



*Электротехника*  
**11** 2005

# ВВ/ТЕЛ



## ВЗВЕШЕННОЕ РЕШЕНИЕ

Гарантийный срок определяется высокой надежностью выключателей ВВ/ТЕЛ и поддерживается развитой сетью территориальных сервисно-гарантийных центров Таврида Электрик в России, Белоруссии и Казахстане.

### ОСНОВНЫЕ ТЕХНИЧЕСКИЕ ДАННЫЕ

Наименование параметра	ВВ/ТЕЛ-10-12,5/1000 У2	ВВ/ТЕЛ-10-20/1000 У2	ВВ/ТЕЛ-10-20/1600 У2	ВВ/ТЕЛ-10-25/1600 У2
Номинальное напряжение, кВ	10	10	10	10
Номинальный ток, А	630, 1000	630, 1000	1600	1600
Номинальный ток отключения, кА	12,5	20	20	25
Ресурс по коммутационной стойкости:				
а) при номинальном токе, циклов "ВО"	50000	50000	30000	30000
б) при номинальном токе отключения, операций «О»	100	150	150	50
в) при номинальном токе отключения, циклов «ВО»	100	100	50	50
Масса выключателя, кг, не более:				
а) с межполюсным расстоянием 200 мм	35	35	65	65
б) с межполюсным расстоянием 250 мм	37	37	70	70

Узнайте больше: [www.tavrida.ru](http://www.tavrida.ru)



МЕДАЛЬ  
"ЗА ЗАСЛУГИ В  
ЭЛЕКТРОТЕХНИКЕ"



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

#### У Ч Р Е Д И Т Е Л И

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)

#### С О В Е Т У Ч Р Е Д И Т Е Л Е Й

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., ЛУРЬЕ А.И., МАВЛЯНБЕКОВ Ю.У., МОСКАЛЕНКО В.В., НИКУЛИН А.А.,  
РОЗАНОВ Ю.К., СЛЕЖАНОВСКИЙ О.В. (зам. главного редактора), ТРУБАЧЕВ С.Г., ТУБИС Я.Б.,  
ФИНКЕЛЬ Э.Э., ФЛОРЕНЦЕВ С.Н.

Содержание журнала можно бесплатно получить в  
INTERNET через службу ИНФОМАГ, организован-  
ную в Московском физико-техническом институте.  
Адрессайта: <http://www.infomag.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.

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

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.

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

Адрес редакции: 111250, Москва, Красноказарменная ул., 12. Телефон/факс: (095) 361-95-96  
E-mail [elektrotechnika@mtu-net.ru](mailto:elektrotechnika@mtu-net.ru)

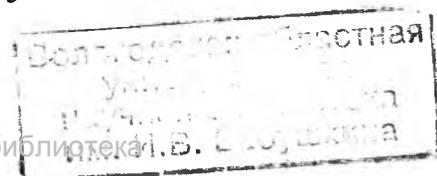
Редактор отдела О.В. Кунавина.  
Научный редактор Л.А. Романова.  
Редактор З.П. Фёдорова

Сдано в набор 08.08.2005. Подписано в печать 28.09.2005. Формат 60×88 1/8  
Бумага офсетная № 1. Печать офсетная. Печ. л. 8. Заказ 121.

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», 2005 г.



## СОДЕРЖАНИЕ

### СИЛОВАЯ ЭЛЕКТРОНИКА

Лазарев Г.В. Мощные высоковольтные преобразователи частоты для регулируемого электропривода в электроэнергетике .....	3
Шавёлкин А.А. Вариант схемы многоