsuguhiro Tanaka, Nobukazu Hoshi, Tomotsugu Kubota. A Novel Control Method for Single-Phase Slow Switching Multilevel Rectifiers // Industry Applications Conference, 37th IAC Annual Meeting, 13–18 Oct. 2002. Vol. 3. P. 1966–1973.

Харитонов Сергей Александрович – заведующий кафедрой "Промышленная электроника" НГТУ, доктор техн. наук, проф. В 1998 г. защитил докторскую диссертацию по теме "Системы генерирования электрической энергии для ветроэнергетики и автономных подвижных объектов (Анализ и синтез)".

Брованов Сергей Викторович – доцент кафедры "Промышленная электроника" НГТУ, канд. техн. наук. В 1987 г. окончил факультет электронной техники Новосибирского электротехнического института по специальности "Промышленная электроника". В 1998 г. защитил кандидатскую диссертацию по теме "Анализ электромагнитных процессов в автономной системе генерирования модуляционного типа".

Синтез схем выпрямления, основанный на топологии вращающихся систем напряжений вентильных обмоток

ВОРФОЛОМЕЕВ Г.Н., ЕВДОКИМОВ С.А., ЩУРОВ Н.И., МАЛОЗЁМОВ Б.В.

Рассмотрен метод анализа результирующих напряжений вентильных обмоток преобразовательных трансформаторов, основанный на представлении систем напряжений в виде вращающихся эквивалентных топологических структур. Для синтеза элементов вентильных конструкций, являющихся связующим звеном вращающихся систем напряжений вентильных обмоток при их коммутации, использован графоаналитический метод. Показаны особенности топологических построений экономичных трёхфазных многопульсовых выпрямителей с последовательным включением модернизированных мостовых вентильных конструкций.

Одним из способов снижения потерь электрической энергии при преобразовании переменного тока в постоянный ток является функциональное сокращение числа вентильных плеч, включённых последовательно в цепи постоянного тока. Однако основные преимущества схем выпрямителей с последовательной коммутацией нескольких источников ЭДС связаны с неизбежными потерями мощности в последовательно наращиваемых вентильных структурах. Так, в 12-пульсном выпрямителе с последовательным включением трёхфазных мостов число вентильных плеч (далее по тексту – вентилем) в цепи постоянного тока равно 4, в 18-пульсном – 6; в 24-пульсном – 8. В [1, 2] рассмотрены выпрямители с вентильными конструкциями, основу которых составляют так называемые вентильные кольца, позволяющие уменьшить число вентилем, одновременно и последовательно обтекаемых током нагрузки, сохранив при этом преимущества схем последовательного типа. Особенности топологических построений выпрямительных

A method of analysis of resulting voltages of valveside windings of converter transformers based on representation of voltage systems as equivalent rotating topological structures is considered. To synthesize elements of valve constructions as the connecting-link of rotating voltage systems of switched valveside windings the graphic-analytical method has been used. Features of topological constructions of efficient three-phase multi-pulse rectifiers with series connection of advance bridge rectifiers are shown.

элементов и их функциональных связей с источниками переменных ЭДС в этих работах проиллюстрированы не в полной мере, что явилось поводом написания данной статьи.

Для анализа и синтеза схем выпрямителей авторы применяют топологический метод, при котором каждое результирующее напряжение вентильных обмоток (ВО) рассматривается как максимальная разность потенциалов на топографической потенциальной плоскости, содержащей развернутую во времени (вращающуюся) диаграмму систем напряжений ВО. Материалом для синтеза вентильных конструкций служат результаты изучения вращающихся систем напряжений вентильных обмоток, представленных ребрами графов (лучами). Синтез основан на использовании графоаналитического метода, включающего в себя представление элементов вентильной конструкции в виде эквивалентных узлов, содержащих узлы с набором инциденций из вентилем.

Порядок проведения топологического анализа векторных диаграмм при выпрямлении рассмотрим

на примере трёхфазных систем напряжений ВО. При анализе примем, что векторы фазных и линейных напряжений отражают амплитудные значения. Амплитуда линейного напряжения симметричной трёхфазной системы напряжений принята базовой и равна относительной единице (1,0 о.е.). Векторы результирующих напряжений ВО многопульсных выпрямителей получаются путём сложения векторов трёхфазных систем напряжений, подключённых к трёхфазным вентильным мостам. Для многосторонней схемы угол сдвига между одноимёнными векторами смежных систем определён, как $\delta_{\min} = 2\pi/mq$, где mq – кратность частоты пульсации выпрямленного напряжения (m – общее число фаз ВО; q – полупериодичность выпрямления, равная 2).

Суть топологического метода состоит в том, что каждую трёхфазную систему напряжений независимо от способа формирования линейных напряжений можно представить на потенциальной плоскости в виде трёхлучевой фазной звезды. Электрическая связь звёзд осуществляется посредством вентилей при коммутации напряжений ВО на нагрузку.

При естественном набеге фаз трёхлучевые звёзды на потенциальной плоскости перемещаются друг относительно друга по часовой стрелке только в фик-

сированные положения. Эти положения определены моментами достижения максимальных значений результирующих напряжений ВО. Модуль каждого вектора результирующих напряжений ВО при формировании пульсаций рассматривается как максимальная разность потенциалов между элементами всех трёхлучевых звёзд, число которых $m_3 = mq/6$.

Способ формирования линейных напряжений звёзд, как правило, определяет значение установленной мощности трансформаторного оборудования выпрямителя. Любая из трёхлучевых звёзд может быть образована при соединении ВО звездой, треугольником, зигзагом, скользящим треугольником и т.п.

Проанализируем работу ВО преобразовательного трансформатора для 12-пульсного выпрямителя при идеальной коммутации. При рассмотрении динамики вращения трёхлучевых звёзд одну из звёзд примем условно неподвижной, а вторую вращающейся.

Из векторной диаграммы на рис.1 видно, что результирующее напряжение ВО $U1$ при формировании первой пульсации выпрямленного напряжения складывается из напряжений: $-U_{c1}$, $+U_{a1}$, $-U_{b2}$, $+U_{a2}$. При этом же фиксированном в течение 90° , состоянии систем получены результирующие напряжения $U11$ и $U12$.

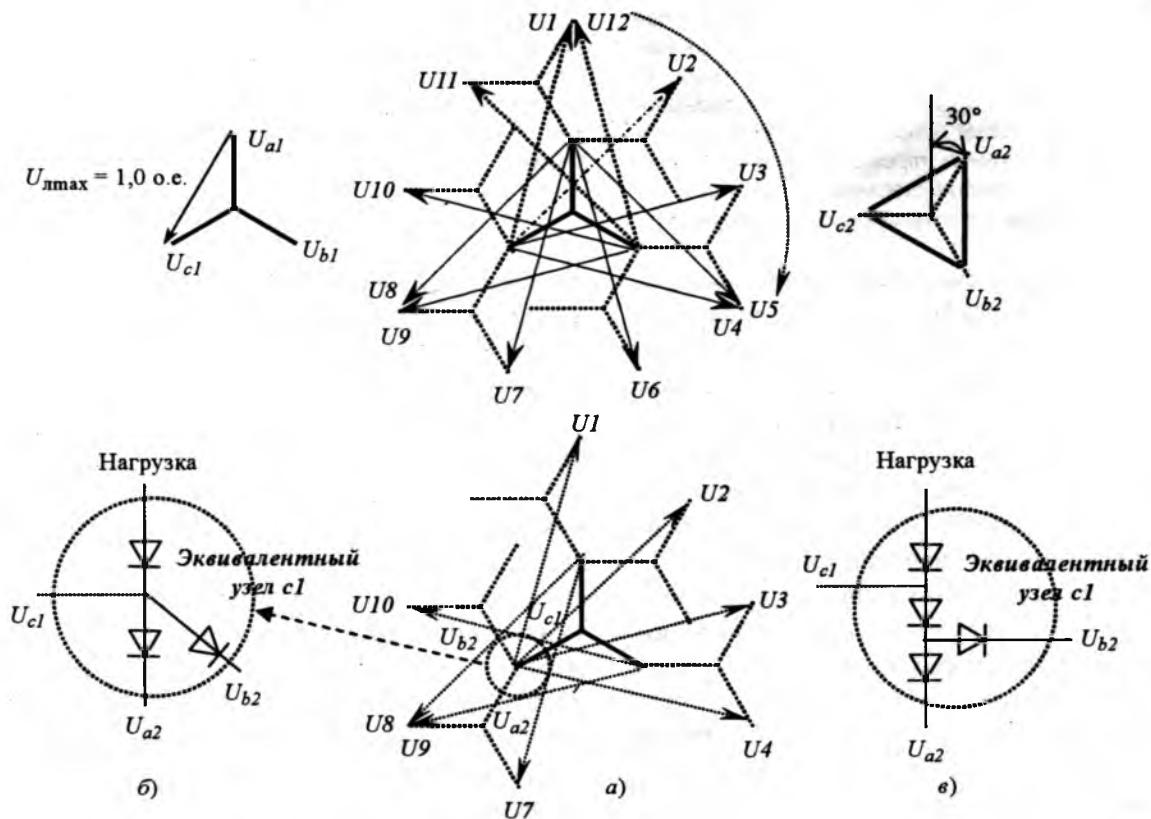


Рис.1. Развёрнутая (вращающаяся) векторная диаграмма систем напряжений вентильных обмоток 12-пульсного выпрямителя и переход от топологии развёрнутой векторной диаграммы напряжений вентильных обмоток к синтезу вентильной конструкции на примере узла *c1*:

a – фрагмент развёрнутой векторной диаграммы относительно узла *c1*; *б* – эквивалентный узел *c1* для мостов с вентильными кольцами; *в* – эквивалентный узел *c1* для обычных трёхфазных мостов

В каждой фазе выпрямительного процесса звёзды соединены между собой одним из вентилей, а лучи звёзд, на которые опирается вектор результирующего напряжения, соединены двумя вентилями с нагрузкой. При смене фаз выпрямления (переходе от одного положения результирующего вектора к другому) в цепи протекания тока нагрузки коммутируют две ВО и два вентиля. Заметим, что при переходе системы звёзд в очередное положение отключается луч звезды, имеющий наименьшее и уменьшающееся значение проекции на линию вектора результирующего напряжения. Вместо него в работу включается луч этой же звезды, отстающий от отсоединённого луча на 120° . Пользуясь при анализе конкретных выпрямительных схем методом вращающихся векторных диаграмм легко составить алгоритмы работы ВО и вентилям.

Докажем, что вентильная конструкция 12-пульсного выпрямителя, состоящая из двух последовательно соединённых трёхфазных мостов, не единственная из конструкций, электрически совместимых с системами векторов, приведённых на рис.1. Для этого рассмотрим фрагмент (рис.1,а) вращающейся векторной диаграммы, связанный с работой фазы *c1*. Видно, что конец луча U_{c1} при формировании векторов результирующих напряжений $U1-U4$ соединён с нагрузкой в течение 120° . При формировании векторов $U7-U9$ он соединён с концом луча $U_{a2} 90^\circ$, а при формировании вектора $U10$ – с концом луча $U_{b2} 30^\circ$. При принятых положительных направлениях ЭДС направление включения вентиляй определено однозначно. Это позволяет построить элементарный граф, раскрывающий рабочую схему узла присоединения фазы *c1* (рис.1,б). Он состоит из одного узла с набором инцидентий из рёбер (вентиляй). Последнее построение назовём **эквивалентным узлом**. При рассмотрении векторов результирующих напряжений, формируемых при работе эквивалентного узла *c1*, становится очевидным, что ток через обмотку фазы *c1* проходит в течение 240° , так как вентиль, соединённый с нагрузкой, работает 120° , вентиль, соединённый с фазой *a2*, работает 90° , а вентиль, соединённый с фазой *b2* – 30° .

При анализе работы эквивалентных узлов во всех фиксированных положениях звёзд получены элементарные графы выпрямительной конструкции, соединение которых в общую структуру позволило синтезировать вентильную конструкцию 12-пульсного выпрямителя (рис.3,а). Она отличается от известной двухмостовой последовательной схемы, один из эквивалентных узлов которой показан на рис.1,в.

Данный метод использован при синтезе схемных

построений других многопульсных выпрямителей. В верхней части рис.2 показаны фрагменты векторной диаграммы с вращающимися звёздами для 18-пульсного выпрямителя. Центром вращения выбрана вторая звезда. В трёх из двенадцати фиксированных положений звёзд происходит формирование девяти результирующих векторов, а в остальных состояниях формируется по одному результирующему вектору.

На рис.2 отражена только одна из стадий анализа и синтеза преобразовательной структуры 18-пульсного выпрямителя. Векторная диаграмма в развернутом виде показана на рис.2,а. На рис.2,б изображена линейная развертка трёх питающих систем напряжений. Фрагмент диаграммы на рис.2,в использован для анализа работы эквивалентного узла *b2* и составления алгоритма его работы, приведённого на рис.2,г. Цифры у стрелок показывают число результирующих векторов, сформированных за период сетевого напряжения, а направление стрелок – принятое направление векторов. Время действия каждого вектора определено длительностью пульсации. На рис.2,д приведён вариант образования вращающихся звёзд при ВО, выполненных звездой и двумя скользящими треугольниками. Эквивалентные узлы в этом и в других рассматриваемых выпрямителях ничем не отличаются от узла, показанного на рис.1,б. Если в узле отсутствует ребро, связанное с нагрузкой, его замещают два ребра, связанные с двумя фазами одной из смежных трёхфазных систем питания (рис.2,г). Граф синтезированной вентильной конструкции 18-пульсного выпрямителя изображён на рис.3,а.

Из построений, аналогичных построению на рис.2,б, видно, что предельный угол $\delta_{\text{пр}}$ (угол между одноимёнными векторами первой и последней трёхфазных систем) при $mq \rightarrow \infty$ стремится к 60° . Этот угол соответствует времени работы одного из двух вентиляй, соединённых с *i*-й трёхфазной системой напряжений:

$$\delta_{\text{пр}} = \delta_{\min B} = \frac{\pi(mq - 6)}{3mq}. \quad (1)$$

В соответствии с алгоритмом работы эквивалентного узла выпрямительный элемент, связанный с нагрузкой (рис.1,б) работает в течение времени, определённого углом $\gamma = 2\pi/3$ рад. Общая продолжительность работы двух вентиляй эквивалентного узла, связанных с двумя фазами *i*-й трёхфазной системы напряжений, также соответствует углу $2\pi/3$ рад, так как фаза *i+1*-й (или *i-1*-й) трёхфазной системы, определяющая наименование эквивалентного узла, работает $4\pi/3$ рад. В этом случае

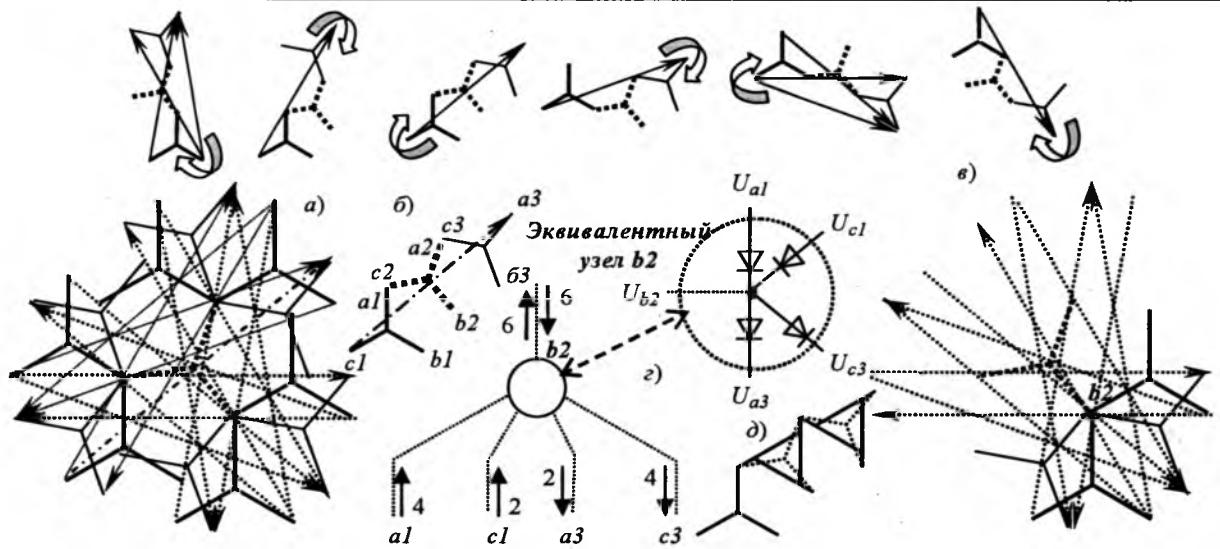


Рис.2. Анализ развёрнутой векторной диаграммы результирующих напряжений вентильных обмоток 18-пульсного выпрямителя:
а – диаграмма; б – линейное построение векторных диаграмм трёхфазных систем; в – фрагмент развёрнутой векторной диаграммы к анализу работы эквивалентного узла *b2*; г – алгоритм работы узла *b2*, д – вариант выполнения вентильных обмоток

продолжительность работы *второго* вентиля, соединенного с *i*-й трёхфазной системой напряжений,

$$\delta_{\max B} = \frac{\pi(mq + 6)}{3mq}. \quad (2)$$

Таким образом, при увеличении пульсности выпрямленного напряжения время работы каждого вентиля из пар вентиляй эквивалентного узла, не соединённых с нагрузкой, стремится к 60°.

Для удобства рассмотрения вращающихся диаграмм (при увеличении пульсности выпрямленного напряжения) в качестве центра вращения можно выбрать любую из крайних трёхфазных систем напряжений.

Анализ вращающихся диаграмм позволяет раскрыть закономерности формирования выпрямленных напряжений и получить наиболее важные соотношения и формулы для определения:

- действующих значений токов сетевых и вентильных обмоток;
- действующих значений напряжений сетевых и вентильных обмоток;
- максимального и среднего значений выпрямленного напряжения;
- действующих и средних значений токов через выпрямительные элементы;
- обратных напряжений, прикладываемых к вентилям;
- установленных мощностей трансформаторов и вентиляй.

Например, максимальное значение выпрямлен-

ного напряжения XX (в относительных единицах) определяется при рассмотрении построений векторных диаграмм, вынесенных на рис.2,б:

$$U_{d0\max} = \left(2 \sin \frac{\pi}{mq} \right)^{-1}. \quad (3)$$

В этом случае среднее значение выпрямленного напряжения (о.е.)

$$U_{d0} = \frac{mq}{2\pi} = \frac{180}{\delta_{\min}}. \quad (4)$$

Анализ развёрнутых векторных диаграмм позволил выявить общие закономерности работы большой группы многопульсных выпрямителей с вентильными конструкциями, построенными по новым топологическим схемам.

Модели синтезированных вентильных конструкций с малыми потерями энергии представлены графами, приведёнными на рис.3. Рёбра, образуемые нагрузкой и источниками ЭДС, в графах не учтены. Каждое ребро изображённых графов представляет собой выпрямительный элемент (полупроводниковый вентиль, диод, тиристор). Все рёбра ориентированы от верхнего узла нагрузки (УН) к нижнему, или наоборот. Степень узлов нагрузки равна 3, а наборы инциденций этих узлов образует анодную и катодную группы вентиляй. Степень узлов, напрямую связанных с узлами нагрузки, равна 3; остальные узлы имеют степень равную 4.

Каждый граф можно разбить (рис.3,б) на подграфы (□) анодной и катодной групп; подграф (□), включающий цепочки с равноудаленными от узлов нагрузки узлами, образующими $N_{yp} = N_{ист} = mq/6$ уровней питания; дополнение к подграфу, создающее своими рёбрами ячейковую связь узлов, соединённых с выводами источников.

Узлы уровней питания проиндексированы слева направо в соответствии с наименованиями выводов источников питания, подключённых к ним. При этом, если два смежных узла уровня обозначены двумя из трёх принятых буквенных индексов, то узлы смежных уровней, входящие с указанными узлами в одну ячейку, обозначены третьим индексом. В ячейке с узлом нагрузки, замыкающим вертикальную её диагональ, к узлу подключается один из полюсов нагрузки. Равноудалённые от узлов нагрузки рёбра образуют $N_s = N_{yp} + 1$ эшелона-

нов рёбер (вентиляй), причём подграфы содержат в своих эшелонах по 3 ребра, а все остальные эшелоны графов имеют по 6 рёбер.

Выпрямители с таким построением вентильной конструкции имеют меньшие потери мощности в вентильных цепях по сравнению с выпрямителями, содержащими известные, последовательно соединённые трёхфазные мосты. При увеличении пульсности выпрямителя относительные потери снижаются. Это обусловлено числом вентиляй, исключённых из последовательных цепей протекания постоянного тока,

$$\Delta N_{в.ц} = \frac{mq}{6} - 1. \quad (5)$$

Число вентиляй в цепи протекания выпрямленного тока определяется соотношением

$$N_v = \frac{mq}{6} + 1. \quad (6)$$

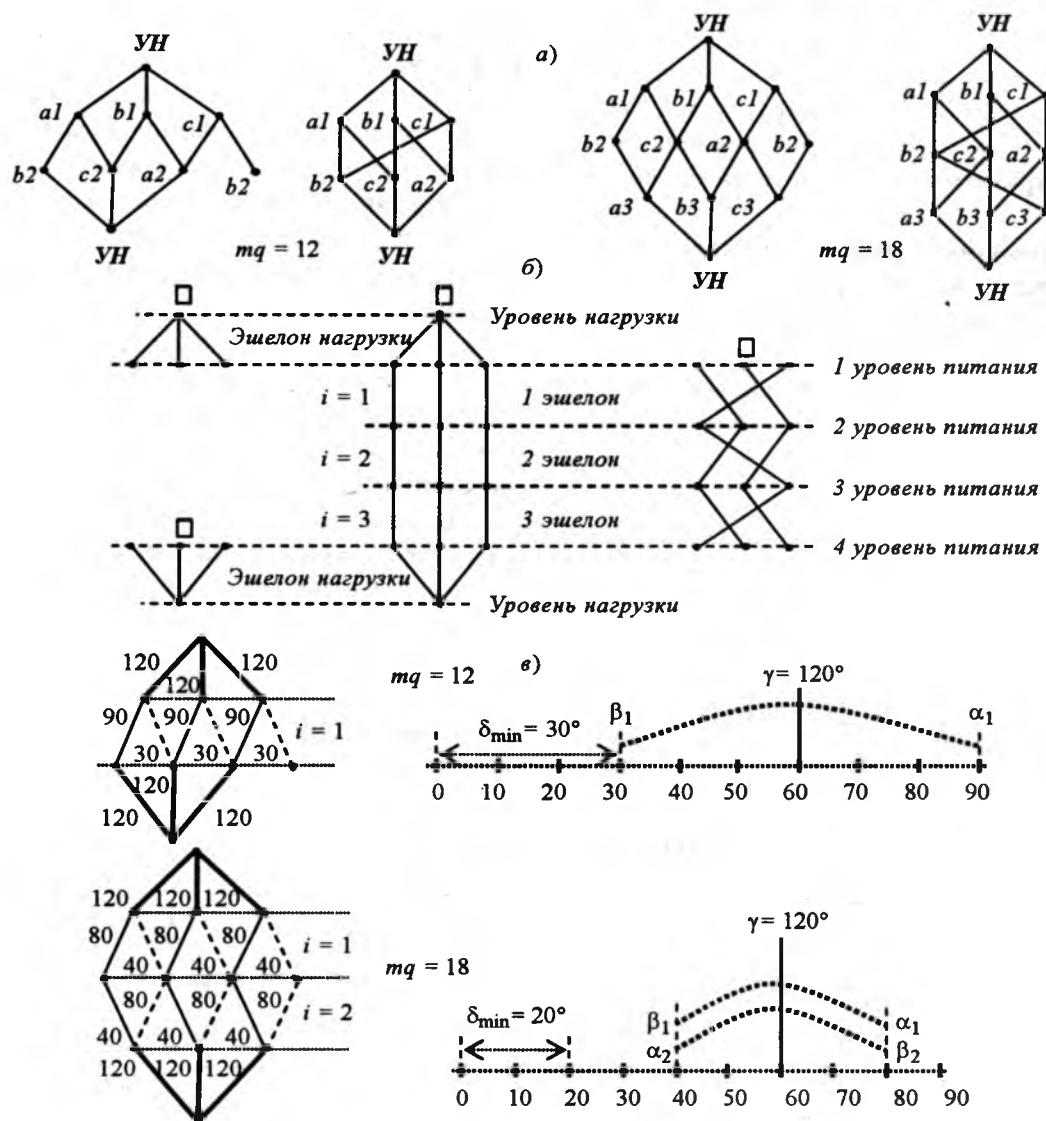


Рис.3. Топология 12- и 18- пульсных выпрямителей (а), выпрямителя с $mq = 24$ в уровнях питания, нагрузки и в эшелонах рёбер (б) и продолжительность работы вентиляй в выпрямителях с $mq = 12$ и $mq = 18$ (в)

Число узлов графа топологической модели рассматриваемого выпрямителя меньше числа узлов графа топологической модели выпрямителя с вентильными конструкциями из трёхфазных мостов. Это упрощает технологию сборки.

Приняв подграф в качестве мостовой части рассматриваемого выпрямителя, определим число вентилей мостовой части

$$N_{\text{в.м}} = \frac{mq}{2} + 3. \quad (7)$$

Число рёбер дополнения, образующих кольцевую связь,

$$N_{\text{в.к}} = 3\Delta N_{\text{в.ц}} = \frac{mq}{2} - 3. \quad (8)$$

Мостовая часть рассматриваемого выпрямителя образуется при совмещении смежных анодных и катодных групп обычных трёхфазных мостов, соединяемых последовательно. Высвободившиеся при этом вентили используются для восстановления функциональных связей, нарушенных при такой трансформации. Вместе с вентилями эшелонов моста они образуют кольцевую структуру. Сравнительные данные вентильных конструкций мостовых и рассматриваемых выпрямителей приведены в таблице.

Продолжительность работы вентилей, необходимая для расчёта токовой нагрузки, распределённой по элементам вентильной конструкции, определена в результате графоаналитических исследований.

Обозначим время работы вентиля i -го эшелона подграфа через α_i , а время работы вентиля i -го эшелона дополнения через β_i . Эти времена связаны следующими соотношениями:

$$\alpha_i + \beta_i = \frac{2\pi}{3}; \quad (9)$$

$$\alpha_i - \beta_i = |2\delta_{\min}|. \quad (10)$$

В этом случае минимальный угол сдвига между одноимёнными векторами трёхфазных систем питающих напряжений

$$\delta_{\min} = \frac{|\alpha_i - \beta_i|}{2} = \frac{2\pi}{mq}. \quad (11)$$

Время работы вентиля i -х эшелонов подграфа и дополнения определим, используя формулы (1) и (2):

$$\alpha_i = \frac{\pi \{ mq - 6(-1)^i \}}{3mq}, \quad (12)$$

$$\beta_i = \frac{\pi \{ mq + 6(-1)^i \}}{3mq}, \quad (13)$$

где $i = 1, 2, 3, \dots$ – номер i -го эшелона при счёте от первого уровня питания, причём последний номер определён соотношением $i = (mq - 6)/6$.

На рис.3,в показаны графы с указанием продолжительности работы вентилей. Для вентилей мостовой части – рёбра обозначены сплошной линией, для вентилей кольцевой группы – пунктирной линией, для вентилей эшелонов нагрузки – жирной линией. На численных осях, проградуированных в электрических градусах показана расстановка величин, определяющих длительность и алгоритм работы вентилей mq -пульсных выпрямителей.

Анализ функционирования ряда выпрямителей показал, что формулы, выведенные по топологическим моделям вентильных конструкций и питающих систем, при допущении мгновенной коммутации, полностью соответствуют режимам работы ВО и вентиляй. При всей сложно-временной зависимости работы вентилей от их положения в топологической структуре, режимы работы трансформаторных преобразователей числа фаз (ТПЧФ), формирующих требуемое число симметричных трёхфазных источников питания, не отличаются от режимов работы аналогичных ТПЧФ в схемах выпрямителей с трёхфазными мостами, соединёнными последовательно по постоянному току.

Таким образом, установленные мощности трансформаторов ТПЧФ остаются такими же, как и в общепринятых вариантах построения выпрямителей трёхфазного тока.

Топологические характеристики вентильных схем

Пульсность (mq)	Число трёхфазных источников питания (m_3)	Угол δ_{\min} , эл. град.	$N_{\text{в}}$		$\Delta N_{\text{в.ц}}$	$N_{\text{в.м}}$	$N_{\text{в.к}}$	Число узлов $N_{\text{уз}}$	
			Трёх-фазные мосты	Кольце-вые мосты				Трёх-фазные мосты	Кольце-вые мосты
6	1	–	2	–	0	6	0	5	–
12	2	30	4	3	1	9	3	9	8
18	3	20	6	4	2	12	6	13	11
24	4	15	8	5	3	15	9	17	14
30	5	12	10	6	4	18	12	21	17

Обратные напряжения, прикладываемые к вентилям эшелонов нагрузки для любого много-пульсного выпрямителя равны амплитуде линейного напряжения симметричной трёхфазной системы питающих напряжений. Это подтверждается схемой и векторной диаграммой, приведёнными на рис.4,а.

Действительно, положительный потенциал точки $a1$ при открытом вентиле левого ребра эшелона нагрузки приложен к катодам вентилей среднего и правого рёбер этого эшелона. Таким образом, максимальное обратное напряжение, прикладываемое к вентилям эшелона нагрузки, равно амплитуде линейного напряжения.

На рис.4,б приведены схема и векторная диаграмма, поясняющие порядок приложения обратного напряжения к вентилям среднего эшелона 12-пульсного выпрямителя. При указанном на рис.4,б состоянии вентилей ячейки $a1-b2-c2-UH$ к левому верхнему вентилю приложено обратное напряжение U_{a1b2} . Оно определено двумя линейными напряжениями симметричных питающих систем, сдвиг фаз между которыми равен 150° . Таким образом, на вентили среднего эшелона действует максимальное обратное напряжение $U_{\text{обрmax}} = 1,932$ о.е.

Анализ векторных построений напряжений, действующих в пределах ячеек графов различных выпрямителей показал, что раствор ψ между векторами линейных напряжений симметричных трёхфазных систем, при котором на вентили внутренних эшелонов действует максимальное обратное напряжение, составляет для 18-пульсного выпрямителя 140° ; для 24-пульсного выпрямителя – 135° ; для 30-пульсного выпрямителя – 132° . Тогда для вентиляй внутренних эшелонов графа выпрямителя с любой пульсностью выпрямленного напряжения

справедливы соотношения:

$$\psi(mq) = \frac{2\pi}{3} + \frac{2\pi}{mq}; \quad (14)$$

$$U_{\text{обрmax}}(mq) = 2\sqrt{2}U_n \sin\left(\frac{\pi}{3} + \frac{\pi}{mq}\right), \quad (15)$$

где U_n – действующее значение линейного напряжения любой симметричной трёхфазной системы питающих напряжений.

Таким образом, вентили эшелонов нагрузки находятся под воздействием линейного напряжения питающих систем, а все остальные вентили подвержены воздействию более высоких обратных напряжений, значение которых снижается при увеличении пульсности выпрямителя.

Принципиальная схема 18-пульсного выпрямителя [3], построенного по рассмотренной топологии, показана на рис.5,а. Нетрудно заметить, что при таком построении выпрямителя одноимённые векторы симметричных трёхфазных систем напряжений, питающих выпрямитель, расположены в следующем порядке: с опережением по фазе следуют векторы линейных напряжений системы 3, за ними векторы системы 2 и, наконец, векторы системы 1 (рис.5,б). А это значит, что в соответствии с формулами (12), (13) и рис.3 вентили $VD1-VD6$ работают в течение 80° , а вентили $VD7-VD12$ – 40° . Остальные вентили проводят ток 120° .

Максимальное обратное напряжение для вентиляй $VD1-VD12$ в соответствии с формулой (15)

$$U_{\text{обрmax}} = 2\sqrt{2}U_n \sin\left(\frac{\pi}{3} + \frac{\pi}{18}\right) = 2,658U_n. \quad \text{Вентили}$$

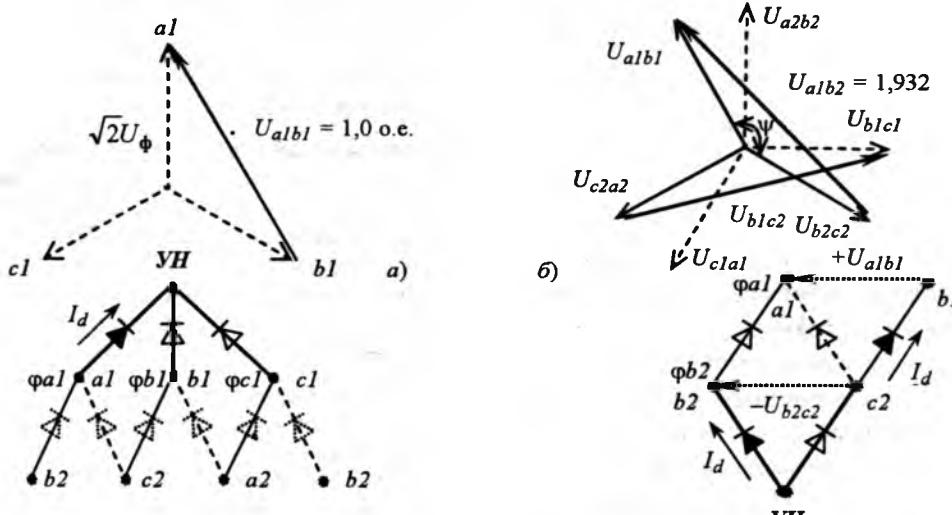


Рис.4. Схемы и диаграммы для определения обратных напряжений, прикладываемых к вентилям нагрузочных эшелонов (а) и к вентилям внутренних эшелонов (б)

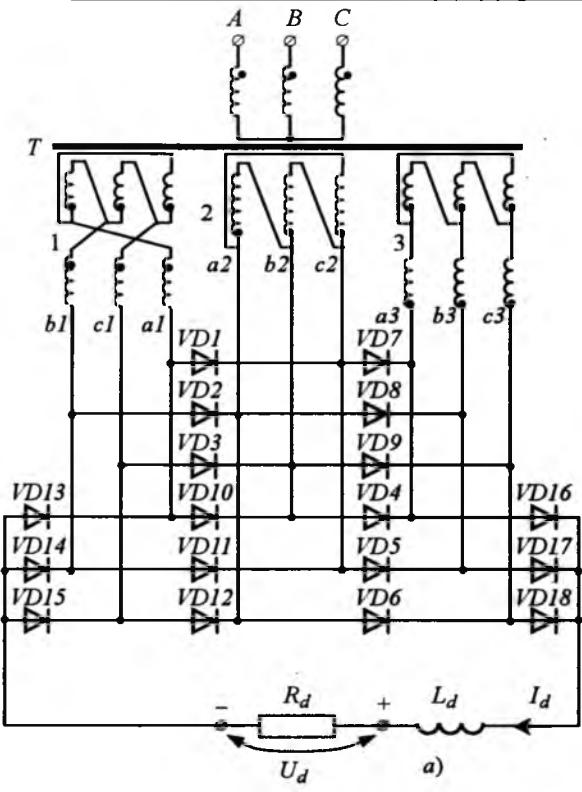


Рис.5. Принципиальная схема (а) и векторные диаграммы напряжений вентильных обмоток (б) 18-пульсного выпрямителя

анодной и катодной групп выпрямителя $VD13-VD18$ находятся под действием обратного напряжения, равного $\sqrt{2}U_L$. По формуле (4) определим

$$U_{d0} = \frac{mq}{2\pi} \sqrt{2}U_L = 4,05U_L. Тогда U_{\text{обр max}} = 0,656U_{d0}$$

для вентилей $VD1-VD12$, а для остальных вентилей $-0,349U_{d0}$. Расчёт средних и действующих значений токов, протекающих через вентили, не представляет трудностей и поэтому не приводится.

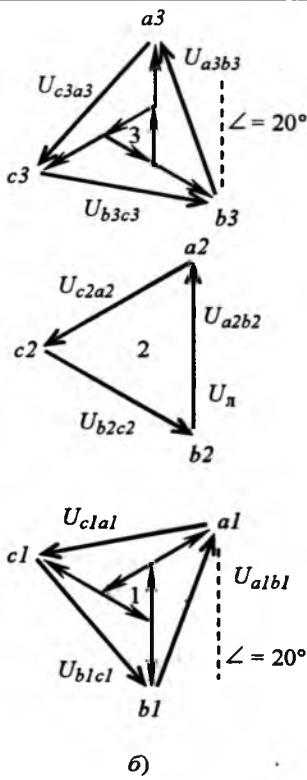
Коэффициент установленной мощности трансформатора, рассчитанный в соответствии с методикой, приведённой в [4], $K_y = S_t^* = S_t/S_d = 1,036$, где S_t – типовая мощность трансформатора; S_d – мощность нагрузки.

Выводы

1. Для анализа и синтеза схем многопульсных выпрямителей предложено применение метода вращающихся векторных диаграмм.

2. Синтезированы модели вентильных конструкций выпрямителей с сокращённым числом вентилей, последовательно обтекаемых током нагрузки.

3. Получены основные формулы и соотношения, определённые особенностями топологических построений ВО и вентилей, которые показывают функциональную зависимость энергетических показа-



телей выпрямителя от пульсности.

4. Рассмотрен практический вариант построения выпрямителя по новой схемотехнике и приведены результаты расчётов по полученным формулам.

Список литературы

1. Репин А.М. Новые базовые технические решения и классификация вентильных преобразователей энергии // Вопросы радиоэлектроники. Серия ОВР. 1985. Вып.6. С. 65–83.

2. А.с. 1157633 СССР. Система электропитания А.М. Репина / Репин А.М. // Открытия. Изобретения. 1985. № 19.

3. Пат. 33276 РФ, МКИ 6: H02M 7/08. Источник постоянного напряжения с 18-ти кратной частотой пульсации / Евдокимов С.А., Ворфоломеев Г.Н., Щуров Н.И., Мятеж С.В. // Открытия. Изобретения. 2003. № 28.

4. Мятеж С.В., Ворфоломеев

Г.Н., Евдокимов С.А. и др. Расчёт установленных мощностей обмоток трансформаторных преобразователей числа фаз для многопульсных выпрямителей // Электротехника. 2005. № 4. С.28–36.

Ворфоломеев Герман Николаевич – профессор кафедры "Электрический транспорт" Новосибирского ГТУ, доктор техн. наук. Окончил факультет электрификации железнодорожного транспорта электромеханического института инженеров железнодорожного транспорта в 1958 г. Защитил докторскую диссертацию по теме "Методы и средства преобразования числа фаз для улучшения электромагнитной совместимости в электрических системах" в 1998 г.

Евдокимов Сергей Александрович – старший научный сотрудник кафедры "Электрический транспорт" Новосибирского ГТУ. Окончил радиотехнический факультет Военно-инженерной радиотехнической академии в 1977 г.

Щуров Николай Иванович – заведующий кафедрой "Электрический транспорт" Новосибирского ГТУ, доктор техн. наук, проф. Окончил электромеханический факультет НГТУ в 1970 г. Защитил докторскую диссертацию по теме "Методы и средства экономии и повышения эффективности использования энергии в системе городского электрического транспорта" в 2003 г.

Малозёмов Борис Витальевич – ассистент кафедры "Электрический транспорт" Новосибирского ГТУ, канд. техн. наук. Окончил электромеханический факультет НГТУ в 1994 г. Защитил кандидатскую диссертацию по теме "Оценка надёжности и прогнозирования работоспособности систем электрического транспорта (на примере троллейбуса)" в 2005 г.

Алгоритм управления многоуровневым инвертором напряжения

БЕРЕСТОВ В.М., ХАРИТОНОВ С.А.

Рассматривается пространственно-векторный алгоритм управления для n -уровневого инвертора напряжения, предназначенного для высоковольтного электропривода переменного тока. Алгоритм эффективен при использовании микропроцессорных систем управления, предоставляет возможность управления силовыми ключами в инверторе с любым количеством уровней. Предложенный в статье метод исследования, позволяет претендовать на методический характер.

Функциональная схема трёхфазного n -уровневого инвертора напряжения приведена на рис.1 [1], где n_a , n_b и n_c – положения "переключателей" в фазах a , b и c соответственно. При этом n_a , n_b и n_c принимают значения $0 \div n-1$, где n – число уровней инвертора.

Обозначим через V комбинацию состояний "переключателей" (n_a , n_b , n_c) в трёх фазах инвертора (далее будем обозначать $V = (n_a, n_b, n_c)$). Количество этих комбинаций равно n^3 . Многообразие комбинаций V и соответствующее им многообразие векторов состояния инвертора приведено на рис.2 [2]. Количество векторов состояния инверто-

ра определяется как $N_v = 1 + 6 \sum_{i=1}^{n-1} i$. При этом под

вектором состояния инвертора понимается дискретное значение обобщённого вектора фазных напряжений трёхфазной нагрузки с изолированной нейтралью. Очевидно, что количество векторов состояния (N_v) меньше количества комбинаций V , так как некоторым векторам соответствует несколько комбинаций. Например, для пятиуровневого инвертора напряжения количество комбинаций равно $5^3 = 125$, а $N_v = 61$. В каждой из комбинаций V обозначим максимальное, среднее и минимальное из трёх чисел

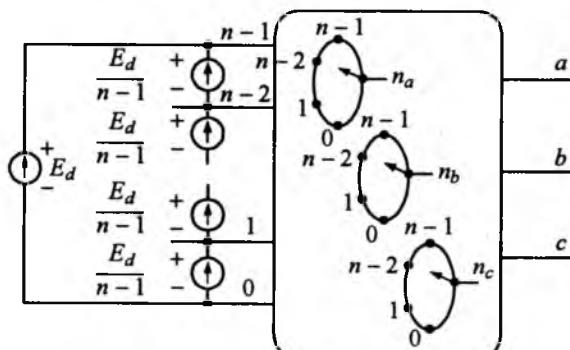


Рис.1

тер работы, так как сделана попытка с единой позицией анализировать векторные и скалярные алгоритмы широтно-импульсной модуляции.

This paper introduces a general space-vector modulation algorithm for n -level three-phase inverters. The algorithm is computationally extremely efficient and is independent of the number of inverter levels. At the same time, it provides good insight into the operation of multilevel inverters.

n_a , n_b , n_c как n_{\max} , n_{mid} и n_{\min} , соответственно. Принадлежность n_{\max} , n_{mid} и n_{\min} к той или иной выходной фазе инвертора определяется сектором, как

это имеет место при определении V_{\max}^* , V_{mid}^* и V_{\min}^* у заданных фазных управляемых напряжений (рис.3) [3].

Поставим в соответствие одной или нескольким комбинациям V состояния "переключателей", соответствующих одному вектору состояния инвертора, одну комбинацию чисел $(i \ j \ k)$, которую обозначим через S (далее примем $S = (i \ j \ k)$), где $i = n_{\max} - n_{\min}$; $j = n_{\max} - n_{\text{mid}}$; $k = n_{\text{mid}} - n_{\min}$.

Тогда всему многообразию векторов, например для пятиуровневого инвертора, будет соответствовать 6 одинаковых комбинаций S для 1-, 3-, 5-го секторов, 6 – одинаковым комбинациям для 2-, 4- и 6-го секторов и две общие комбинации для всех секторов (14 ненулевых комбинаций S) рис.4,а.

Если соединить векторы с одинаковыми индексами i , j и k в комбинациях S , соответствующих этим векторам, то получим три множества линий рис.4:

- шестиугольники, которым соответствуют $i = 1, \dots, n-1$;
- оси $-A$, $-B$ и $-C$ и параллельные им линии, которым соответствуют $j = 0, \dots, n-2$;
- оси A , B и C и параллельные им линии, которым соответствуют $k = 0, \dots, n-2$.

Множества линий i , j и k разделяют векторную плоскость на треугольники таким образом, что одна из сторон треугольника (i_r) принадлежит множеству i , другая (j_r) принадлежит множеству j , а третья (k_r) – множеству k (рис.4, а).

Условия нахождения заданного вектора выходного напряжения Z с координатами V_{\max} , V_{mid} , V_{\min} , соответствующего системе заданных фазных управляемых напряжений на одной из границ треугольника, имеют вид [3]:

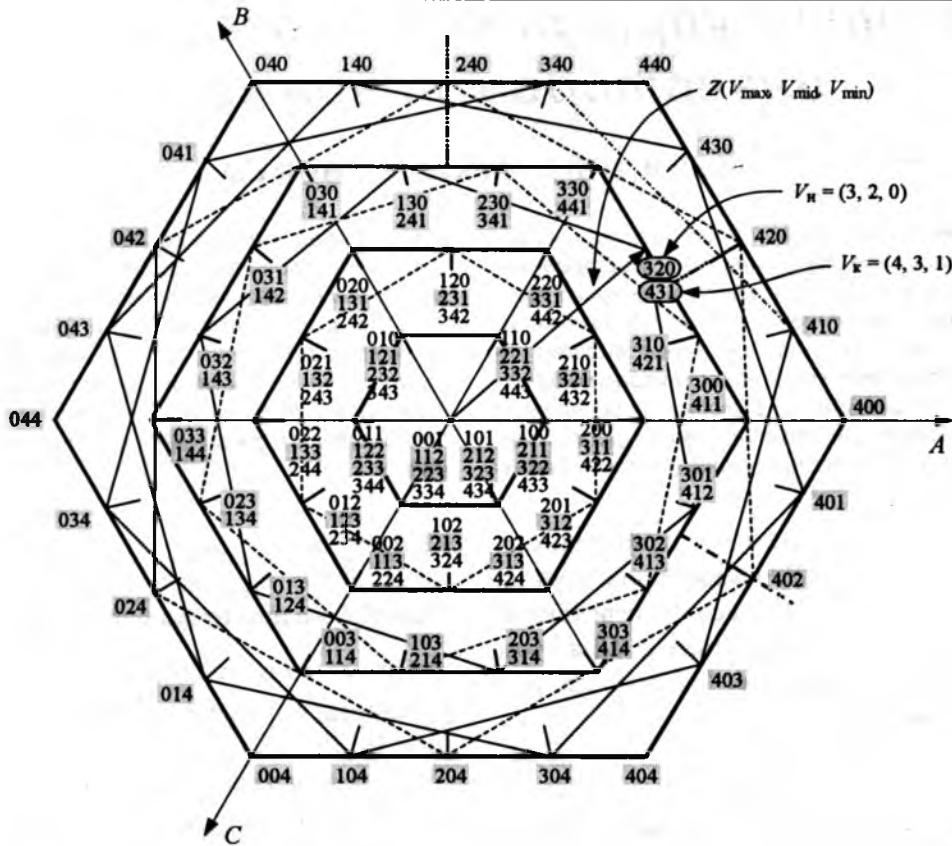


Рис.2

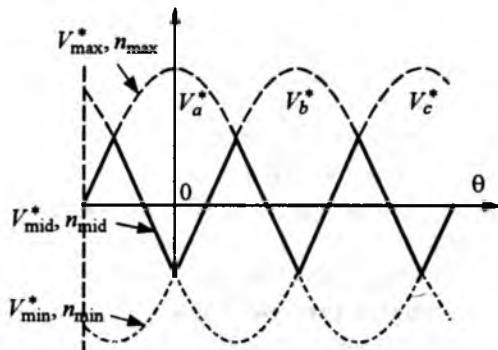


Рис.3

$$V_{\max}^* - V_{\min}^* = i_T V_n; V_{\max}^* - V_{\text{mid}}^* = j_T V_n; V_{\text{mid}}^* - V_{\min}^* = k_T V_n.$$

Координаты заданного вектора выходного напряжения Z определяются следующим образом:

$$V_{\max} = V_{\max}^* \frac{E_d}{2} \frac{2}{(n-1)V_n};$$

$$V_{\text{mid}} = V_{\text{mid}}^* \frac{E_d}{2} \frac{2}{(n-1)V_n};$$

$$V_{\min} = V_{\min}^* \frac{E_d}{2} \frac{2}{(n-1)V_n}.$$

Все треугольники можно разбить на два типа: внутренние и внешние. Внутренние треугольники

(1-, 3-, 5-, 6-, 7-, и 9-е треугольники) на рис.4, а – это треугольники, опирающиеся одной из сторон на шестиугольники, уравнения которых

$$V_{\max}^* - V_{\min}^* = i_T V_n,$$

а противолежащая этой стороне вершина расположена внутри этого шестиугольника (рис.5, а). Условия нахождения заданного вектора напряжения во внутреннем треугольнике:

$$V_{\max}^* - V_{\min}^* \leq i_T V_n; V_{\max}^* - V_{\text{mid}}^* \geq j_T V_n; V_{\text{mid}}^* - V_{\min}^* \geq k_T V_n,$$

т.е. уравнения сторон внутреннего треугольника можно получить следующим образом:

$$i_T = \left[\frac{V_{\max}^* - V_{\min}^*}{V_n} \right] + 1; \quad j_T = \left[\frac{V_{\max}^* - V_{\text{mid}}^*}{V_n} \right],$$

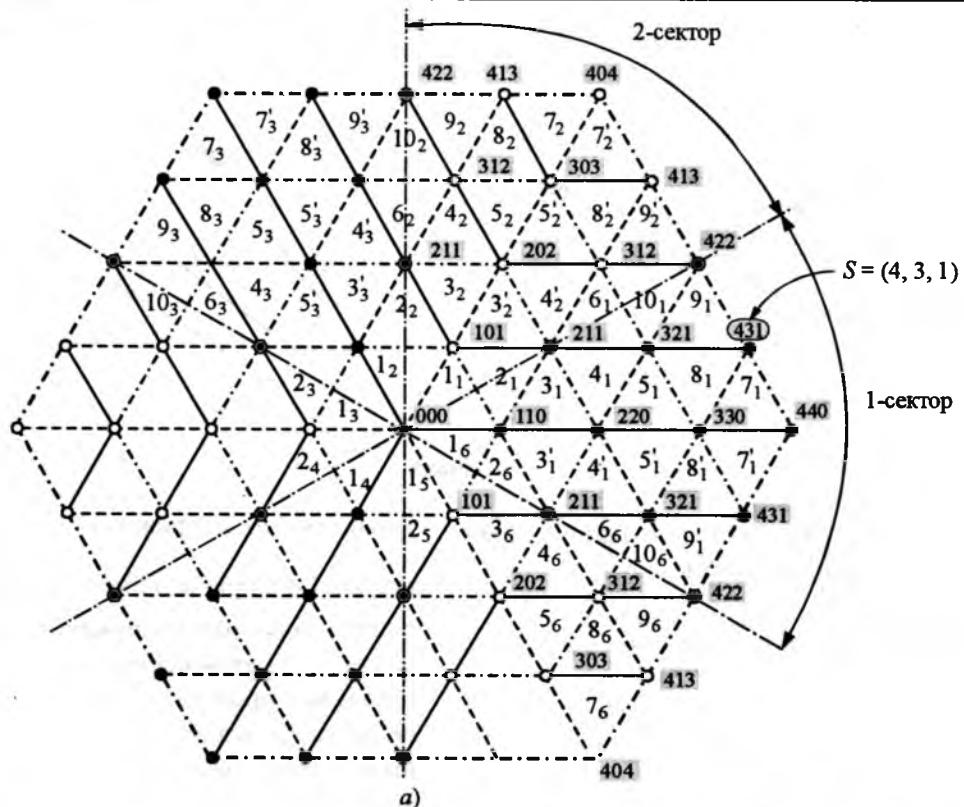
$$k_T = \left[\frac{V_{\text{mid}}^* - V_{\min}^*}{V_n} \right],$$

где [] – целая часть числа.

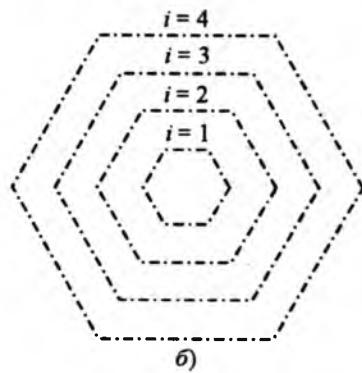
Следует подчеркнуть, что i_T , j_T и k_T соответствуют линиям, не пересекающимся в одной точке, т.е.

$$i_T \neq j_T + k_T.$$

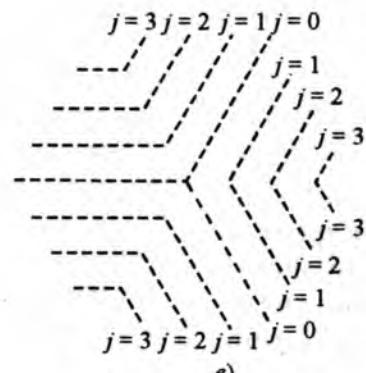
Тогда условие нахождения заданного вектора напряжения во внутреннем треугольнике примет вид:



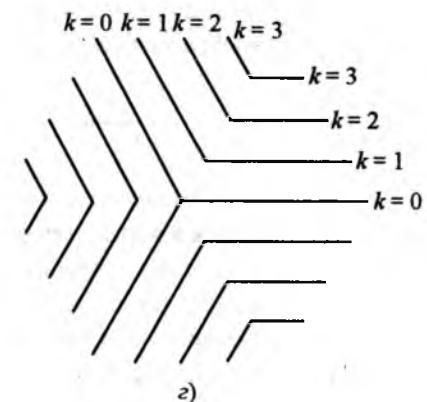
a)



б)



в)



г)

Рис.4

$$\left[\frac{V_{\max}^* - V_{\min}^*}{V_n} \right] = \left[\frac{V_{\max}^* - V_{\text{mid}}^*}{V_n} \right] + \left[\frac{V_{\text{mid}}^* - V_{\min}^*}{V_n} \right].$$

Три вектора состояния инвертора I , J и K (ближайших к заданному вектору выходного напряжения Z), которые заканчиваются в вершинах внутреннего треугольника, противолежащих сторонам треугольника с индексами i_T , j_T и k_T , определяются по соответствующим этим векторам комбинациям S_i , S_j , S_k , которые находятся следующим образом (рис.5, а):

$$S_i = (i_T - 1 \quad j_T \quad k_T); \quad S_j = (i_T \quad j_T + 1 \quad k_T);$$

$$S_k = (i_T \quad j_T \quad k_T + 1).$$

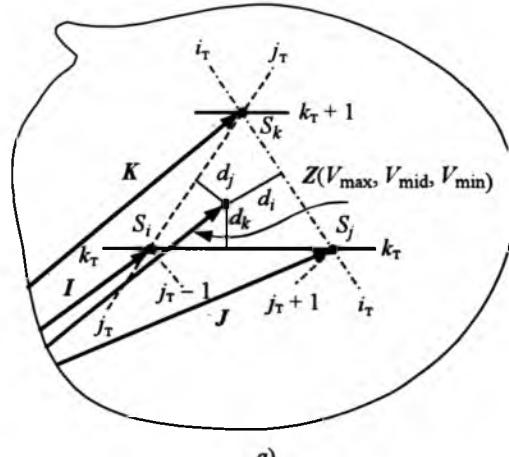
Относительные длительности существования этих векторов на интервале дискретности T_s [3]

$$d_i = \left(i_T - \frac{V_{\max}^* - V_{\min}^*}{V_n} \right); \quad d_j = \left(\frac{V_{\max}^* - V_{\text{mid}}^*}{V_n} - j_T \right);$$

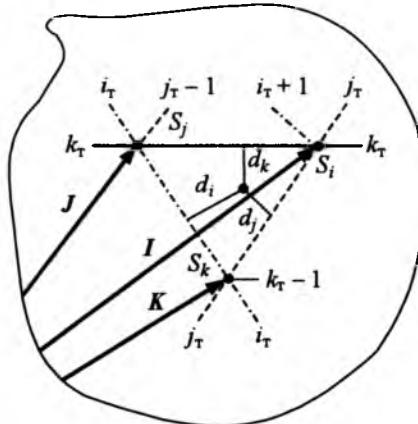
$$d_k = \left(\frac{V_{\text{mid}}^* - V_{\min}^*}{V_n} - k_T \right).$$

Внешние треугольники (2-, 4-, 8- и 10-е треугольники) – это треугольники, одной из сторон опирающиеся на шестиугольники $V_{\max}^* - V_{\min}^* = i_T V_n$, а противолежащие этой стороне – треугольники, вершины которых расположены вне шестиугольника (рис.5, б). Условия нахождения заданного вектора напряжения во внешнем треугольнике:

$$V_{\max}^* - V_{\min}^* \geq i_T V_n; \quad V_{\max}^* - V_{\text{mid}}^* \leq j_T V_n; \quad V_{\text{mid}}^* - V_{\min}^* \leq k_T V_n,$$



a)



б)

т.е. уравнения сторон внешнего треугольника можно получить следующим образом:

$$i_T = \left[\frac{V_{\max}^* - V_{\min}^*}{V_n} \right]; \quad j_T = \left[\frac{V_{\max}^* - V_{\text{mid}}^*}{V_n} \right] + 1;$$

$$k_T = \left[\frac{V_{\text{mid}}^* - V_{\min}^*}{V_n} \right] + 1.$$

Тогда условие нахождения заданного вектора напряжения во внешнем треугольнике примет вид:

$$\left[\frac{V_{\max}^* - V_{\min}^*}{V_n} \right] + 1 = \left[\frac{V_{\max}^* - V_{\text{mid}}^*}{V_n} \right] + 1 + \left[\frac{V_{\text{mid}}^* - V_{\min}^*}{V_n} \right] + 1.$$

Три вектора состояния инвертора I , J и K , которые заканчиваются в вершинах внешнего треугольника, противолежащих сторонам треугольника с индексами i_T , j_T и k_T , определяются по соответствующим этим векторам комбинациям S_i , S_j , S_k , которые находятся следующим образом (рис.5,б):

$$S_i = (i_T + 1 \quad j_T \quad k_T); \quad S_j = (i_T \quad j_T - 1 \quad k_T);$$

$$S_k = (i_T \quad j_T \quad k_T - 1).$$

Относительные длительности существования этих векторов на интервале дискретности T_s для внешнего треугольника

$$d_i = \left(\frac{V_{\max}^* - V_{\min}^*}{V_n} - i_T \right); \quad d_j = \left(j_T - \frac{V_{\max}^* - V_{\text{mid}}^*}{V_n} \right);$$

$$d_k = \left(k_T - \frac{V_{\text{mid}}^* - V_{\min}^*}{V_n} \right).$$

Предложенное представление является пространственно-векторной интерпретацией синусоидальной ШИМ с системой опорных напряжений, приведённых на рис.6,7, где представлены разбиения интервалов дискретности на интервалы существования комбинаций для двух амплитуд заданных

управляющих напряжений (V_m^*) для синусоидальной ШИМ с прибавлением $1/(2V_{\text{mid}}^*)$. Значения амплитуд заданных напряжений выбраны таким образом, что окружности, описываемые результирующим вектором выходных напряжений инвертора, являются описанными для шестиугольников, которым соответствуют $i = 2, 3$. При этом обобщённый вектор фазных напряжений нагрузки проходит последовательно 4- и 6-е треугольники (рис.5,а) и 8-, 9- и 10-е треугольники (рис.5,б).

Из анализа синусоидальной ШИМ можно сделать следующие выводы.

Векторы состояний инвертора различаются по кратности числа комбинаций состояния ключей $V = (n_a, n_b, n_c)$, соответствующих данному вектору состояния инвертора.

Векторы, заканчивающиеся на шестиугольниках, уравнения которых

$$V_{\max}^* - V_{\min}^* = iV_n \text{ при } i = n - 1, n - 3, n - 5, \dots$$

имеют нечётную кратность, а векторы заканчивающиеся на десятиугольниках, уравнения которых

$$V_{\max}^* - V_{\min}^* = iV_n \text{ при } i = n - 2, n - 4, n - 6, \dots$$

имеют чётную кратность.

При введении сигнала $V_{\text{off}}^* = 1/(2V_{\text{mid}}^*)$ каждый вектор состояния инвертора реализуется двумя или одной средними комбинациями состояния ключей в зависимости от того, чётное или нечётное количество комбинаций V , соответствующих данному вектору [2].

С учётом сказанного, различают два типа треугольников. Треугольники первого типа – это треугольники, в которых вектор I чётной кратности, а векторы J и K – нечётной кратности.

Треугольники второго типа – это треугольники, в которых векторы J и K чётной кратности, а вектор I – нечётной кратности. Так как векторы J и K

заканчиваются на линии i_p , то в треугольниках первого типа $i_p = n-1, n-3, n-5, \dots$, а в треугольниках второго типа $i_p = n-2, n-4, \dots n-6, \dots$

В треугольниках первого типа вектор I реализуется двумя комбинациями V , а каждый вектор J и K – одной комбинацией V .

В треугольниках второго типа каждый вектор J и K реализуются двумя комбинациями, а вектор I – одной комбинацией.

Интервал дискретности состоит из четырёх интервалов, соответствующих четырём комбинациям V , так как на интервале дискретности происходят три изменения комбинаций в моменты пересечения трёх заданных напряжений $V_{\max}^*, V_{\text{mid}}^*, V_{\min}^*$ с опорным напряжением.

В треугольниках первого типа на краях интервала дискретности располагаются две равные по длительности комбинации V_i вектора I чётной кратности, а две комбинации векторов J и K нечётной кратности располагаются

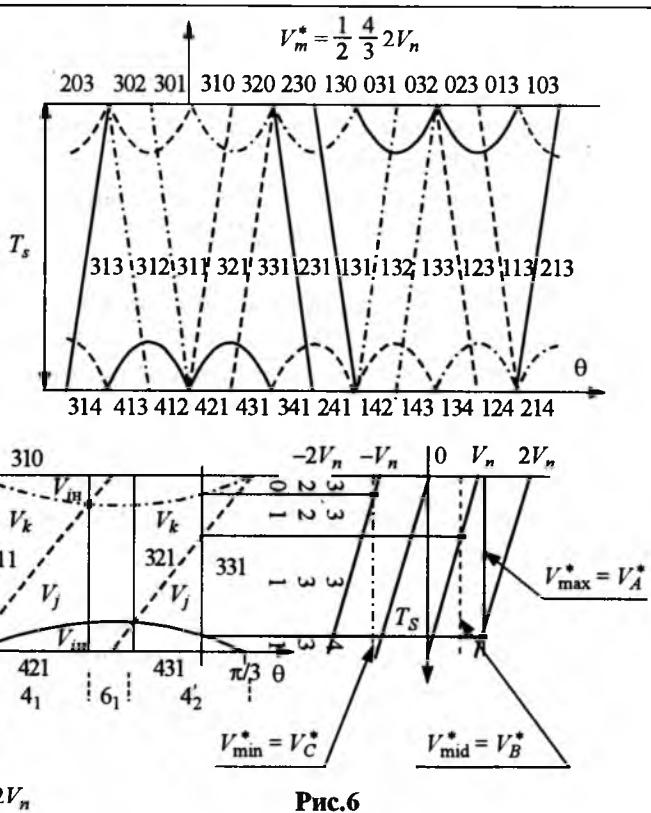


Рис.6

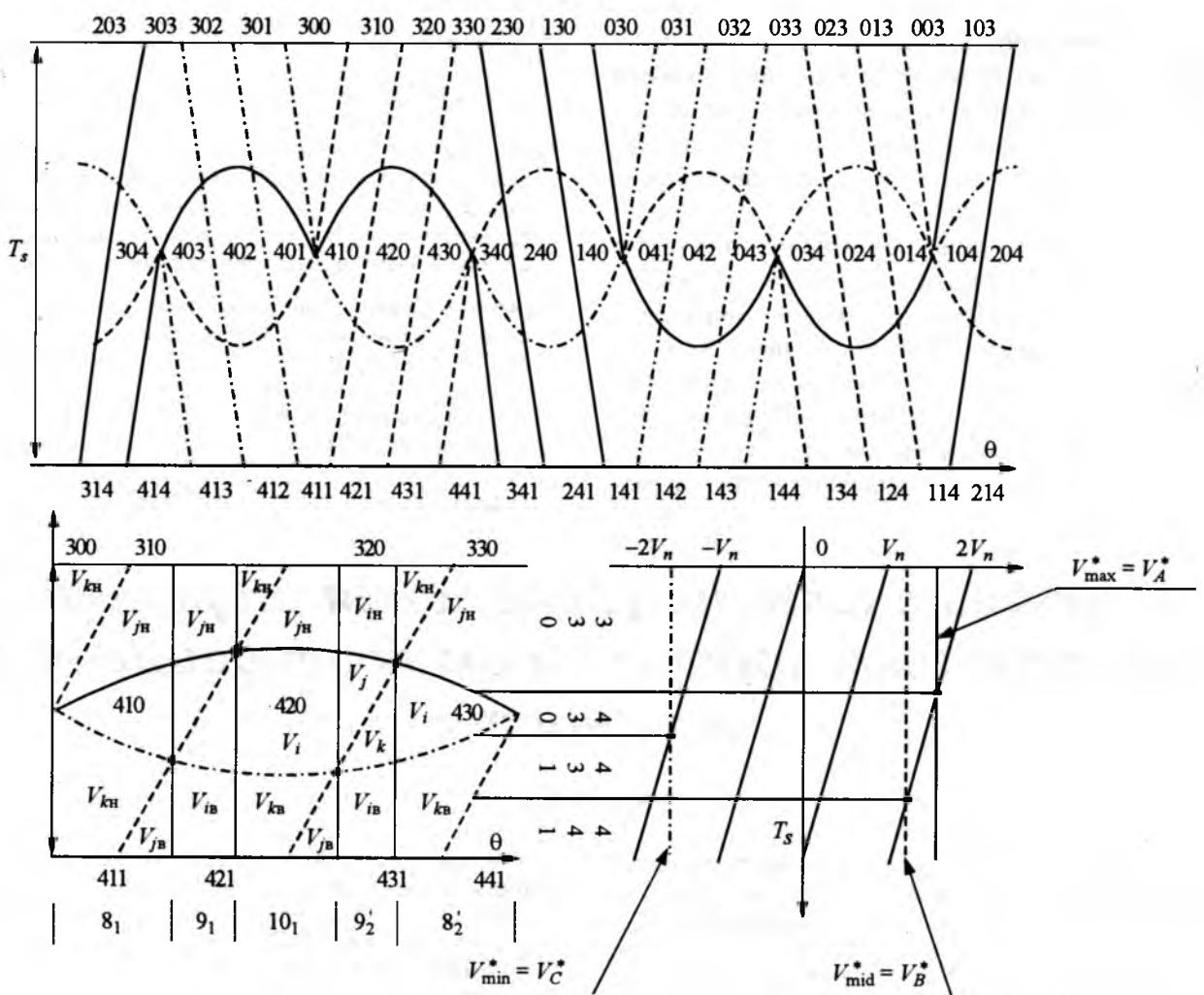


Рис.7

по середине интервала дискретности: во внутренних треугольниках первого типа (3-, 7- и 9-е треугольники) сначала комбинация V_j , потом V_k , а во внешних треугольниках первого типа (4-е треугольники) сначала V_k , потом V_j .

В треугольниках второго типа комбинация V_i вектора I нечётной кратности располагается по середине симметричного относительно центра интервала дискретности, а из четырёх комбинаций векторов J и K чётной кратности одновременно (на одном интервале дискретности) используются только три: две комбинации вектора большей длительности располагаются по краям интервала дискретности и одна комбинация вектора меньшей длительности располагается перед (до) или после комбинации вектора I .

Во внутренних треугольниках второго типа (1-, 5- и 6-е треугольники) при $d_j > d_k$ в начале интервала дискретности T_s располагаются нижняя комбинация $V_{j\text{н}}$ вектора J с относительной длительностью существования $d_{j\text{н}} = (d_j - d_k) / 2$, далее следует нижняя комбинация $V_{k\text{н}}$ вектора K с $d_{k\text{н}} = d_k$, затем симметрично относительно центра T_s располагается верхняя комбинация $V_{j\text{в}}$ вектора J с относительной длительностью $d_{j\text{в}} = (d_j + d_k) / 2$.

При $d_j < d_k$ на краях интервала дискретности располагаются нижняя $V_{k\text{н}}$ и верхняя $V_{k\text{в}}$ комбинации вектора K , а у вектора J используется одна верхняя комбинация $V_{j\text{в}}$, которая располагается после комбинации вектора I .

Во внешних треугольниках второго типа (2-, 8- и 10-е треугольники) разбиение интервала дискретности аналогично разбиению для внутренних треугольников с той лишь разницей, что при $d_j > d_k$ используется одна верхняя комбинация $V_{k\text{в}}$ вектора K , а при $d_j < d_k$ – нижняя комбинация $V_{j\text{н}}$ вектора J .

Таким образом, получен пространственно-векторный эквивалент синусоидальной ШИМ, позво-

ляющий на основании трёх разностей заданных напряжений определить три ближайших вектора, их относительные длительности и расположение на интервале дискретности соответствующих этим векторам комбинаций V .

Всё многообразие треугольников сведено к 4 типам для любого количества уровней трёхфазного многоуровневого инвертора напряжения.

Приведённые зависимости разбиения интервала дискретности от угла $\theta \in [0, 2\pi]$ при различных амплитудах заданного напряжения, наглядно иллюстрируют принцип действия синусоидальной ШИМ и её пространственно-векторного эквивалента.

Список литературы

1. N. Celanovic, D. Boroyevich. A Fast Space-Vector Modulation Algorithm for Multilevel Three-Phase Converters// IEEE transactions on industry applications. 2001. Vol. 37, N 2.
2. McGrath B.P. et al. Optimized space vector switching sequences for multilevel invertors. Conf.APEC'2001. Vol.2. P.1123–1129.
3. Берестов В.М., Харитонов С.А. Анализ синусоидальной ШИМ с натуральной выборкой (методический аспект) // Технічна електродинаміка. Силова електроніка та енергоефективність. Ч.2. 2002. С.31–37.
4. Берестов В.М., Харитонов С.А. Синусоидальная ШИМ в четырёхуровневом инверторе напряжения // Технічна електродинаміка. Силова електроніка та енергоефективність. Ч.2. 2003. С. 50–65.

Берестов Вячеслав Михайлович – главный конструктор АО "ЭРАСИБ", канд. техн. наук. Окончил факультет автоматики и вычислительной техники Новосибирского электротехнического института в 1968 г. Защищил диссертацию по теме "Анализ предельного быстродействия систем автоматического регулирования с импульсными преобразователями" в 1983 г.

Харитонов Сергей Александрович – заведующий кафедрой промышленной электроники Новосибирского ГТУ, доктор техн. нак, проф. Окончил факультет электронной техники Новосибирского электротехнического института в 1972 г. Защищил докторскую диссертацию по теме "Системы генерирования электрической энергии для ветроэнергетики и автономных подвижных объектов (Анализ и синтез)" в 1998 г.

Синтез системы управления широтно-импульсным корректором коэффициента мощности

БЕЛОВ Г.А.

Дано обоснование метода расчёта системы управления широтно-импульсным корректором коэффициента мощности на основе метода усреднения, разделения движений и теории импульсных систем. Обоснованы рекомендации по определению параметров регуляторов входного тока и выходного напряжения, входящих в состав системы управления.

The substantiation of a method of calculation of a control system is given by the pulse-width power factor corrector on the basis of the state-space averaging method, a method of division of movements, and the theory of pulse systems. Recommendations for definition of parameters of regulators of the input current and the output voltage included in a control system are proved.

Синтез систем управления при разработке корректоров коэффициента мощности (ККМ) является важным этапом, в значительной мере определяющим их динамические и энергетические характеристики [1–3]. Возможные методики синтеза систем управления ККМ, основанные на точном методе расчёта процессов, сложны и пока в полной мере не разработаны [4]. В связи с этим целесообразно разрабатывать и совершенствовать приближённые методики синтеза систем управления ККМ, используя точные методы расчёта процессов для проверки показателей качества систем регулирования, синтезированных приближёнными методами, и последующего уточнения параметров системы. Предварительный расчёт параметров системы приближёнными методами позволяет существенно уменьшить область поиска значений параметров точными методами и, соответственно, снизить затраты на проектирование ККМ.

Расчёт систем управления ККМ существенно усложняется по сравнению с обычными импульсными стабилизаторами напряжения тем, что ККМ – автоматическая система с двумя регулируемыми величинами. Строго говоря, установившийся режим в системе может иметь место только в том случае, когда частота дискретизации $f_{\text{дл}} = 1/T_{\text{дл}}$ кратна частоте сети f_c . Строгое исследование устойчивости такой дискретной системы требует рассмотрения устойчивости установившегося процесса с периодом $T_c/2$, где $T_c = 1/f_c$. При этом в значительной мере теряют смысл известные результаты анализа устойчивости процессов с периодом $T_{\text{дл}}$ [5]. Система описывается нелинейными дифференциальными и разностными уравнениями с переменными коэффициентами правых частей.

Синтез систем управления ККМ до настоящего времени в литературе рассмотрен недостаточно [1, 6].

В статье дано обоснование метода синтеза системы управления широтно-импульсным ККМ, выполненным на базе повышающего импульсного преобразователя (рис.1), с помощью методов усреднения [7], разделения движений [8] и теории импульсных систем [9]. Обоснованы рекомендации по определению параметров регуляторов входного тока (РТ) и выходного напряжения (РН).

Основные допущения в статье сводятся к тому, что транзисторы и диоды силовой части ККМ считаются идеальными ключами. Учитываем, что частота дискретизации $f_{\text{дл}}$ на несколько порядков превышает частоту сети f_c , поэтому изменения входных напряжения и тока за время $T_{\text{дл}}$ малы; будем считать, что среднее за время $T_{\text{дл}}$ значение входного напряжения $U_{\text{вх,ср}} = U_{\text{вх}} = U_{\text{вхм}} |\sin \omega_c t|$. Полагаем, что изменение огибающей напряжения $U_{\text{вх}}$ за время $T_c/2$ мало.

Вологодская областная универсальная научная библиотека

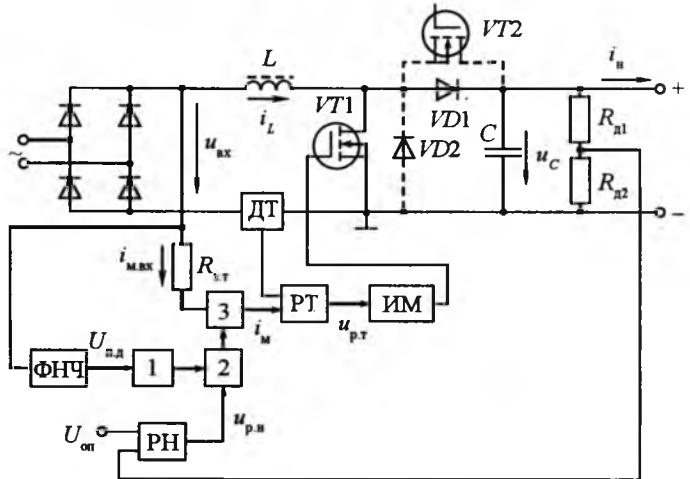


Рис.1. Схема корректора коэффициента мощности

На интервалах времени, близких к моментам перехода напряжения $U_{\text{вх}}$ через нуль, имеет место режим прерывистого тока дросселя, и усреднённые уравнения отличаются от используемых ранее. Однако, как и в других работах, предположим, что появление режима прерывистого тока мало влияет на изменение тока $i_{L_{\text{ср}}}$ во времени [1]. Отметим, что режим прерывистого тока исключается при наличии дополнительных элементов $VT2$ и $VD2$ и противофазном переключении транзисторов $VT1$ и $VT2$ (рис.1).

Основываясь на методе разделения движений [8], при рассмотрении контура регулирования входного тока (токового контура) в случае $U_{\text{оп}} = \text{const}$ можно считать среднее за время $T_{\text{дл}}$ значение выходного напряжения $U_{\text{вых,ср}}$ постоянным, а при рассмотрении контура регулирования выходного напряжения, в котором процессы протекают значительно медленнее, принимать, что процессы в токовом контуре уже установились.

В схеме реализуется двухконтурная система управления импульсным преобразователем, включающая в себя регуляторы входного тока РТ и выходного напряжения РН. Аналоговый умножитель 3 формирует задающий сигнал i_m контура регулирования входного тока ККМ, определяемый из равенства

$$i_m = \frac{K_m u_{\text{вх}} u_{\text{п.н}}}{R_{\text{з.т}} U_{\text{п.д}}^2}, \quad (1)$$

где $K_m = 1$ В – постоянная умножителя; $u_{\text{вх}}$ – входное напряжение импульсного преобразователя, снимаемое с диодного моста; $u_{\text{п.н}}$ – выходное напряжение РН; $R_{\text{з.т}}$ – сопротивление, задающее входной ток умножителя $i_{\text{з.т}} = u_{\text{вх}} / R_{\text{з.т}}$; $U_{\text{п.д}}$ – так называемое напряжение прямого действия, снимаемое с фильтра низких частот ФНЧ.

Устройство 1 формирует квадрат напряжения $U_{\text{п.д.}}$, в устройстве 2 выполняется деление напряжения $u_{\text{p.н.}}$ на $U_{\text{п.д.}}^2$ [1, 4]. Выходной сигнал регулятора тока РТ $u_{\text{p.т.}}$ управляет работой импульсного модулятора ИМ. В случае использования широтно-импульсной модуляции моменты включения силового транзистора фиксированы $t_n = nT_{\text{дл}}$, где $T_{\text{дл}}$ – интервал дискретизации, n – дискретное время, а моменты выключения транзистора t'_n зависят от сигнала $u_{\text{p.т.}}$. При релейном регулировании как моменты включения t_n , так и моменты его выключения t'_n зависят от $u_{\text{p.т.}}$ [10].

При синтезе РТ и РН в качестве модели силовой части повышающего преобразователя в режиме непрерывного тока дросселя будем использовать известные из [5 и 7] уравнения

$$\begin{aligned} \frac{di_{Lcp}}{dt} &= -\frac{r}{L}i_{Lcp} - \frac{1-\gamma}{L}u_{Ccp} + \frac{1}{L}u_{bx, cp}; \\ \frac{du_{Ccp}}{dt} &= \frac{1-\gamma}{C}i_{Lcp} - \frac{1}{C}i_{h, cp}, \end{aligned} \quad (2)$$

где i_{Lcp} , u_{Ccp} , $u_{bx, cp}$ и $i_{h, cp}$ – средние за время $T_{\text{дл}}$ значения тока i_L , напряжения u_C , входного напряжения и тока нагрузки преобразователя; $\gamma = t_0 / T_{\text{дл}}$ – относительная длительность включённого состояния силового транзистора; $r = \gamma r_1 + (1-\gamma)r_2$ – усреднённое активное сопротивление, включённое последовательно с индуктивностью L , а r_1 и r_2 – соответственно активные сопротивления в схемах замещения при включённом и выключенном транзисторе VT1.

Считая, что в стационарном режиме имеет место идеальное слежение за входным напряжением, во второе уравнение (2) подставим выражение

$$i_{Lcp} = I_{Lcpm} |\sin \omega_c t|, \quad (3)$$

где I_{Lcpm} – амплитудное значение усреднённого тока, а величину $1 - \gamma$ выразим через входное напряжение

$$1 - \gamma \approx \frac{u_{bx}}{u_{Ccp}} = \frac{U_{bxm} |\sin \omega_c t|}{u_{Ccp}}. \quad (4)$$

Отметим, что соотношение (4) подтверждается точными расчётами [4].

Тогда второе уравнение (2) запишется следующим образом:

$$\frac{du_{Ccp}}{dt} = \frac{U_{bxm} I_{Lcpm}}{2Cu_{Ccp}} (1 - \cos 2\omega_c t) - \frac{1}{C}i_{h, cp}. \quad (5)$$

Как видно, уравнение (5) нелинейное с переменным параметром.

Линеаризуя первое уравнение (2) и уравнение (5) в окрестности некоторого стационарного режима работы ККМ, получаем:

$$\begin{aligned} \frac{d(\Delta i_{Lcp})}{dt} &= -\frac{r}{L}\Delta i_{Lcp} + \frac{1}{L}u_{Ccp}\Delta\gamma - \frac{1-\gamma}{L}\Delta u_{Ccp} + \\ &+ \frac{1}{L}\Delta u_{bx}, \end{aligned} \quad (6)$$

$$\begin{aligned} \frac{d(\Delta u_{Ccp})}{dt} &= \frac{P_{bx}}{Cu_{Ccp}} \left[\frac{\Delta u_{p, n}}{u_{p, n}} - \frac{\Delta u_{Ccp}}{u_{Ccp}} + \right. \\ &\left. + 2 \left(\frac{\Delta U_{bxm}}{U_{bxm}} - \frac{\Delta U_{p, d}}{U_{p, d}} \right) \right] (1 - \cos 2\omega_c t) - \frac{1}{C}(\Delta i_{h, cp}), \end{aligned} \quad (7)$$

где Δi_{Lcp} , Δu_{Ccp} , $\Delta\gamma$, Δu_{bx} , $\Delta u_{p, n}$, ΔU_{bxm} , $\Delta U_{p, d}$ – малые отклонения от значений, имевших место в стационарном режиме; P_{bx} – средняя за период сети входная мощность ККМ,

$$P_{bx} = \frac{U_{bxm} I_{Lcpm}}{2}. \quad (8)$$

Работа широтно-импульсного модулятора (ШИМ) в токовом контуре ККМ иллюстрируется рис.2,а, где $\Delta u_{p, t}(t)$ – отклонение выходного напряжения регулятора тока РТ от стационарной кривой $u_{p, t, 0}(t)$; Δt_{0n} – отклонение длительности включённого состояния силового транзистора от стационарного значения t_{0n} ; U_n – амплитуда пилообразного напряжения $u_n(t)$. Уравнение, описывающее работу ШИМ, согласно [5] имеет вид

$$\Delta t_{0n} = S_m F \Delta u_{p, t}(t_{0n}), \quad (9)$$

где $S_m = \left(\frac{du_n}{dt} \right)_{t=t_{0n}}^{-1}$ – крутизна модуляционной ха-

рактеристики ШИМ в точке $t = t_{0n}$ при идеально сглаженном сигнале $u_{p, t}(t)$; F – фактор пульсаций,

$$F = \left(1 - S_m \frac{du_{p, t}}{dt} \Big|_{t=t_{0n}-0} \right)^{-1}. \quad (10)$$

При идеальной линейности пилообразного напряжения имеем $S_m = T_{\text{дл}} / U_n$ в любой точке t_{0n} ; при идеально сглаженном напряжении $u_{p, t}(t)$ имеем $du_{p, t} / dt = 0$ и $F = 1$. Как известно, в реальном повышающем преобразователе F может быть и меньше, и больше 1 [5]. Недостатком большинства методик расчёта, основанных на методе усреднения, является то, что фактор пульсаций F не учитывается.

Приращение $\Delta\gamma$, входящее в уравнение (6), предполагается непрерывной величиной, хотя в действи-

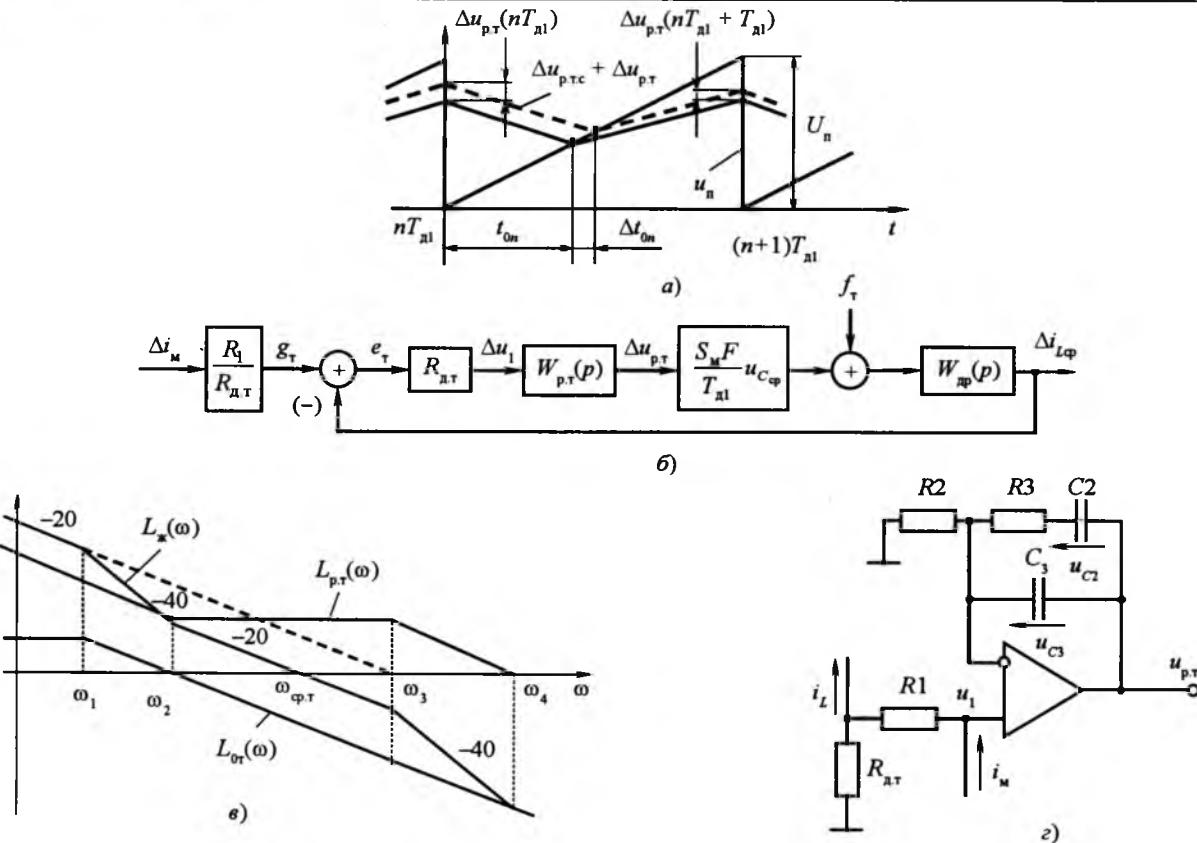


Рис.2. Временные диаграммы, поясняющие работу широтно-импульсной системы управления корректором (а); линеаризованная усреднённая структурная схема токового контура ККМ (б); асимптотические амплитудно-частотные характеристики (в) и схема регулятора тока (г)

тельности оно представляет собой дискретную функцию $\Delta\gamma_n = \Delta t_{0n} / T_{dl}$, принимающую лишь одно значение на каждом интервале T_{dl} . График функции $\Delta\gamma(t)$ должен проходить через дискретные значения $\Delta\gamma_n$.

Из уравнений (6) и (9) вытекает линеаризованная усреднённая структурная схема токового контура ККМ (рис.2,б), где предполагается, что сравнение токов i_m и i_L происходит в соответствии с равенством

$$u_1 = R_1 i_m - R_{dt} i_L, \quad (11)$$

где R_{dt} – передаточное сопротивление датчика тока ДТ.

На рис.2,б g_T и $e_T = g_T - \Delta i_{Lcp}$ – задающий сигнал и ошибка регулирования токового контура; $W_{pt}(p)$ – неизвестная передаточная функция регулятора тока; $W_{dp}(p)$ – передаточная функция силового дросселя,

$$W_{dp}(p) = \frac{\Delta i_{Lcp}(p)}{\Delta u_{Lcp}(p)} = \frac{K_{dp}}{1 + T_1 p}, \quad (12)$$

$$K_{dp} = 1/r; T_1 = L/r;$$

$$f_T = \Delta u_{bx} - (1 - \gamma) \Delta u_{Ccp} \quad (13)$$

– возмущающее воздействие.

Основное допущение, принятое при построении схемы на рис.2,б, состоит в том, что ШИМ, преобразующий аналоговую величину $u_{pt}(t)$ в дискретную t_{0n} , приближённо можно заменить пропорциональным звеном с непрерывной выходной величиной

$$\Delta\gamma(t) = \frac{S_m F}{T_{dl}} \Delta u_{pt}(t).$$

При этом должна быть обеспечена устойчивость токового контура. Выходные величины "медленного" контура регулирования выходного напряжения u_{Ccp} и Δu_{Ccp} при рассмотрении токового контура в соответствии с методом разделения движений [8] считаются постоянными.

Величина $1 - \gamma$, входящая в уравнение (6), в стационарном режиме изменяется в широких пределах в соответствии с равенством (4). Однако в соответствии с (13) величина $1 - \gamma$ учитывается во внешнем возмущении линеаризованного токового контура, поэтому (6) рассматривается как уравнение с постоянными параметрами.

Синтез регулятора тока РТ целесообразно проводить при помощи логарифмических амплитудно-частотных характеристик (ЛАЧХ) (рис.2,в) [11].

При этом передаточная функция неизменяемой части токового контура, включающей в себя ШИМ, датчик тока и силовой дроссель,

$$W_{0T}(p) = \frac{K_{0T}}{1 + T_1 p}, \quad (14)$$

где K_{0T} – коэффициент усиления неизменяемой части, при $S_m = T_{dl} / U_n$

$$K_{0T} = \frac{R_{dt} F u_{C_{sp}}}{r U_n}.$$

На рис.2,в показаны асимптотические ЛАЧХ неизменяемой части $L_{0T}(\omega) = 20 \lg |W_{0T}(\omega)|$, желаемая $L_{*}(\omega)$ и регулятора тока $L_{p,T}(\omega) = L_{*}(\omega) - L_{0T}(\omega)$.

В токовый контур введён астатизм первого порядка, что необходимо для обеспечения высокой точности слежения током $i_{L_{cp}}$ за задающим сигналом $(R_1 / R_{dt}) i_m$. Из рис.2,в следует, что желаемая передаточная функция разомкнутого токового контура

$$W_T(p) = \frac{K_T(1 + p/\omega_2)(1 + p/\omega_4)}{p(1 + p/\omega_1)(1 + p/\omega_3)}, \quad (15)$$

где частоты $\omega_i = 1/T_i$, $i = \overline{1, 4}$, и коэффициент усиления K_T подлежат определению.

Поскольку желаемая фазочастотная характеристика (ФЧХ) токового контура согласно (15)

$$\begin{aligned} \Phi_{*}(\omega) = & -\frac{\pi}{2} - \arctg \frac{\omega}{\omega_1} + \arctg \frac{\omega}{\omega_2} - \arctg \frac{\omega}{\omega_3} + \\ & + \arctg \frac{\omega}{\omega_4}, \end{aligned} \quad (16)$$

уменьшение сопрягающей частоты ω_2 (увеличение постоянной времени T_2) снижает $|\Phi_{*}|$ и увеличивает запас по фазе. Считается, что запас по фазе $\Delta\phi = 45^\circ$ обеспечивает хорошую устойчивость контура, низкое перерегулирование и приемлемую чувствительность к вариациям параметров [1]. Другим фактором, влияющим на выбор частоты ω_2 , является необходимость получения определённой частоты среза $\omega_{op,T}$. В ЛАЧХ вводится излом на частоте ω_3 , выбираемой из условий теоремы Котельникова порядка половины частоты переключений π/T_{dl} . Частота ω_4 определяется из условия совпадения желаемой ЛАЧХ с ЛАЧХ неизменяемой части контура при $\omega > \omega_4$.

Низкочастотный участок ЛАЧХ $L_{*}(\omega)$ (рис.2,в) проводится так, чтобы обеспечить требуемую точность регулирования тока $i_{L_{cp}}(t)$. Изображение ошибки регулирования тока определяется выражением

$$e_T(p) = \frac{g_T(p)}{1 + W_T(p)} - \frac{W_{dp}(p)}{1 + W_T(p)} f_T(p), \quad (17)$$

где $f_T(p)$ – изображение по Лапласу возмущения $f_T = \Delta u_{bx} - (1 - \gamma) \Delta u_{C_{sp}}$.

Установившаяся ошибка регулирования

$$e_{T,yust} = \lim_{t \rightarrow \infty} e_T(t) = \lim_{p \rightarrow 0} e_T(p).$$

Основной проблемой при создании ККМ является обеспечение малой ошибки по задающему воздействию

$$g(t) = g_{tmax} |\sin \omega_c t|, \quad (18)$$

где g_{tmax} – амплитуда отклонения задающего воздействия от стационарной кривой.

Идеальное отслеживание сигнала (18), имеющего резкий излом в момент перехода напряжения питающей сети через нуль, принципиально невозмож но. Однако можно обеспечить передачу с необходимой точностью через систему (рис.2,б) основных гармоник задающего сигнала, представленного в виде ряда Фурье [12]

$$g(t) = \frac{2}{\pi} g_{tmax} - \sum_{k=1}^{\infty} g_k(t), \quad (19)$$

где

$$g_k(t) = g_{kmax} \cos 2k\omega_c t \quad (20)$$

– k -я гармоника задающего сигнала; $g_{kmax} = 4g_{tmax}/\{\pi[(2k)^2 - 1]\}$ – амплитуда k -й гармоники.

Как видно, гармоники (20) быстро убывают с ростом номера k .

Ошибку передачи гармонического сигнала (20) через систему (рис.2,б) можно оценить стандартным для теории автоматического управления методом:

$$e_{kyust}(t) = \sum_{i=0}^{\infty} \frac{c_i}{i!} g_k^{(i)}(t),$$

где c_i – коэффициенты ошибок по задающему воздействию; $g_k^{(i)}(t)$ – i -я производная сигнала $g_k(t)$ [11].

Выражение для $e_{kyust}(t)$ с учётом (20) представляется в виде

$$\begin{aligned} e_{kyust}(t) = & \frac{8k\omega_c}{\pi K_T [(2k)^2 - 1]} g_{tmax} \left[(-1 + c_{k3}^* - c_{k5}^* + \dots) \times \right. \\ & \left. \times \sin 2k\omega_c t + (-c_{k2}^* + c_{k4}^* - c_{k6}^* + \dots) \cos 2k\omega_c t \right], \end{aligned} \quad (21)$$

где для $k = 1, 2, \dots$, $i = 2, 3, \dots$

$$c_{ki}^* = k^{i-1} c_{li}^*; \quad c_{li}^* = K_T (2\omega_c)^{i-1} \frac{c_i}{i!}; \quad (22)$$

для $i \geq 3$ получаем рекуррентную формулу

$$c_{li}^* = -a_c c_{l,i-2}^* - b_c c_{l,i-1}^*; \quad (23)$$

$$a_c = (2\omega_c/K_T) 2\omega_c T_1; \quad b_c = 2\omega_c/K_T + 2\omega_c T_2.$$

Решая линейное разностное уравнение (23), для $i \geq 3$ получаем выражение

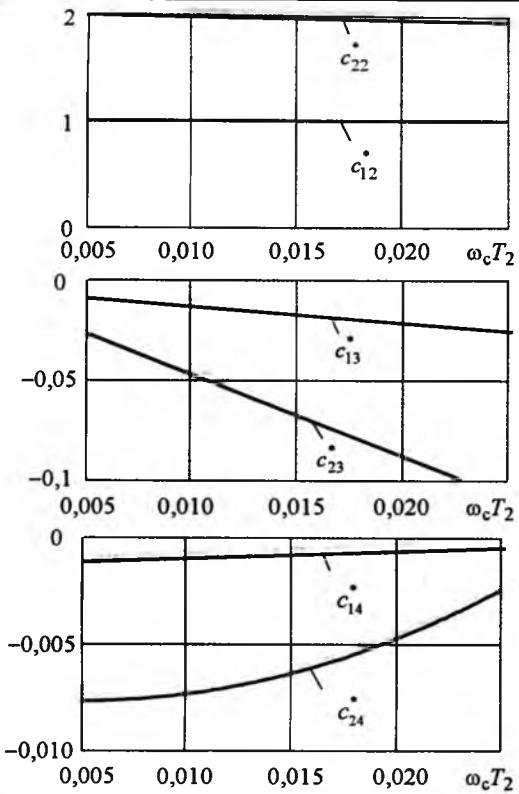


Рис.3. Графики зависимостей коэффициентов, используемых при расчёте ошибок передачи гармонических сигналов в токовом контуре

$$c_{1i}^* = -(\sqrt{a_c})^{i-1} \frac{\sin(i-2)\alpha}{\sin\alpha} c_{11}^* + (\sqrt{a_c})^{i-2} \frac{\sin(i-1)\alpha}{\sin\alpha} c_{12}^*, \quad (24)$$

где $\alpha = \pi - \arccos(b_c / 2\sqrt{a_c})$.

Зависимости коэффициентов c_{ki}^* для трёх значений i и двух значений k от постоянной времени T_2 (рис.3) показывают, что амплитуды ошибок, вызванных первой и второй гармониками задающего сигнала примерно равны.

Задавшись значениями $e_{k\max}$ в долях либо от амплитуды k -й гармоники $g_{k\max}$, либо от $g_{1\max}$, можно найти требуемое значение коэффициента усиления разомкнутого токового контура K_t . Например, если значение $e_{1\max}$ не должно превышать 1% $g_{1\max} = 4g_{1\max} / 3\pi$, то $K_t \geq 8,88 \cdot 10^4 \text{ с}^{-1}$, а если значение $e_{2\max}$ не должно превышать 1% $g_{2\max} = 4g_{2\max} / 15\pi$, то $K_t \geq 1,12 \cdot 10^6 \text{ с}^{-1}$. Точная передача гармоник более высокого порядка k требует всё больших значений K_t . При этом может потребоваться учёт в (21) коэффициентов c_{ki}^* с номерами $i > 2$.

На рис.2,2 показана схема регулятора тока, соответствующая полученной на рис.2,6 ЛАЧХ

$L_{p.t}(\omega)$, и цепь сравнения токов i_m и i_L . Как видно, $u_1 = (R_1 + R_{d.t})i_m - R_{d.t}i_L$, но поскольку R_1 на несколько порядков больше, чем $R_{d.t}$, $u_1 = R_1 i_m - R_{d.t}i_L$. Передаточная функция регулятора тока

$$W_{p.t}(p) = \frac{u_{p.t}(p)}{u_1(p)} = \frac{K_{p.t} \{ 1 + [R_2(C_2 + C_3) + R_3C_2]p + R_2R_3C_2C_3p^2 \}}{p[1 + R_3C_2C_3p/(C_2 + C_3)]}, \quad (25)$$

где $K_{p.t} = 1/R_2(C_2 + C_3)$ – коэффициент усиления РТ.

Например, если $R_2 = 3,9 \text{ кОм}$, $R_3 = 20 \text{ кОм}$, $C_2 = 620 \text{ пФ}$, $C_3 = 62 \text{ пФ}$, то $K_{p.t} = (3,9 \cdot 10^3 \cdot 682 \cdot 10^{-12})^{-1} = 0,376 \cdot 10^6 \text{ с}^{-1}$ [1]. Числитель выражения (25) имеет два вещественных отрицательных корня, которые при $C_3 \ll C_2$, $R_2 \ll R_3$ равны

$$p_1 \approx -\frac{1}{R_3C_2 \left[1 + \frac{R_2}{R_3} \left(1 + \frac{C_3}{C_2} \right) \right]}, \quad p_2 \approx -\frac{1}{(R_2 \parallel R_3)C_3}.$$

Следовательно, на рис.2,6 $\omega_2 \approx 1/(R_3C_2)$, $\omega_3 \approx 1/(R_3C_3)$, $\omega_4 \approx 1/(R_2 \parallel R_3)C_3$.

Желаемая асимптотическая ЛАЧХ токового контура в окрестности частоты среза $\omega_{\text{ср.т}}$ согласно (15) описывается выражением

$$L_{\infty}(\omega) = 20 \lg \frac{K_t T_2}{\omega T_1},$$

где $T_1 = L/r$; $T_2 \approx R_3C_2$.

Подставляя в это выражение $\omega = \omega_{\text{ср.т}}$ $L_{\infty}(\omega) = 0$, находим:

$$\omega_{\text{ср.т}} = \frac{K_t T_2}{T_1}.$$

С учётом равенства

$$K_t = K_{0t} K_{p.t} = \frac{R_{d.t} F u_{C_{\text{ср}}}}{r R_2 (C_2 + C_3) U_n}$$

найдём:

$$\omega_{\text{ср.т}} = \frac{R_{d.t} R_3 C_2 F u_{C_{\text{ср}}}}{L R_2 (C_2 + C_3) U_n}. \quad (26)$$

Выражение (26) при $C_2/(C_2 + C_3) \approx 1$ отличается от известного [1] только учётом фактора пульсаций. Это выражение даёт дополнительное условие для расчёта параметров токового контура ККМ, поскольку, задавшись допустимым значением перерегулирования контура, по диаграммам Солодовникова В.В. можно найти время затухания переходного процесса в контуре [11].

После определения параметров регулятора тока необходимо проверить устойчивость по точным

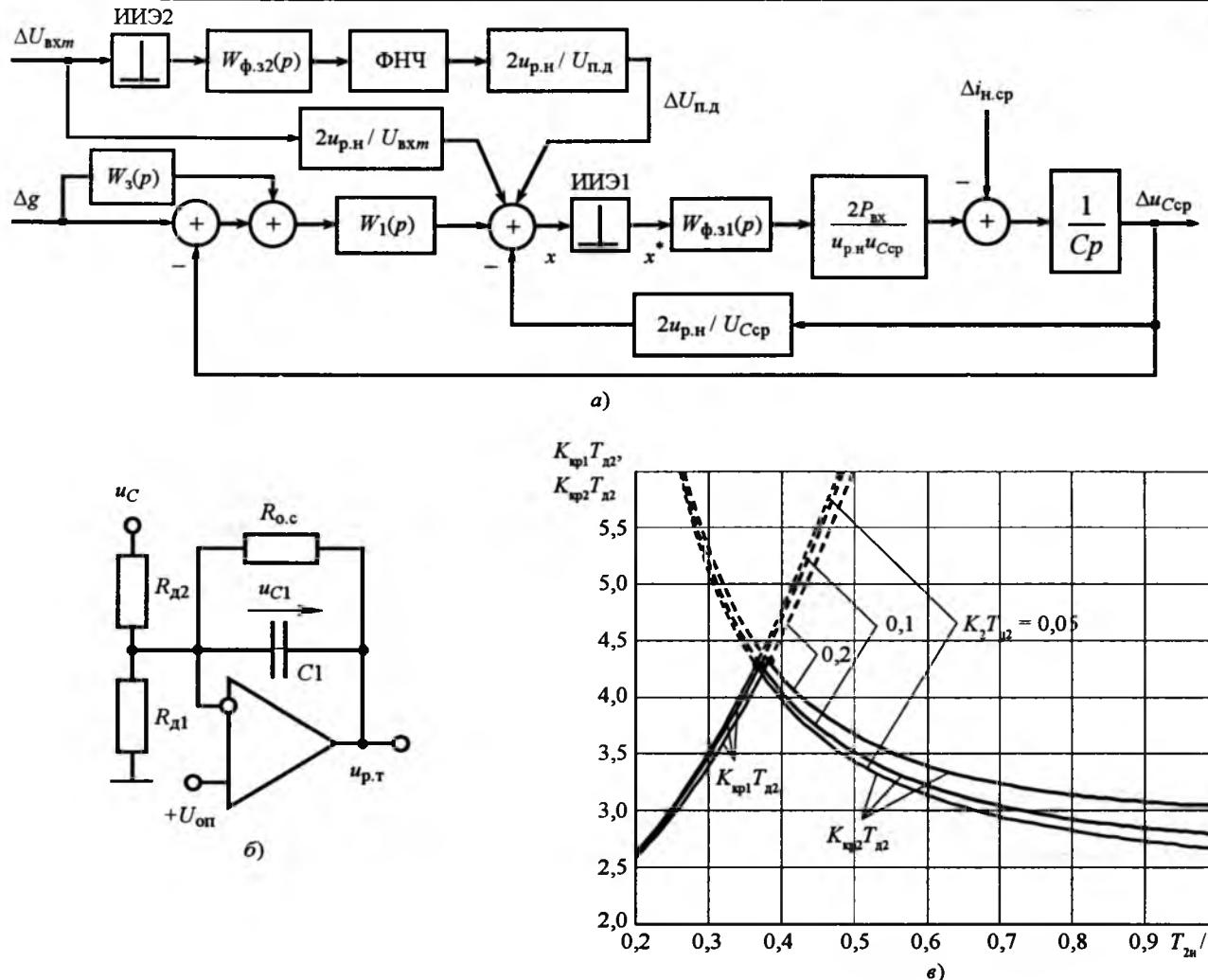


Рис.4. Линеаризованная структурная схема контура регулирования напряжения (а); схема регулятора напряжения (б); зависимости критических коэффициентов усиления контура напряжения $K_{\text{кр}}$ от постоянной времени $T_{\text{2н}}$ (в)

соотношениям, полученным с учётом дискретности токового контура [1].

Расчёчная модель контура регулирования выходного напряжения ККМ (далее просто контур напряжения) основывается на уравнении (5) и выражении

$$I_{L_{\text{срн}}} = \frac{R_1 K_m U_{\text{вхм}}}{R_{d_1} R_{d_2} U_{\text{п..д}}^2} u_{\text{р..н}}. \quad (27)$$

Контур напряжения ККМ относится к системам автоматического регулирования на несущей переменного тока [13] или к амплитудно-импульсным системам второго рода [14].

Заменяя в правой части уравнения (7) непрерывные функции времени $\Delta u_{C_{\text{срн}}}(t)$, $\Delta u_{\text{р..н}}(t)$, $\Delta U_{\text{п..д}}(t)$, $\Delta U_{\text{вхм}}(t)$ функциями дискретного времени $nT_{\text{д2}}$, амплитудно-импульсную систему 2-го рода сводим к системе 1-го рода. Тогда получаем структурную схему контура напряжения, изображённую на рис.4, а, где $W_{\phi,31}(p)$ и $W_{\phi,32}(p)$ – передаточные функции формирующих звеньев с импульсными характеристи-

ками $w_{\phi,31}(t) = \sin^2 \omega_c t$ и $w_{\phi,32}(t) = |\sin \omega_c t|$; $W_1(p)$ – передаточная функция от зажимов выходного конденсатора C до выхода РН; ФНЧ – фильтр низких частот.

Из уравнения (7) и из структурной схемы видно, что введённое в схему ККМ регулирование по входному напряжению существенно ослабляет влияние изменений амплитуды входного напряжения $\Delta U_{\text{вхм}}$ на выходное напряжение $u_{C_{\text{срн}}}$. В установившемся режиме, когда можно добиться выполнения равенства

$$\Delta U_{\text{п..д}} / U_{\text{п..д}} = \Delta U_{\text{вхм}} / U_{\text{вхм}},$$

а напряжение $U_{\text{п..д}}$ пропорционально $U_{\text{вхм}}$, коэффициент усиления $2P_{\text{вх}} / (u_{\text{р..н}} u_{C_{\text{срн}}})$ не зависит от $U_{\text{вхм}}$ при изменении $U_{\text{вхм}}$ в широких пределах. Поскольку отношение $U_{\text{вхм}} / U_{\text{п..д}}$ остаётся постоянным, из выражения (8) с учётом (27) следует, что входная мощность $P_{\text{вх}}$ меняется пропорционально выходному напряжению РН $u_{\text{р..н}}$.

Поскольку структурная схема на рис.4,а имеет

астатизм первого порядка, статическая ошибка регулирования выходного напряжения отсутствует.

Согласно структурной схеме (рис.4,*a*) передаточная функция приведённой непрерывной части контура напряжения определяется выражением

$$W_h(p) = \frac{2P_{bx}}{Cu_{Csp}^2} \frac{1}{p} W_{\phi,31}(p) + \frac{2P_{bx}}{Cu_{Csp} u_{ph}} \frac{1}{p} W_{\phi,31}(p) W_1(p), \quad (28)$$

где передаточная функция формирующего звена

$$W_{\phi,31}(p) = \frac{1 - e^{-(\pi/\omega_c)p}}{2p[1 + (p/2\omega_c)^2]}. \quad (29)$$

Регулятор напряжения синтезируется известными методами [9]. Используя в качестве регулятора напряжения РН инерционное звено (рис.4,*b*), получим:

$$W_1(p) = \frac{K_d R_{oc}}{R_d(1 + T_{2h}p)} = \frac{R_{oc}}{R_d(1 + T_{2h}p)}, \quad (30)$$

где $K_d = R_{d2} / (R_{d1} + R_{d2})$ – коэффициент передачи делителя напряжения, включённого на выходе ККМ; $R_d = R_{d1} || R_{d2}$ – сопротивление делителя напряжения; $T_{2h} = R_{oc} C_1$ – постоянная времени РН.

При выбранной схеме РН имеет место дополнительное регулирование по задающему воздействию контура напряжения $g = (R_{oc} + R_d)U_{op}/(K_d R_{oc})$, что на рис.4,*a* отражено с помощью передачи отклонения задающего воздействия Δg от стационарного значения через дифференцирующее звено $W_s(p) = (R_d || R_{oc})C_{1p}$.

Определяя z -преобразование для передаточной функции (28), с учётом (30) получаем:

$$W_h(z) = K \frac{B_1 z + B_2}{(z - 1)(z - d_2)}, \quad (31)$$

где $d_2 = e^{-T_{d2}/T_{2h}}$ и введены обозначения

$$B_1 = T_{d2} - \frac{K_1(1 - d_2)T_{2h}^3}{K(T_{2h}^2 + T_{3h}^2)},$$

$$B_2 = -T_{d2}d_2 + \frac{K_1(1 - d_2)T_{2h}^3}{K(T_{2h}^2 + T_{3h}^2)}; \quad (32)$$

$K_1 = \frac{R_{oc} P_{bx}}{R_{d1} Cu_{Csp} u_{ph}}$ – коэффициент усиления разомкнутого внешнего контура на рис.4,*a*; $K_2 = \frac{P_{bx}}{Cu_{Csp}^2}$

– коэффициент усиления внутреннего контура;

$$T_{d2} = 1/(2f_c); T_{3h} = 1/(2\omega_c) = T_{d2}/(2\pi); T_{4h} = K_2 T_{2h}/K; K = K_1 + K_2.$$

Используя характеристическое уравнение

$$1 + W_h(z) = 0 \quad (33)$$

находим два значения критического коэффициента усиления из условия устойчивости контура напряжения:

$$K_{kp1} = \frac{2(1 + d_2) - 2K_2(1 - d_2) \frac{T_{2h}^3}{T_{2h}^2 + T_{3h}^2}}{T_{d2}(1 + d_2) - 2(1 - d_2) \frac{T_{2h}^3}{T_{2h}^2 + T_{3h}^2}}, \quad (34)$$

$$K_{kp2} = \frac{(1 - d_2) \left(1 + K_2 \frac{T_{2h}^3}{T_{2h}^2 + T_{3h}^2} \right)}{(1 - d_2) \frac{T_{2h}^3}{T_{2h}^2 + T_{3h}^2} - T_{d2}d_2}, \quad (35)$$

первое из которых соответствует переходу одного корня уравнения (33) через значение -1 , второе – выходу из круга единичного радиуса пары комплексно-сопряжённых корней.

Расчёты показывают, что при реальных значениях параметров $K_{kp2} < K_{kp1}$, поэтому нужно использовать выражение (35). На рис.4,*c* показаны кривые, построенные по формуле (35).

С помощью замен [9]

$$z = \frac{1+w}{1-w}; w = j \frac{T_{d2}}{2} \lambda$$

от передаточной функции (33) переходим к псевдочастотной характеристике разомкнутого контура напряжения

$$W^*(j\lambda) = K \frac{(1 - j\lambda T_{d2}/2)(1 + j\lambda T_{5h})}{j\lambda(1 + j\lambda T'_{2h})}, \quad (36)$$

где

$$T'_{2h} = \frac{1 + d_2}{1 - d_2} \frac{T_{d2}}{2}; T_{5h} = \frac{B_1 - B_2}{B_1 + B_2} \frac{T_{d2}}{2}.$$

Абсолютную псевдо частоту λ можно пересчитать в обычную круговую частоту

$$\omega = \frac{2}{T_{d2}} \operatorname{arctg} \lambda \frac{T_{d2}}{2}.$$

Корректор мощностью 250 Вт при значениях параметров, приведённых в [1], согласно кривым на рис.4,*c* устойчив. Действительно, при $R_{oc} = 174$ кОм, $C_1 = 0,047$ мкФ имеем постоянную времени РН $T_{2h} = R_{oc} C_1 = 8,178 \cdot 10^{-3}$ с, $T_{2h}/T_{d2} = 0,8178$. При $P_{bx} = 250$ Вт, $U_{bxm} = 380$ В находим $I_{Lopm} = 2P_{bx}/U_{bxm} = 1,316$ А. Тогда из (27) при $R_1 = 3,9$ кОм, $R_{dt} = 0,25$ Ом; $R_{3,1} = 620$ кОм, $U_{hd} = 4,5$ В получаем

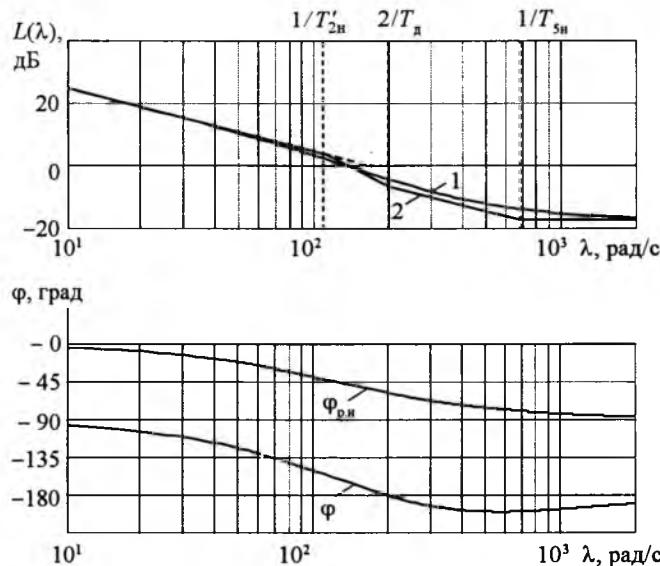


Рис.5. Частотные характеристики контура регулирования напряжения при значениях параметров, приведённых в [1]:

1 – точная; 2 – асимптотическая ЛАЧХ

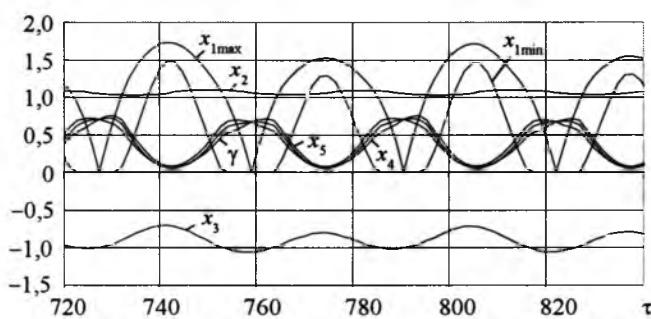


Рис.6. Расчёты огибающие дискретных значений относительных переменных $x_1 = i_L R_6 / U_6$, $x_2 = u_C / U_6$, $x_3 = u_{C1} / U_{\text{п}}$, $x_4 = u_{C2} / U_{\text{п}}$, $x_5 = u_{C3} / U_{\text{п}}$ при $\tau = t\sqrt{LC}$, базовых значениях напряжения $U_6 = 380$ В, сопротивления $R_6 = 380$ Ом, ёмкости выходного конденсатора $C = 100$ мкФ и значениях остальных параметров, приведённых в [1], в режиме автоколебаний

$U_{\text{п}} = 2,787$ В; при $R_{\text{дл}} = 511$ кОм, $U_{\text{Cep}} = 400$ В получаем $K_1 = 0,07636/C$; $K_2 = 0,001562/C$, $K = 0,07792/C$. Тогда при $C = 450$ мкФ имеем $K = 173,2 \text{ c}^{-1}$, $KT_{\text{д2}} = 1,732$, и соответствующая точка на рис.4,в оказывается в области устойчивости, а при $C = 100$ мкФ – $K = 779,2 \text{ c}^{-1}$, $KT_{\text{д2}} = 7,792$, и точка на рис.4,в попадает в область неустойчивости. Для этих значений параметров на рис.5 построены точная 1 и асимптотическая 2 ЛАЧХ, а также ФЧХ, которые также подтверждают устойчивость контура напряжения при $C = 450$ мкФ (запас по фазе $\Delta\phi \approx 25^\circ$). Уменьшение выходной ёмкости C вызывает увеличение коэффициента усиления K и смещение вверх ЛАЧХ без изменения ФЧХ. Как видно из рис.5, смещение

ЛАЧХ вверх на 5 дБ (т.е. увеличение коэффициента K примерно в два раза) приводит к исчезновению запаса по фазе и нарушению устойчивости. Это подтверждается расчётом процессов по точной методике, описанной в [4], для $C = 100$ мкФ (рис.6). Как видно, в контуре напряжения возбуждаются автоколебания удвоенного периода дискретизации.

При выборе схемы и параметров регулятора напряжения РН необходимо также учитывать, что низкочастотная гармоника тока выходного конденсатора, изменяющаяся согласно выражению (6) по закону $-\cos 2\omega_c t$, вызывает появление на выходе ККМ низкочастотной гармоники напряжения $u_{\text{нч}} = -U_{\text{нч}} \sin 2\omega_c t$.

Напряжение пульсаций $u_{\text{нч}}$ проходит через РН, а затем через умножитель 3 (см. рис.1), искажая кривые токов i_m и i_L . Выходной ток умножителя, кроме полезной составляющей $I_{mm} |\sin \omega_c t|$, содержит ток искажения $i_{m,\text{иск}}$, который согласно (1) записывается в виде

$$i_{m,\text{иск}} = \frac{I_{mm} U_{\text{p.h.нч}}}{u_{\text{p.h.0}}} |\sin \omega_c t| \sin(2\omega_c t - \Phi_{\text{p.h}}), \quad (37)$$

где допустимый сдвиг по фазе $\Phi_{\text{p.h}}$ определяется из условия обеспечения необходимого запаса по фазе контура напряжения.

Частота $1/T_{2h}$ по условиям теоремы Котельникова выбирается меньше половины частоты низкочастотных пульсаций на выходе ω_c [1], поэтому согласно (30)

$$|W_1(j2\omega_c)| \approx \frac{1}{2R_{\text{дл}} C_1 \omega_c},$$

и амплитуда низкочастотной гармоники на выходе РН

$$U_{\text{p.h.нч}} = |W_1(j2\omega_c)| U_{\text{нч}} = \frac{U_{\text{нч}}}{2R_{\text{дл}} C_1 \omega_c},$$

где $U_{\text{нч}}$ – амплитуда низкочастотной гармоники на выходе ККМ.

Задавшись степенью искажений выходного тока умножителя $I_{m,\text{иск}}/I_{mm}$ (например, равной 0,01), с учётом (37) можно найти допустимое значение $U_{\text{p.h.нч}}$, а затем ёмкость

$$C_1 = \frac{U_{\text{нч}}}{2R_{\text{дл}} \omega_c U_{\text{p.h.нч}}}.$$

Выводы

- На основе линеаризации широтно-импульсного модулятора и "усредненных" уравнений силовой части в сочетании с методом разделения движений токовый контур ККМ сведён к линейной непрерыв-

ной системе с единичной обратной связью, а контур напряжения – к двухконтурной линейной импульсной системе с частотой дискретизации, равной удвоенной частоте сети. Полученные математические модели ККМ позволяют проводить анализ и синтез ККМ строгими и удобными методами, разработанными в теории автоматического управления.

2. Импульсная модель контура напряжения позволяет не только рассчитать границы устойчивости контура, но и обосновать характер автоколебаний, обнаруживаемых при расчётах процессов точными методами (без использования "усреднённых" уравнений). Получены необходимые и достаточные условия устойчивости в малом контуре напряжения. По условиям теоремы Котельникова граничная частота полосы пропускания непрерывной части контура напряжения не должна превышать частоты сети, что ограничивает быстродействие этого контура и объясняет, почему отрицательная обратная связь по напряжению не может подавлять пульсации выходного напряжения.

3. Полученные соотношения для оценки ошибки регулирования входного тока при задающем сигнале $g(t) = g_{\max} |\sin \omega_c t|$ позволяют определять низкочастотную часть желаемой ЛАЧХ токового контура, а соотношения для оценки искажений входного тока за счёт пульсаций выходного напряжения должны быть учтены при расчёте ёмкости выходного конденсатора ККМ и параметров регулятора напряжения.

Список литературы

1. Todd P.C. UC3854 controlled power factor correction circuit design // Product and applications. Handbook 1995–96 / Integrated circuits Unitrode.

2. Овчинников Д.А. Разработка и исследование однофазных корректоров коэффициента мощности. Автореф. дис.... канд. техн. наук. М.: МЭИ, 2004.
3. Чаплыгин Е.Е. Спектральные модели корректоров коэффициента мощности с ШИМ // Практическая силовая электроника. 2003. № 11.
4. Белов Г.А., Алексеев А.А., Несторов А.В. Расчёт процессов в широтно-импульсном корректоре коэффициента мощности // Электричество. 2004. № 9.
5. Белов Г.А. Динамика импульсных преобразователей. Чебоксары: Изд-во ЧГУ, 2001.
6. Белов Г.А., Павлова А.А., Семенов М.А. Синтез контура тока корректора коэффициента мощности // Динамика нелинейных дискретных электротехнических и электронных систем: Материалы VI Всероссийской научно-технической конференции. Чебоксары: Изд-во Чуваш. гос. ун-та, 2005. С. 33–42.
7. Мелешин В.И. Получение непрерывной линейной модели силовой части импульсного преобразователя как начальный этап проектирования его динамических свойств//Электричество. 2002. № 10.
8. Геращенко Е.И., Геращенко С.М. Метод разделения движений и оптимизация нелинейных систем. М.: Наука, 1976.
9. Бесекерский В.А. Цифровые автоматические системы. М.: Наука, 1976.
10. Магазинник А.Г., Магазинник Л.Т., Магазинник Т.Г. Коррекция коэффициента мощности вторичных источников питания // Электротехника. 2001. № 5.
11. Попов Е.П. Теория линейных систем автоматического регулирования и управления. М.: Наука, 1978.
12. Бронштейн И.Н., Семеняев К.А. Справочник по математике. М.: Наука, 1967.
13. Куракин К.И., Куракин А.К. Анализ систем автоматического регулирования на несущей переменного тока. М.: Машиностроение, 1978.
14. Цышкин Я.З. Теория линейных импульсных систем. М.: Физматгиз, 1963.

Белов Геннадий Александрович – заведующий кафедрой промышленной электроники Чувашского ГУ, доктор техн. наук. Окончил факультет электронной техники МЭИ в 1961 г. Докторскую диссертацию по теме "Развитие теории и разработка импульсных полупроводниковых преобразователей постоянного напряжения" защитил в МЭИ в 1991 г.

Гибридные фильтры для снижения несинусоидальности тока и напряжения в системах электроснабжения

РОЗАНОВ Ю.К., ГРИНБЕРГ Р.П.

Рассмотрен новый класс силовых электронных устройств для снижения несинусоидальности тока и напряжения в системах электроснабжения – гибридных фильтров высших гармоник. Представлен принцип работы гибридного фильтра, рассмотрены основные

особенности системы управления. Показаны различные варианты топологии гибридного фильтра. Проведён анализ взаимосвязи между функциональными возможностями фильтра, его топологией и особенностями реализации системы управления.

В настоящее время одной из наиболее актуальных проблем электроснабжения является повышение качества электроэнергии. Острота данной проблемы во многом связана с бурным развитием преобразовательной техники и её широким использованием. Нелинейный характер преобразовательной нагрузки приводит к искажению формы (несинусоидальности) кривых тока и напряжения в системе электроснабжения (СЭ). Несинусоидальность кривых тока и напряжения оказывает негативное влияние на работу различных электротехнических устройств в составе СЭ, что значительно сокращает срок службы оборудования СЭ. Таким образом, снижение несинусоидальности кривых тока и напряжения является одной из важнейших и насущных задач современного электроснабжения.

Одним из традиционных способов снижения несинусоидальности кривых тока и напряжения в СЭ является использование пассивных фильтров: LC -цепей, настроенных в резонанс на частоты высших гармоник [1, 2]. Главным достоинством пассивных фильтров является низкая стоимость. Однако наличие ряда серьёзных недостатков, таких как низкая добротность, технологический разброс параметров реакторов и конденсаторов фильтра, возможность возникновения опасных резонансных явлений и негативное влияние на переходные процессы в СЭ при установке фильтров, привело к значительному сокращению и ограничению их использования.

С развитием силовой электроники появилась возможность создания активных фильтров высших гармоник (англ. active filters) [1, 2]. Имея в своей основе четырёхквадрантный преобразователь на полностью управляемых силовых полупроводниковых приборах, активный фильтр обеспечивает высокую эффективность фильтрации высших гармоник. Принцип действия наи-

более распространённого активного фильтра параллельного типа заключается в генерации тока высших гармоник в противофазе с током высших гармоник нагрузки (рис.1). Таким образом, токи высших гармоник циркулируют между фильтром и нагрузкой, не попадая дальше в питающую сеть. В настоящее время активные фильтры выпускаются серийно на номинальные токи до 450 А [3, 4]. Однако широкое применение активных фильтров ограничивает их высокая стоимость, связанная с большой установленной мощностью.

В связи с этим, наиболее перспективным направлением является разработка силовых гибридных фильтров (англ. hybrid filters), представляющих собой комбинацию пассивного фильтра и активного элемента (регулятора) на базе маломощного электронного преобразователя в четырёхквадрантной плоскости (рис.2).

Наличие регулятора позволяет корректировать частотную характеристику СЭ, повышая эффективность фильтрации на частоте настройки пассивно-

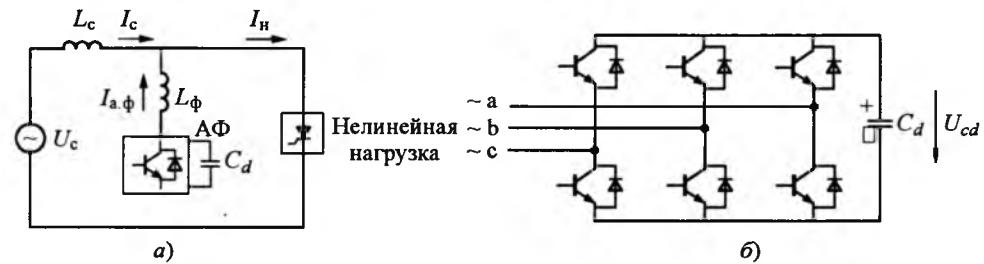


Рис.1. Однофазная эквивалентная схема СЭ с активным фильтром параллельного типа (a) и схема силовой части преобразователя (b) (L_c – эквивалентная индуктивность сети)

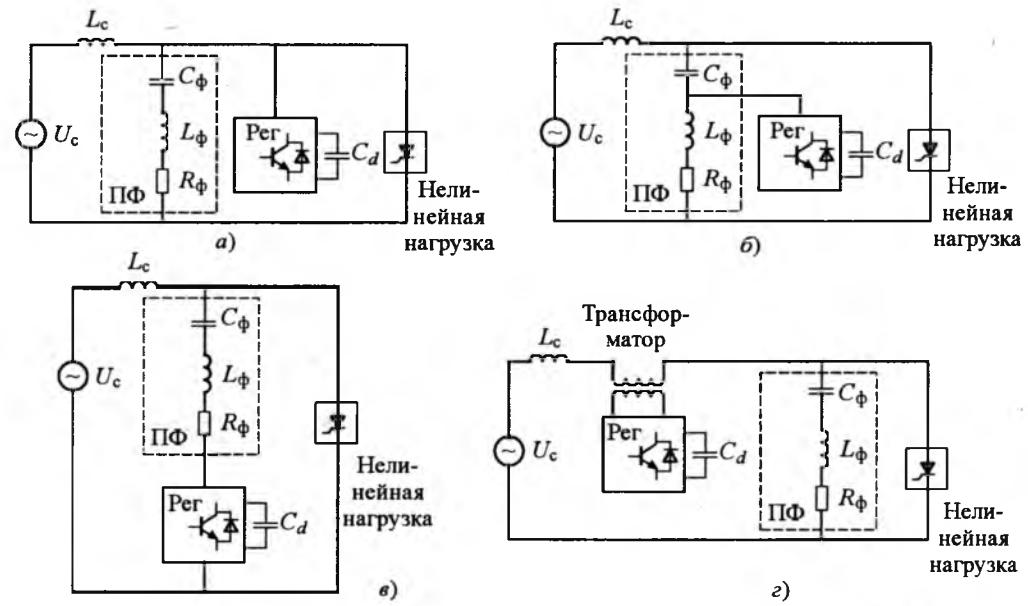


Рис.2. Топологии гибридного фильтра (однофазная эквивалентная схема, L_c – эквивалентная индуктивность сети):

а – параллельно нагрузке; б – параллельно реактору пассивного фильтра; в – последовательно в цепь пассивного фильтра; г – последовательно в сеть

го фильтра и демпфируя резонансные явления в системе СЭ – фильтр. Малая установленная мощность силового электронного регулятора достигается благодаря наличию пассивного фильтра. В результате, в отличие от чисто активного фильтра, регулируемый фильтр становится конкурентоспособным устройством, решающим насущные задачи в СЭ.

Варианты топологии гибридного фильтра

На рис.2 представлены возможные варианты топологии гибридного фильтра. Очевидно, что для получения системой управления регулятора информации о высших гармониках в системе могут быть использованы различные токи и напряжения в СЭ, например, ток сети, ток нагрузки, напряжение на пассивном фильтре и т.д. [5–7]. Таким образом, сочетание отслеживаемого сигнала, содержащего высшие гармоники, места подключения активной части и способа формирования сигнала задания определяют степень устранения недостатков, характерных для пассивной фильтрации. При этом особую важность представляет тот факт, что положение фиктивного сопротивления, создаваемого регулятором в СЭ, не обязательно совпадает с фактическим местом подключения регулятора.

Управление гибридным фильтром

Анализ силового регулятора, как двухполюсника с управляемым полным входным сопротивлением, позволяет использовать общий подход при рассмотрении гибридных фильтров [1]. Функционирование двухполюсника с положительным активным сопротивлением (потребление энергии) и с отрицательным активным сопротивлением (генерация энергии) ограничено энергоёмкостью накопителя, в то время как работа с индуктивным или ёмкостным входным сопротивлением не ограничена. В результате регулятор может создавать полное сопротивление различного характера в СЭ. Таким образом, использование регулятора позволяет из-

менять положения резонансных частот в системе, а также снижать амплитуды резонансных пиков. Аналогичным образом регулятор может влиять на полное сопротивление пассивного фильтра на частоте настройки. В результате возрастает амплитуда тока высших гармоник на резонансной частоте в пассивном фильтре, т. е. повышается эффективность фильтрации.

На рис.3 представлена основной канал регулирования системы управления гибридного фильтра, отвечающий за формирование сигнала задания. Помимо основного, система управления также содержит два вспомогательных канала регулирования, предназначенных для синхронизации с основной частотой напряжения в точке подключения фильтра и стабилизации напряжения на накопительном конденсаторе преобразователя. Для выделения необходимой гармонической составляющей или области спектра входного сигнала в регуляторе фильтра наиболее широкое распространение получил метод, основанный на преобразовании в синхронных координатах (рис.3) [2,5–7]. Используя прямое преобразование, векторам трёхфазной системы ставим в соответствии проекции единственного вектора в двухфазной системе координат, вращающейся с частотой сети. Преимуществом данного метода является высокая точность выделения необходимого спектра несинусоидального входного сигнала.

Сигналы X^* , получаемые в канале регулирования являются ни чем иным, как входными сигналами X за вычетом составляющей на основной частоте сети. Далее блок формирования сигнала задания реализует один из законов регулирования, создавая определённые характер и значение полного сопротивления силового электронного регулятора на частотах высших гармоник, содержащихся в сигнале X^* .

В качестве входных переменных X регулятора потенциально могут быть использованы любые токи и напряжения в СЭ, имеющие необходимый

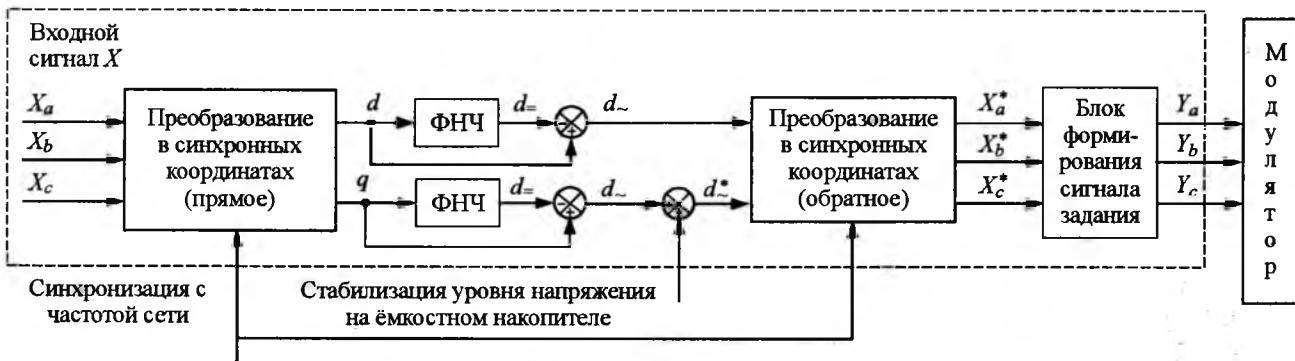


Рис.3. Обобщённая блок-схема основного канала системы управления силового регулятора гибридного фильтра в усреднённом состоянии

спектральный состав. Важно отметить, что задачи, решаемые регулятором, зависят от спектрального состава входного сигнала регулятора. Очевидно, что для повышения качества фильтрации пассивным фильтром на частоте настройки достаточно обрабатывать только гармонику входного сигнала данной частоты. В этом случае установленная мощность регулятора значительно меньше, чем в случае использования всего спектра сигнала. Кроме того, в этом случае упрощается задача модуляции сигнала в преобразователе. В тоже время, демпфирование регулятором резонансных явлений в системе возможно только при использовании широкого спектра входного сигнала регулятора.

Взаимосвязи между функциональными возможностями гибридного фильтра, его топологией и особенностями реализации системы управления

В качестве входных сигналов потенциально могут быть рассмотрены следующие напряжения и токи высших гармоник в СЭ рис.1: ток нагрузки I_n , токи сети I_c и пассивного фильтра I_Φ , напряжение в точке подключения пассивного фильтра и т.д. В целом использование тока в качестве отслеживаемого сигнала более предпочтительно. В первую очередь это связано с существенной разницей в амплитудах высших гармоник и основной гармоники напряжения, что значительно затрудняет выделение необходимой гармонической составляющей. Таким образом, в качестве входных сигналов возможно использование тока нагрузки I_n , токов сети и фильтра I_c и I_Φ . Необходимо отметить, что использование тока нагрузки имеет существенный недостаток, поскольку не позволяет судить о наличии резонансов в системе СЭ-фильтр. Таким образом, использование тока нагрузки I_n возможно только для повышения качества фильтрации на частоте настройки пассивного фильтра. Однако при этом преимуществом тока нагрузки перед другими сигналами является практически полная независимость от напряжения высших гармоник сети, повышающая устойчивость регулирования. В то же время, использование тока сети или тока фильтра в качестве входного сигнала регулятора теоретически позволяет осуществить как повышение фильтрации на частоте настройки фильтра, так и демпфирование резонансных явлений в СЭ.

Поэтому схемы управления гибридными фильтрами с током сети или током фильтра в качестве входного сигнала являются наиболее перспективной.

При оценке эффективности топологий гибридного фильтра (рис.1,*a–e*) при различных входных сигналах и законах регулирования необходимо учитывать не только несинусоидальность тока нели-

нейной нагрузки, но и возможную в реальных СЭ несинусоидальность питающего напряжения. Несинусоидальность напряжения СЭ также приводит к возникновению резонансов в системе и дополнительно нагружает пассивный фильтр токами высших гармоник (последовательный резонанс в контуре СЭ-фильтр). Для оценки эффективности различных топологий применяются известные допущения [8], позволяющие представить нелинейную нагрузку источником высших гармонических составляющих тока нагрузки, а несинусоидальное напряжение питающей сети – источником высших гармонических составляющих напряжения сети. Далее, используя метод эквивалентных источников [9], можно рассматривать отдельно компоненты тока сети, создаваемые источником напряжения высших гармоник сети и источником тока высших гармоник нагрузки.

Для оценки эффективности топологий гибридного фильтра (рис.1,*a–e*) при различных входных сигналах было проведено математическое моделирование СЭ с нелинейным потребителем и гибридным фильтром в программном комплексе OrCad 9.2 [10], позволяющем достаточно просто получить необходимые частотные характеристики.

При анализе использовались следующие исходные данные типовой низковольтной трёхфазной сети. Эквивалентная индуктивность L_c фазы сети составляет 300 мГн. Параметры типового пассивного фильтра 5-й гармоники: ёмкость конденсатора фильтра $C_\Phi = 249 \text{ мкФ}$; индуктивность реактора фильтра $L_\Phi = 1,6 \text{ мГн}$; сопротивление фильтра $R_\Phi = 0,25 \text{ Ом}$ (типовое значение добротности $Q = 10$). Моделирование производилось в диапазоне частот 100 Гц–1кГц, содержащем наиболее энергетически важные высшие гармонические составляющие.

Результаты моделирования показали, что при наличии несинусоидальности напряжения сети использование регулятора параллельно с пассивным фильтром (рис.2,*a*) при токе сети/токе фильтра в качестве входного сигнала регулятора нежелательно, поскольку создает предпосылки для усиления высших гармоник. Это ограничивает применение данного решения. Однако, если напряжение сети синусоидально, то наилучший результат даёт как ток сети, так и ток фильтра в комбинации с пропорциональным законом регулирования, реализуемым в блоке формирования сигнала задания. В этом случае при работе с током фильтра регулятор эквивалентен включению индуктивного сопротивления последовательно с сопротивлением сети. В случае же работы системы управления с током сети регулятор вносит фиктивное индуктивное сопротивление параллельно сопротивлению пассивного

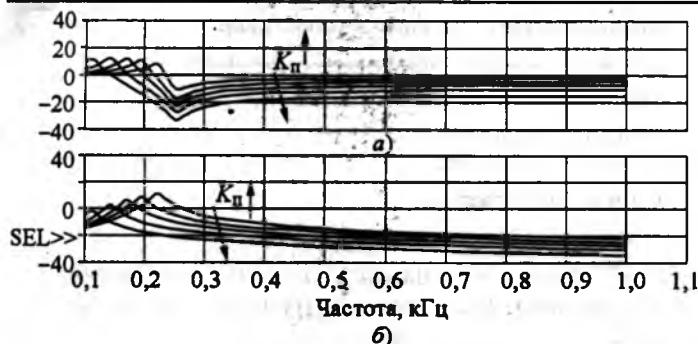


Рис.4. Зависимость I_c/I_n от частоты для $K_{\pi} = 0, 0,5, 1, 2$ (а) и I_c/U_c (б) для $K_{\pi} = 0,1, 0,5, 1, 2, 4$ для схемы рис.2,б (входной сигнал I_c)

фильтра. В результате в обоих случаях регулятор демпфирует резонанс СЭ-фильтр и повышает качество фильтрации на частоте настройки пассивного фильтра.

Анализ топологии рис.2,б с током фильтра в качестве входного сигнала показал, что в этом случае работа регулятора соответствует включению фиктивного сопротивления последовательно с цепью пассивного фильтра. Очевидно, что в этом случае невозможно одновременно обеспечить демпфирование резонансов и повышение качества фильтрации на частоте настройки пассивной части, как взаимоисключающие друг друга характеристики. Это означает, что обеспечение полной функциональности регулируемого фильтра в данном случае не представляется возможным. На рис.4 представлены результаты моделирования для топологии рис.2,б с током сети в качестве входного сигнала системы управления. Как видно из рис.4, использование тока сети в качестве входного сигнала обеспечивает гибридному фильтру полную функциональность.

В этом случае регулятор эквивалентен внесению активно-индуктивного сопротивления последовательно с сопротивлением сети. При этом наибольшее влияние оказывает индуктивная составляющая, обеспечивающая сдвиг резонансной частоты СЭ-фильтр в область низких частот (рис.4). Из рис.4 также видно, что для подавления высших гармоник тока сети, обусловленных несинусоидальностью напряжения сети, необходимо увеличивать коэффициент усиления.

Анализ топологии рис.2,в показал, что при работе по току фильтра I_{ϕ} фиктивное сопротивление регулятора расположено последовательно с цепью пассивного фильтра. Как было отмечено ранее, данное решение не обеспечивает полной функциональности регулируемому фильтру. На рис.5,6 представлены результаты частотного анализа для трёх законов регулирования, реализуемых блоком форми-

рования сигнала задания, для топологии рис.2,в, работающей по току сети. Во всех случаях, регулятор эквивалентен сопротивлению различного характера, вносимому последовательно в сеть. Согласно рис.5, преимущества имеют пропорциональный и пропорционально-дифференциальный регулятор, соответствующие активному и активно-индуктивному характеру сопротивления, вносимого регулятором гибридного фильтра. Так, при отсутствии резонансное усиление высших гармоник в системе СЭ-фильтр (рис.5). При этом качество фильтрации на частоте настройки пассивного фильтра повышается приблизительно в три раза.

Сравнение результатов анализа показывает перспективность топологий рис.2,в и в при работе с током сети в качестве входного сигнала системы управления. Для этих случаев регулятор гибридного фильтра эквивалентен сопротивлению, вносимому последовательно с сопротивлением сети. В результате происходит демпфирование резонансных явлений при одновременном повышении качества фильтрации как на частоте настройки фильтра, так



Рис.5. Зависимость I_c/I_n от частоты для пропорционального K_{π} (а), дифференциального K_{dp} (б) и пропорционально-дифференциального $K(1+L_{cp})$ законов регулирования (в) ($K_{\pi} = K_d/L_c = K = 0,1, 0,5, 1, 2, 5$ (топология рис.2,в); входной сигнал I_c)



Рис.6. Зависимость I_c/U_c от частоты для пропорционального K_{π} (а), дифференциального K_{dp} (б) и пропорционально-дифференциального $K(1+L_{cp})$ (в) законов регулирования (топология рис.2,в), $K_{\pi} = K_d/L_c = K = 0,1, 0,5, 1, 2, 5$, входной сигнал I_c

и во всём диапазоне частот значимых высших гармоник. При этом отсутствует негативное усиление высших гармоник в системе как при несинусоидальном токе нагрузки, так и при несинусоидальном напряжении сети уже при сравнительно небольших коэффициентах усиления передаточных функций.

Выводы

- Гибридные фильтры являются новым перспективным средством снижения несинусоидальности тока и напряжения в СЭ. Помимо малой мощности силовой электронной части, дополнительным преимуществом гибридных фильтров является возможность модернизации существующих установок пассивных фильтров.

- Гибридные фильтры способны обеспечить высокое качество фильтрации с одновременным демпфированием опасных резонансных явлений, возникающих в системе СЭ-фильтр.

- Особенностью гибридного фильтра является зависимость функциональности от топологии, закона регулирования и отслеживаемого сигнала, содержащего информацию о несинусоидальности в СЭ.

- Проведённый анализ показал эффективность использования обратной связи по току высших гармоник сети при параллельном или последовательном подключении активного элемента к пассивной

части фильтра. В этом случае полностью устраняются недостатки пассивного фильтра, т.е. полностью реализуется возможная функциональность гибридного фильтра.

Список литературы

1. Электрические и электронные аппараты: Учебник для вузов / Под ред. Ю.К. Розанова. М.: Информэлектро, 2001.
2. Rashid M. Power Electronics Handbook. B.: Academic Press, 2001.
3. Power LV active filters – the ABB comprehensive solution for active filtering of harmonics // www.abb.com/lowvoltage
4. Collombet C., Lupin J.M., Shonek J. Harmonic disturbances in networks and their treatment // Schneider Electric cahiers techniques. 1999. №152.
5. Detjen D., Jacobs J., De Doncker R.W., Mall H.-G. A new hybrid filter to dampen resonances and compensate harmonic currents in industrial power systems with power factor correction equipment // IEEE Transactions on power electronics. 2001. Vol.16. №6.
6. Bhattacharia S., Divan D. M., Banejee B. Active filter solutions for utility interface // IEEE ISIE conference. 1995.
7. Fujita H., Akagi H., Nabaе A. A combined system of shunt passive and series active filters - an alternative to shunt active filters // EPE conference. 1991.
8. Fujita H., Yamasaki T., Akagi H. A hybrid active filter for damping of harmonic resonance in industrial power systems // IEEE trans. on power electronics. 2000. Vol.15, №2.
9. Демирчин К.С. Теоретические основы электротехники: Учебник для вузов. Т. 1. М.: Изд-во СПБ Питер, 2004.
10. Разевиг В.Д. Система сквозного проектирования электронных устройств Orcad 9.2. М.: Солон-Р, 2001.

Алгоритмы переключения и моделирование тиристорных устройств плавного пуска электродвигателей

ИВАНОВ А.Г., ПИМЕНОВ В.М., НИКОЛАЕВ А.Н., ВИНОГРАДОВ А.Н.

Приведены алгоритмы переключения и имитационная модель системы плавного пуска асинхронного электродвигателя.

В настоящее время широкое распространение получили тиристорные устройства плавного пуска (УПП) асинхронных и синхронных электродвигателей на напряжение 0,4–10 кВ. Достижения таких систем общеизвестны [1, 2]. В данной статье остановимся на возможных алгоритмах определения момента переключения электродвигателя (через рабочий выключатель) на сеть и отключения тиристорного устройства, а также моделировании УПП.

В ОАО "Чебоксарский электроаппаратный завод" ("ЧЭАЗ") разработаны и серийно выпускаются тиристорные устройства плавного пуска типа УПП с питанием от сетей 0,4 кВ и типа УППВЭ

The switching algorithms and the simulation model of the system of the induction motor's reduced-current start.

на 6–10 кВ. В качестве примера на рис.1 приведена функциональная схема системы плавного пуска (СПП) высоковольтного электродвигателя M_1 . Бездарный пуск двигателя M_1 осуществляется через шкаф УППВЭ путём фазоимпульсного регулирования подводимого к статору напряжения. В этом случае напряжение на двигателе представляет собой часть входного напряжения синусоидальной формы, значение которого изменяется в зависимости от угла регулирования $\alpha_{\min} \leq \alpha \leq \alpha_{\max}$. Для углов регулирования $\alpha > 150^\circ$ напряжение на нагрузке равно нулю, а для $\alpha \leq \varphi$ – входному напряжению питающей сети.

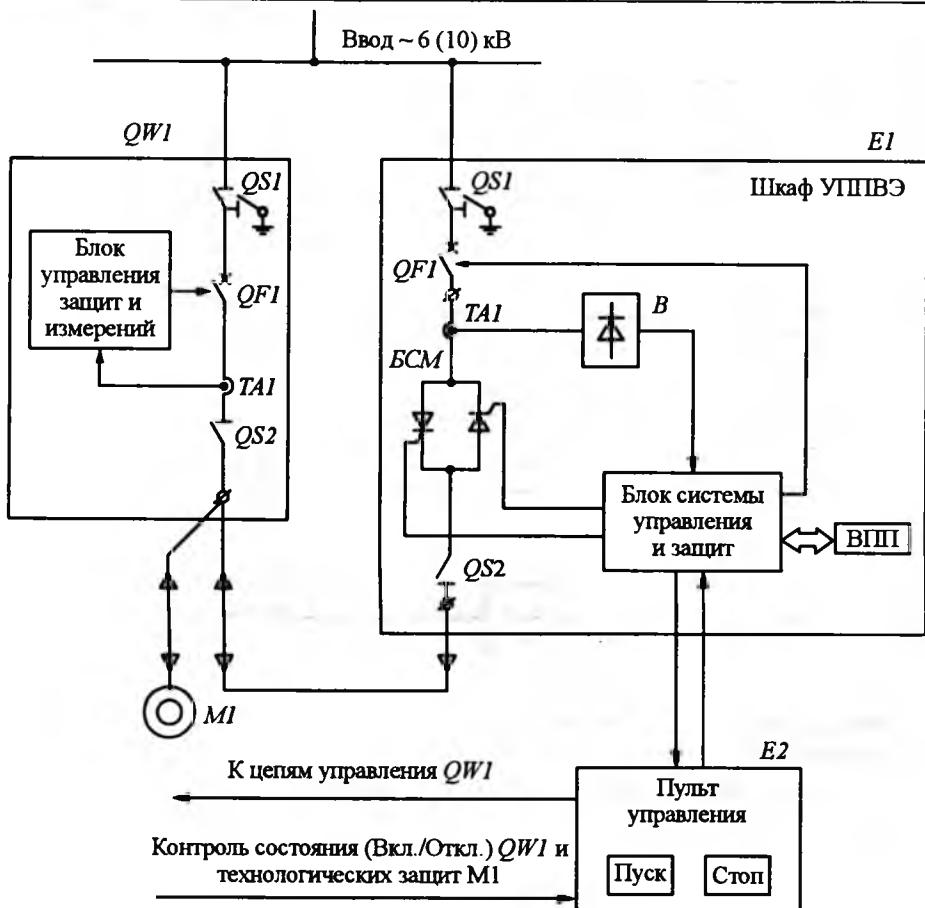


Рис.1. Функциональная однолинейная схема СПП с УППВЭ:

E1 – шкаф УППВЭ; QW1 – шкаф с рабочим выключателем; QF1 – вакуумный выключатель; QS1, QS2 – разъединители; БСМ – блоки силовых модулей; ВПП – внутренний пульт ввода параметров; E2 – пульт управления оператора; TAI – трансформатор тока; M1 – электродвигатель

Выходное напряжение описывается зависимостью:

$$U_{\text{вых}} = U_m \sqrt{\frac{1}{\pi} \left(\frac{\pi + \varphi - \alpha}{2} - \frac{1}{4} (\sin(2(\pi + \varphi)) - \sin 2\alpha) \right)},$$

$$\varphi = \arctg \frac{\omega L}{R},$$

где $U_{\text{вых}}$ – действующее значение фазного напряжения на двигателе; U_m – амплитудное значение фазного напряжения; φ – угол сдвига тока двигателя; L , R – индуктивность и активное сопротивление фазы двигателя

Работоспособность трёхфазного тиристорного регулятора обеспечивается при длительности управляющих импульсов не менее 60° (практически 90° и более).

После достижения подсинхронной скорости происходит включение рабочего выключателя QF1 в шкафу QW1 и отключение УППВЭ с обеспечением питания M1 от сети. Если M1 – синхронный,

то вместе с включением QF1 происходит подача возбуждения в цепь ротора двигателя.

Важную роль в указанном алгоритме играет определение момента переключения тиристорного устройства: раннее переключение приводит к броскам тока двигателя, а позднее – к автоколебаниям, увеличению времени пуска и работы УППВЭ, а для синхронных двигателей – выпаданию из синхронизма.

Здесь возможны следующие алгоритмы переключения тиристорных устройств:

1. Переключение в функции тока статора. Этот способ широко распространён на практике: при уменьшении пускового тока до $(1,2 \div 1,4)I_n$ (что косвенно свидетельствует о завершении разгона двигателя) осуществляется включение QF1 и отключение УППВЭ.

2. Переключение в функции скольжения (или скорости) двигателя, предложенное авторами [3].

Для реализации данного алгоритма необходимо измерять скольжение (скорость). При выходе двигателя на подсинхронную скорость соответствующее устройство фиксирует её и осуществляет необходимые переключения. В системах с синхронными двигателями возможно использование датчика скольжения, который имеется во многих регуляторах тока возбуждения.

3. Переключение в функции бестоковой паузы в кривой фазного тока УППВЭ, предложенное авторами [4]. Суть данного способа заключается в контроле формы кривой тока УППВЭ в каждой фазе (рис.1). При пуске M1 сигнал на выходе датчика TAI в каждой фазе имеет бестоковую паузу Δt , соответствующую протеканию тока по двум чередующимся фазам тиристорного устройства ($\Delta t \leq 3,3$ мс). К моменту окончания разгона указанный сигнал не содержит паузы и в этом случае $\alpha \equiv \varphi$.

Дальнейшее уменьшение угла α не приводит к изменению тока и тиристоры в фазах УППВЭ мо-

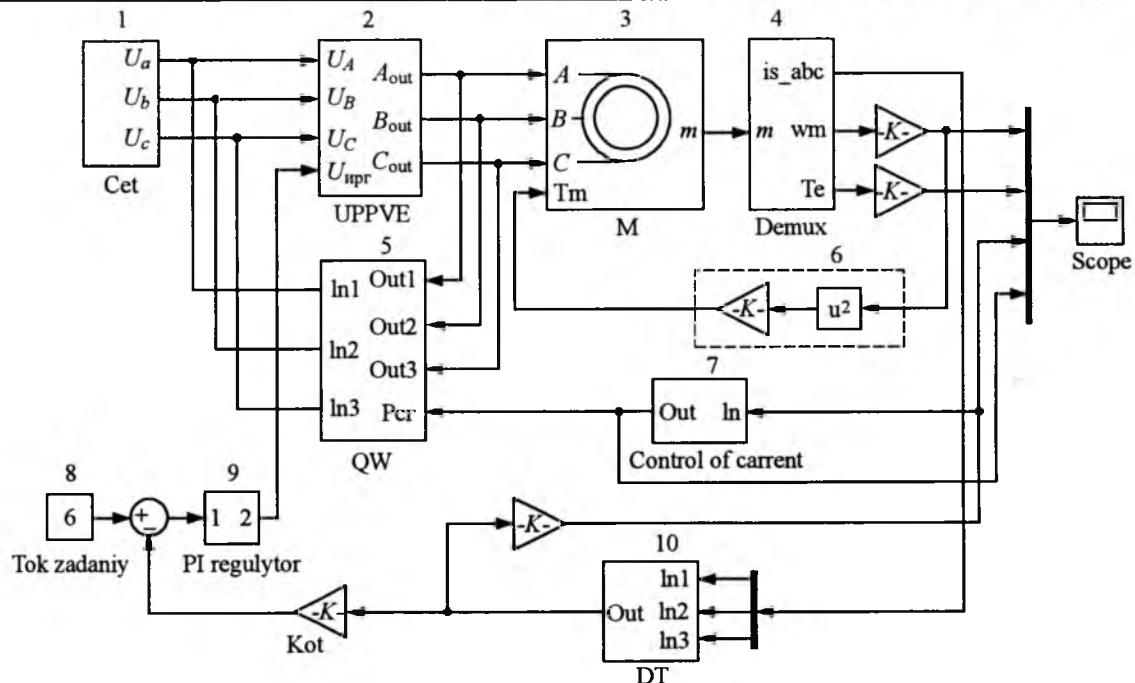


Рис.2. Схема имитационной модели системы электропривода с УППВЭ:

1 – трёхфазная сеть; 2 – устройство плавного пуска УППВЭ; 3 – асинхронный электродвигатель; 4 – блок параметров машины; 5 – рабочий выключатель; 6 – модель вентиляторной нагрузки; 7 – устройство выделения сигнала на переключения УППВЭ; 8 – блок задания пускового тока; 9 – ПИ-регулятор тока; 10 – блок обратной связи по выпрямленному току фаз УППВЭ

гут быть зашунтированы, что осуществляется при помощи включения $QF1$. Этим обеспечивается минимальное время работы УППВЭ при достаточно простой реализации устройства контроля переключения.

Указанные алгоритмы переключений были про-моделированы в среде "MatLab 6.5 – "Simulink" [5, 6]. На рис.2 приведена разработанная схема ими-тационной модели системы с УППВЭ.

Напряжение трёхфазной сети (1) подается на устройство УППВЭ (2) и далее на асинхронный электродвигатель (3). Блок параметров машины (4)

позволяет получить на выходе АД мгновенные зна-чения величин – токов в фазах статора, скорости и момента. В качестве тормозного используется мо-мент вентиляторной нагрузки (6). Устройство вы-деления сигнала на переключения УППВЭ (7) фик-сирует условие $\Delta t \approx 0$ и выдаёт сигнал на коммута-тор (5), обеспечивающий шунтирование тиристи-ров в УППВЭ. Сигналы пускового тока (блок 8) и обратной связи (блок 10) подаются на ПИ-регуля-тор (блок 9). Сигнал датчика 10 по значению и фор-ме близок к реальному на выпрямителе B датчика тока УППВЭ (рис.1). Шунтировка тиристоров в

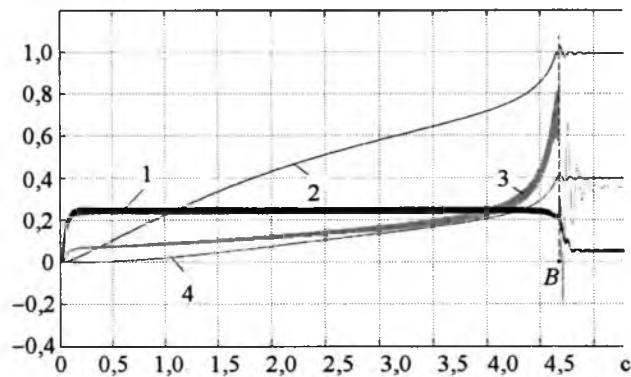


Рис.3. Оциллограмма пускового режима:

1 – $i(t)$ – среднее значение выпрямленного тока стато-ра двигателя; 2 – $\omega(t)$ – скорость; 3 – $M(t)$ – момент на валу двигателя; 4 – $M_n(t)$ – нагрузочный момент

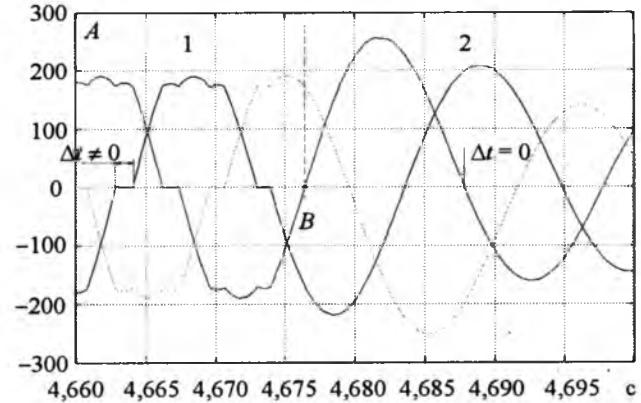


Рис.4. Оциллограмма токов фаз статора:

1 – при $\Delta t \neq 0$; 2 – при $\Delta t = 0$

блоке 2 осуществляется блоком 5 в момент $\Delta t = 0$ (точка В на рис.3 и 4).

На модели изучались три типа указанных алгоритмов. Уставка тока при пуске двигателя выбрана $I_n = 3I_{n_0}$.

На рис.3 приведены диаграммы переходных процессов $i(t)$, $\omega(t)$, $M(t)$, $M_n(t)$, а на рис.4 – диаграмма фазных токов статора при $\Delta t \neq 0$ и $\Delta t = 0$.

Результаты имитационного моделирования и проверка на реальных устройствах плавного пуска подтвердили работоспособность всех рассмотренных алгоритмов переключения и достоверность модели.

Список литературы

1. Шубенко В.А., Braslavskiy I.Ya. Тиристорный асинхронный привод с фазовым управлением. М.: Энергия, 1972.
2. Соловьев Ю.И., Жуков В.П., Горчаков В.В., и др. Высоковольтные устройства плавного пуска электродвигателей // Энергослужба предприятия. 2004. № 5 (11).
3. Пат. на полезную модель № 36068. Электропривод переменного тока / Иванов А.Г. Пименов В.М., Батурина Е.А. // Бюл. 2004. № 5.
4. Пат. на полезную модель № 47149. Устройство плавного пуска высоковольтного электродвигателя /Иванов А.Г., Пименов В.М. // Бюл. 2005. № 22.

5. Дьяконов В. Simulink 4. Специальный справочник. СПб.: Питер, 2002.

6. Ваткина Т.В., Лазарев С.А. Моделирование в среде MATLAB 6.0 // Информационные технологии в электротехнике и электроэнергетике. Материалы IV Всероссийской научно-технической конференции. Чебоксары, 2002.

Иванов Александр Григорьевич – начальник бюро электропривода ОАО "ЧЭАЗ", профессор кафедры "Промышленная электроника" Чувашского ГУ, доктор техн. наук. Окончил электромеханический факультет Ивановского энергетического института им. В.И.Ленина в 1960 г. В 1998 г. защитил докторскую диссертацию по теме "Создание и исследование электротехнических систем с управляемыми выпрямителями для машиностроения и нефтедобычи".

Пименов Виктор Михайлович – ведущий специалист ОАО "ЧЭАЗ". Окончил Пермский политехнический институт в 1969 г.

Николаев Алексей Николаевич – инженер-исследователь ОАО "ЧЭАЗ", магистрант второго года обучения Чувашского ГУ им. И.Н.Ульянова по специальности "Электроприводы и системы управления электроприводами".

Виноградов Александр Николаевич – инженер-исследователь ОАО "ЧЭАЗ". Окончил Чувашский ГУ им. И.Н. Ульянова в 2005 г. по специальности "Электрические и электронные аппараты".

Повышение эффективности систем электроснабжения с нетрадиционными источниками электроснабжения

РОЗАНОВ Ю.К., СОЛОМАТИН А.В., КРЮКОВ К.В.

Рассмотрены вопросы повышения эффективности систем электроснабжения с нетрадиционными источниками электроснабжения – фотоэлектрическими преобразователями.

Экологические проблемы, ограниченность энергоресурсов, повышение стоимости энергоносителей, перегруженность существующих распределительных электрических сетей и серьезный рост энерговооружённости многих сфер деятельности человека обусловили рост исследований и практических разработок в области систем с нетрадиционными источниками энергоснабжения, для применения на автономных объектах и объектах, подключённых к сетям с дефицитом мощности в качестве резерва. Известен ряд нетрадиционных источников,

работающих на основе методов прямого преобразования различных видов энергии в электрическую. Наиболее универсальные для практического применения следующие нетрадиционные источники: фотоэлектрические преобразователи (ФЭП), термоэлектрические генераторы (ТЭГ), электрохимические генераторы (ЭХГ).

Широкое распространение последнее время находят ФЭП. Они являются интенсивно развивающейся отраслью энергетики. В 2000 г. в мире было произведено ФЭП общей мощностью 260 МВт. Ос-

новным материалом, используемым при производстве ФЭП, является кремний. КПД преобразователей из монокристаллического кремния достигает 24%, из поликристаллического кремния – 17%, из аморфного кремния – 11%. Стоимость электроэнергии, производимой ФЭП, остаётся довольно высокой: 15–40 центов/(кВт·ч). Однако снижение стоимости тонкоплёночных ФЭП до 1 дол. за ватт, которое прогнозируется к 2010 г., сделает фотоэлектричество конкурентоспособным с электроэнергией, производимой на тепловых электростанциях.

Основой типичного ФЭП являются полупроводниковые элементы, состоящие из материалов, образующих структуру *p-n*-перехода подобно диоду. Под воздействием световых фотонов, облучающих один из поверхностных слоёв (обычно *n*-типа), происходит фотоэлектрический процесс, преобразующий энергию электромагнитного излучения в электроэнергию. Для кремниевого элемента типовое напряжение 0,6–0,7 В и максимальная плотность тока 0,4–0,5 А/см². На практике используются батареи ФЭП из последовательно и (или) параллельно соединённых модулей, содержащих обычно несколько десятков элементов.

Характерной особенностью ФЭП является крутопадающая внешняя характеристика, существенно зависящая от уровня светового облучения и температуры элементов (для кремниевых световых элементов СЭ). Точка пересечения кривой с осью напряжения называется напряжением ХХ U_{xx} , а с осью тока – током КЗ I_{kz} (рис.1). На рис.1 также приведена вольт-ваттная характеристика (ВВХ), она

имеет чётко выраженный максимум. Значение напряжения, соответствующее максимальной мощности, называется напряжением максимальной мощности U_{opt} (оптимальным напряжением), а соответствующий ток – током максимальной мощности I_{opt} (оптимальным током). Максимум ВВХ является оптимальной рабочей точкой, но с изменением уровня освещённости и температуры эта точка перемещается. Тоже происходит с течением времени – происходит дрейф оптимальной рабочей точки ВВХ ФЭП.

Наибольшая эффективность ФЭП может быть достигнута при получении от него максимальной мощности при изменяющихся условиях освещённости, температуры, затенения отдельных элементов. Что может быть обеспечено за счёт управления значением потребляемого тока. Для этого применяются так называемые экстремальные регуляторы.

Действие экстремальных регуляторов направлено на поддержание напряжения ФЭП, при котором преобразователь выдаёт максимальную мощность в нагрузку. Регулятор, обеспечивающий режим максимального отбора мощности, должен работать при изменении в широких пределах температуры панелей и освещённости, а также при затенении части элементов ФЭП. Системы с поиском экстремальной точки универсальны, что объясняется автоматическим регулированием максимального значения мощности солнечной батареи (СБ) независимо от условий эксплуатации. Однако это требует организации какого-либо возмущающего воздействия на режим работы СБ.

Один из способов выявления экстремальной точки ФЭП – модулирование небольших синусоидальных колебаний в рабочем цикле электронного ключа и сравнение максимальных отклонений входного напряжения и колебаний напряжения на электронном ключе. Рабочий цикл электронного ключа настроен так, чтобы входное сопротивление регулятора было эквивалентно сопротивлению СБ в максимальной рабочей точке. Такой подход гарантирует максимальную передачу энергии и максимальную эффективность регулятора.

Рабочая точка ФЭП, подключённого к нагрузке, может перемещаться по ВВХ как в сторону точки ХХ U_{xx} , так и к точке КЗ I_{kz} . Поэтому подключение нагрузок с большими пусковыми токами без специальных преобразовательных устройств может сдвинуть рабочую точку системы в область минимальной или даже нулевой мощности и потребитель не сможет включиться даже при неизменных условиях освещённости и температуры окружающей среды.

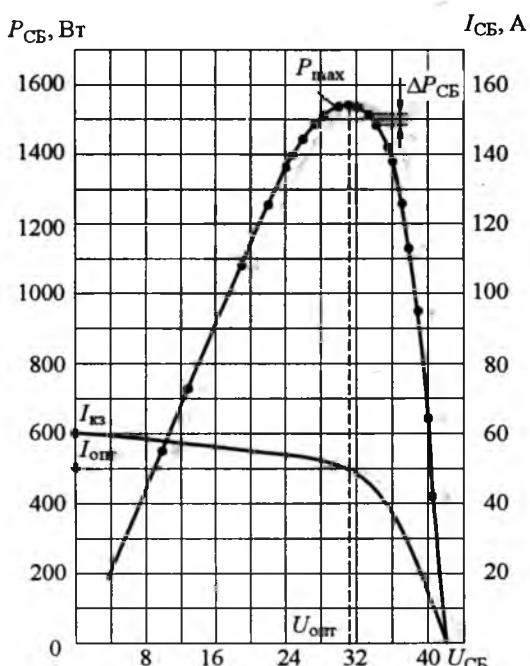


Рис.1. ВВХ и ВВХ ФЭП

Для обеспечения электроснабжения потребителей требуется использование преобразовательных устройств и устройств накопления электрической энергии.

Для получения необходимых мощности и рабочего напряжения ФЭП кремниевые модули соединяют последовательно или параллельно. Таким образом получают фотоэлектрический преобразователь с необходимыми выходными параметрами. При этом следует учитывать, что чем больше выходное напряжение ФЭП, тем меньше потери на передачу энергии от преобразователя потребителю (зарядному устройству или инвертору), но при этом усложняется конструкция солнечного генератора и его эксплуатация при опасных напряжениях (выше 40 В). Большое количество последовательно-параллельных соединений солнечных модулей в ФЭП налагает определённые ограничения на использование ФЭП [1]. Мощность генератора всегда будет меньше, чем сумма мощностей модулей – из-за потерь, обусловленных различием характеристик однотипных модулей. Чем тщательнее подобраны модули в генераторе (или чем меньше различие в характеристиках модулей), тем меньше потери на рассогласование. Например, при последовательном соединении десяти модулей с разбросом характеристик 10% потери составляют приблизительно 6%, а при разбросе 5% – уменьшаются до 2%.

Особенностью эксплуатации ФЭП является не только периодичность изменения уровня освещённости всей батареи, но и неравномерность освещённости элементов или модулей батареи. При неравномерном освещение последовательно соединённых модулей возрастают потери – затенённый модуль начинает рассеивать всю производимую освещёнными модулями мощность, быстро нагревается и выходит из строя. Необходимо отметить, что зависимость потерь не прямо пропорциональна количеству затенённых ячеек, а имеет более крутой характер. Для устранения эффекта затенений параллельно с каждым модулем (или его частью) можно установить шунтирующий диод, он необходим при последовательном соединении более двух модулей. К каждой цепочке последовательно соединённых модулей тоже подключается блокирующий диод для выравнивания напряжений линеек. Потери при использовании шунтирующих диодов определяются падением напряжения на открытом диоде. При использовании диодов Зенера, которые имеют малые значения падения напряжения (примерно 1 В) потери можно несколько сократить.

Но у этого метода есть свои минусы. На рис.2 приведены типовые ВАХ последовательно соединённых элементов, шунтируемых при соединении

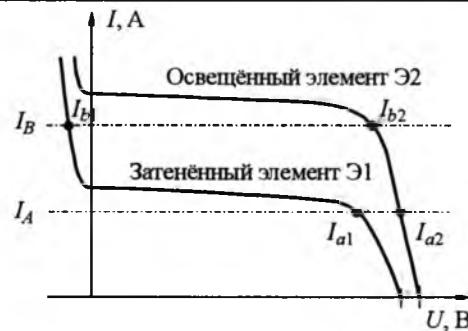


Рис.2. Типовые ВАХ последовательно соединённых элементов

в батарею встречно включёнными диодами. Через последовательно соединенные элементы протекает общий ток. ВАХ на рис.1 соответствуют затенённому элементу Э1 и освещённому Э2. В зависимости от значения тока, протекающего через элементы ФЭП, генерируемая мощность существенно изменяется. Например, при токе I_A мощность, генерируемая затенённым элементом, максимальна, а освещённым – мала. С ростом тока до I_B освещённый элемент начинает генерировать максимальный ток, а ток затенённого участка становится отрицательным, протекая через встречно-включённый диод, т.е. мощность этого элемента из генерируемой переходит в потребляемую, другими словами в потери. В результате суммарная мощность ФЭП уменьшается.

Снижения потерь мощности в этом случае можно достигнуть введением управления каждым из элементов ФЭП – использованием многоканальных импульсных преобразователей.

В [3] представлен следующий метод реализации такого управления через подключение многоканального импульсного регулятора с индуктивными накопителями (рис.3). Транзисторы S_1 и S_2 переключаются с коэффициентом $D = t_{\text{выкл}} / T_{\text{раб}}$, где $t_{\text{выкл}}$ – время выключенного состояния транзисто-

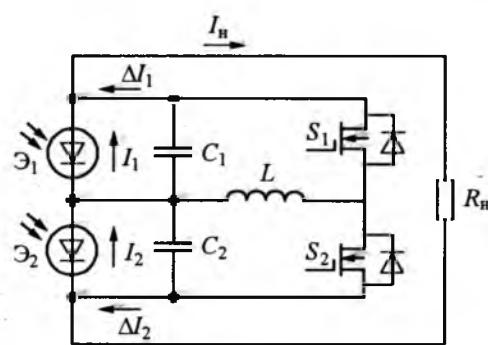


Рис.3. Многоканальный импульсный регулятор с индуктивными накопителями

ра, а $T_{\text{раб}}$ – период переключения с алгоритмом, обеспечивающим $D_1 + D_2 = 1$. Соответственно выходной ток

$$I_{\text{вых}} = D_1 I_1 + D_2 I_2, \quad (1)$$

а

$$\Delta I_1 = I_1 - I_{\text{н}}, \Delta I_2 = I_2 - I_{\text{н}}.$$

Мощности ΔP_1 и ΔP_2 , передаваемые через конденсаторы C_1 и C_2 :

$$\begin{aligned} P_1 &= U_{C1} I_1 = D_2 U_C (I_1 - I_2); \\ P_2 &= U_{C2} I_2 = D_1 U_C (I_2 - I_1). \end{aligned} \quad (2)$$

Результаты эксперимента, приведённые в [3], показывают, что введение такого управления для 2 элементов (одного затенённого, другого освещённого) позволило повысить максимальную мощность, отдаваемую ФЭП, примерно на 30% по сравнению с суммарным значением мощностей обоих элементов.

Другой выход для введения управления каждым из элементов ФЭП и расширения диапазона выходной мощности систем – мультиконвертор (см. рис.4).

Мультиконвертор позволяет повысить входное напряжение, имея возможность регулировать потребляемый ток и напряжение элементарного первичного источника энергии, что в свою очередь позволяет реализовывать отбор максимальной мощности. Основная проблема заключается в том, чтобы как можно больше минимизировать колебания и шумы на выходе регуляторов, т.е. добиться формы напряжения, близкой к идеальной.

Модульность топологии мультиконвертера имеет особенную важность, если рассматривать различные источники энергии. Модуль преобразова-

теля может без труда быть добавлен в систему, а повреждённые модули так же легко обнаружены и заменены на новые. Так как каждый модуль будет оперировать меньшими токами и напряжениями, то массогабаритные параметры модуля будут существенно снижены, а рабочий ресурс увеличен. Модульность также позволяет модули физически удалять друг от друга, тем самым избегая помех от электромагнитных полей. Например, в СБ каждый модуль может быть расположен с обратной стороны ячейки, или же выведен в отдельный кабель управления каскадом.

Каждый модуль может иметь разную топологию, быть настроен на разную частоту переключения ключа, что позволяет добиваться максимальной рабочей точки с каждой ячейки и может существенно увеличить КПД батареи в целом.

Регуляторы должны быть выполнены так, чтобы уменьшить пульсации как на входе, так и на выходах устройств, так как сами преобразователи и первичные источники могут быть повреждены при сильных пульсациях токов и напряжений. Суммарное выходное напряжение со всех модулей будет иметь в результате меньшую пульсацию, так как сглаживание происходит на каждом модуле, но сама частота пульсаций может быть высокой. Чтобы избежать высокочастотных пульсаций необходимо синхронизировать частоту переключения ключей в каждом модуле. Можно также добиться такой синхронизации, чтобы при наложении всех выходных напряжений, пульсация суммарного выходного напряжения сводилась к 0. Такой режим наиболее предпочтителен, так как без использования дополнительных фильтров можно добиться снижения пульсаций до минимума, что невозможно сделать в классической топологии.

Рассмотрим применение топологии мультиконвертора на примере СБ – каскада из 4 ячеек, соединённых последовательно через регуляторы. Максимальное выходное напряжение СБ 15 В, а мощность 60 Вт. Регуляторы должны работать при

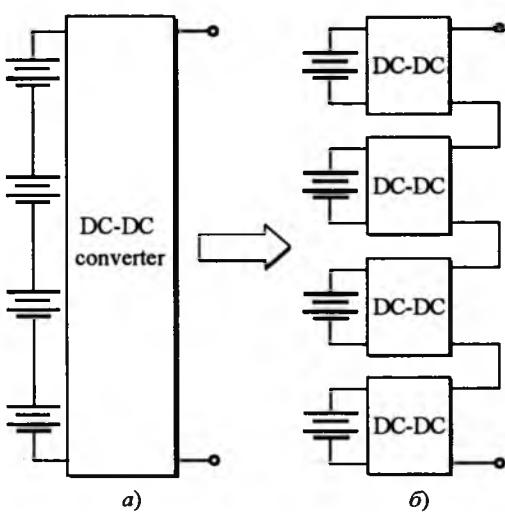


Рис.4. Стандартная топология одного регулятора (а) и предлагаемая топология мультиконвертера (б)

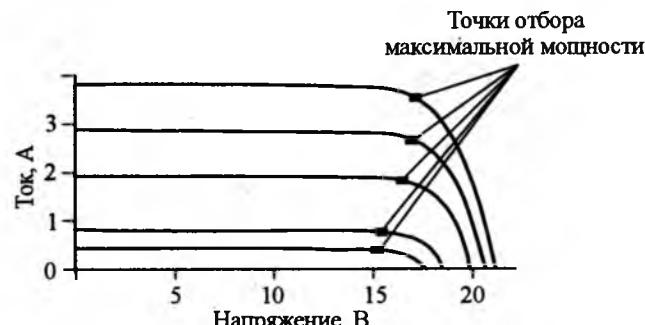


Рис.5. ВАХ СБ

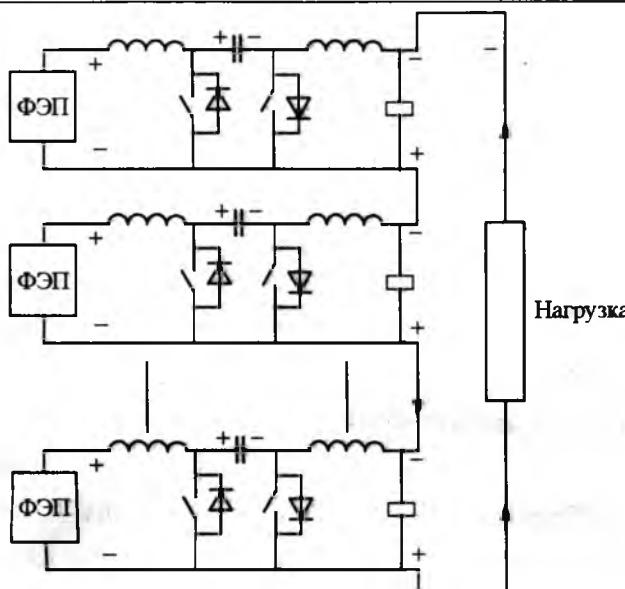


Рис.6. Последовательно соединённые регуляторы Чука

такой частоте переключения ключа, чтобы при любых условиях поддерживалась работа в максимальной рабочей точке (15 В, 4 А). Если посмотреть на ВАХ СБ (рис.5), то можно увидеть, что максимальная рабочая точка при разных уровнях освещённости будет находиться в разных местах кривой (отмечено точками на графике).

Обратная связь, используемая на регуляторах, должна улавливать изменения в освещённости и всегда выводить каждую ячейку в режим максимальной мощности.

Рассмотрим мультиконвертор на базе схемы Чука (рис.6).

Всем указанным требованиям этот регулятор удовлетворяет. Важнейшей особенностью этого регулятора является непрерывность токов как на входе, так и на выходе регулятора. Когда составляют каскад из регуляторов топологии Чука, то имеется постоянно проводящее звено: конденсатор C_f и индуктор L_2 (рис.7).

Минус данной схемы заключается в том, что через электронный ключ проходят как входные, так и выходные токи ($I_{L1} + I_{L2}$). Поэтому подобные схемы обычно используют на небольшие мощности (малые токи). Так же на электронные компоненты воздействует достаточно большое напряжение ($V_{in} + V_{out}$), которое передается с помощью конден-

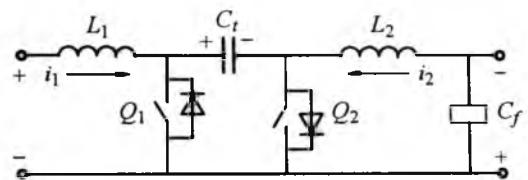


Рис.7. Регулятор Чука

сатора C_f . Таким образом передача энергии через конденсатор, а не через индуктор (как во всех остальных топологиях регуляторов), не только имеет свои плюсы – малые массогабаритные параметры, но также и минусы из-за приложения большого напряжения к электронным ключам.

Ещё одна особенность заключается в том, что при работе преобразователя на импульсную нагрузку, обеспечивая ток первичного источника с малым уровнем пульсаций, можно обеспечить снижение установленной мощности первичного источника до средней мощности импульсной нагрузки.

Список литературы

1. Соустин Б.П., Иваичура В.И., Чернышев А.И., Ислеев Ш.Н. Системы Электропитания космических аппаратов. Новосибирск: ВО "Наука", 1994.
2. Middelbrook R.D. Isolation and multiple output extensions of a new optimum topology switching. // IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC'78). 1978. P. 256–264.
3. Masaki Hirakata, Tomoya Kamezawa and Hisao Wat. Generation Control Circuit for Photovoltaic Modules // IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS. 2001. Vol. 16, N.3.

Розанов Юрий Константинович – заведующий кафедрой "Электрические и электронные аппараты" МЭИ, доктор техн. наук, акад. РАЭН. В 1962 г. окончил МЭИ. В 1970 г. защитил кандидатскую диссертацию по теме "Исследование работы трёхфазного преобразователя частоты", в 1978 г. – докторскую диссертацию по теме "Системы электроснабжения автономных объектов".

Соломатин Алексей Витальевич – сотрудник кафедры "Электрические и электронные аппараты" МЭИ. Получил степень магистра в 2001 г. в МЭИ, окончил аспирантуру.

Крюков Константин Викторович – аспирант кафедры "Электрические и электронные аппараты" МЭИ. Получил степень магистра в 2006 г. в МЭИ.

СООБЩЕНИЕ

о проведении общего собрания акционеров

Совет директоров Открытого акционерного общества "Электропривод" (место нахождения: 107078, г. Москва, ул. Садовая Спасская, д. 1/2, стр. 5) сообщает своим акционерам о проведении внеочередного общего собрания акционеров.

Собрание состоится 16 ноября 2006 г. в 11 ч. в помещении по адресу:

г. Москва, ул. Садовая Спасская, д. 1/2, корп. 3, конференц-зал.

Начало регистрации лиц, участвующих в собрании, – 10 ч.

Дата составления списка лиц, имеющих право на участие в собрании – 02 октября 2006 г.

Повестка дня:

1. Утверждение аудитора ОАО "Электропривод".

Материалы, подлежащие предоставлению при подготовке к проведению собрания акционеров, публикуются на стенде по месту нахождения ОАО "Электропривод".

НАШИ ЮБИЛЯРЫ

Валерий Александрович Альтов

30 октября 2006 г. исполняется 65 лет Валерию Александровичу Альтову – заслуженному деятелю науки РФ, лауреату Государственной премии СССР, действительному члену Российской и Международной Академии электротехнических наук, доктору технических наук, профессору, президенту Международной Академии электротехнических наук.

После окончания МЭИ по специальности "Инженерная теплофизика" он поступил в аспирантуру МЭИ, которую успешно закончил в 1967 г. Его диссертационная работа была посвящена исследованиям использования явления сверхпроводимости в электротехнических устройствах различного назначения.

В.А.Альтов стажировался в ведущих научных центрах Великобритании, США, Франции и Японии, что позволило ему не только ознакомиться с новейшими разработками в области прикладной сверхпроводимости, но и установить тесные научно-технические связи.

С 1967 по 1974 гг. он работал в Институте высоких температур АН СССР, где принимал непосредственное участие в разработке и создании уникальных электроэнергетических устройств различного назначения (стационарных, импульсных, взрывных МГД-генераторов со сверхпроводящими обмотками возбуждения, сверхпроводящих накопителей для накачки лазерных систем, сверхпроводящих электродвигателей и др.).

В 1974 г. его с группой сотрудников перевели во ВНИИ метрологической службы Госстандарта СССР, где под его руководством была создана научно-техническая база и развернуты исследования в области стабилизации и метрологии сверхпроводников и создания новых эталонов электрических величин на основе эффекта Джозефсона и других низкотемпературных квантовых эффектов.

В 1988 г. он был назначен первым заместителем Генерального директора Межведомственного научно-технического центра ВНТК "Стабилизация", созданного на основе ведущих институтов



АН СССР, Минвуза, МОП, Госстандарта СССР и др., для проведения поисковых исследований в области высокотемпературной сверхпроводимости. Он был инициатором создания и первым заместителем руководителя Международного научно-технического центра "Сверхпроводимость", образованного в 1990 г. под эгидой СЭВ и объединившего в своих рядах учёных и специалистов не только стран – членов СЭВ, но и ведущих учёных западных стран.

С 1992 по 2003 гг. В.А. Альтов работал заместителем начальника центра ГОКБ "Горизонт", где курировал исследования, связанные с технологией получения сверхпроводников нового поколения и создания сверхпроводящих устройств на их основе.

С 2003 г. он главный научный сотрудник Института температур РАН по проблеме "Сверхпроводимость".

В.А.Альтов является крупнейшим специалистом в области прикладной сверхпроводимости. Им выполнен большой цикл работ по исследованию физико-технических проблем использования сверхпроводимости в различных областях современной науки и техники.

В 1984 г. В.А.Альтов защитил докторскую диссертацию, в которой разработана концепция стабилизации сверхпроводящих систем и заложены основы теории электродинамического поведения сверхпроводников на переменном токе и в других нестационарных режимах работы.

Под его научным руководством практически родилось новое научное направление в области технического использования явления сверхпроводимости, связанное с вопросами надёжности и безопасности сверхпроводящих устройств, создана научная школа, получившая признание как в нашей стране, так и за рубежом.

В.А. Альтов автор книг, посвящённых стабилизации сверхпроводящих магнитных систем, изданных как в нашей стране, так и в Великобритании, США, Китае, а также около 150 научных работ, опубликованных в отечественной и зарубежной периодике. Он удостоен Государственной премии СССР по науке и технике, ему присвоены звания Заслуженный деятель науки РФ, Почётный машиностроитель, Заслуженный инженер России.

В.А. Альтов ведёт большую педагогическую и научно-организационную работу. С 1988 г. он профессор Московского физико-технического института, а затем МЭИ.

С 1995 по 1996 гг. он член Комиссии при Президенте РФ по присуждению Государственных премий по науке и технике.

В.А. Альтов – главный редактор международного журнала "Сверхпроводимость", член ряда международных комитетов и обществ.

В.А. Альтов является одним из инициаторов создания Российской Академии электротехнических наук и в качестве Председателя Совета учредителей и вице-президента этой академии внёс большой вклад в её становление и развитие.

С 1993 по 2002 гг. В.А. Альтов первый заместитель председателя Фонда поддержки учёных электротехников.

В.А. Альтов является одним из инициаторов создания и Президентом Международной Академии электротехнических наук, объединяющий к настоящему времени в своих рядах учёных и специалистов из более 40 стран мира. Он первый вице-президент Российской Союза общественных Академий наук (РОСАН), в состав которого входят ведущие академии страны.

С 13 по 16 марта 2007 г. Уральский государственный технический университет (г. Екатеринбург) проводит традиционную международную четырнадцатую научно-техническую конференцию "Электроприводы переменного тока" (ЭППТ'07). Место проведения конференции – пансионат "Селен" в 35 км от Екатеринбурга.

Доклады и организационные взносы принимаются до 15 декабря 2006 г.

Справки по тел: (343) 375-46-46, 375-48-34, 375-45-66,
факсу: (343) 375-45-66.
E-mail:aced@ep.etf.ustu.ru.

Более подробную информацию о конференции и требованиях к оформлению докладов можно найти на сайте конференции: www.aced.ustu.ru.

Адрес оргкомитета: 620002, Екатеринбург, ул. Мира, 19
УГТУ-УПИ, ЭТФ, кафедра "Электропривод и автоматизация промышленных установок".

Оргкомитет ЭППТ-07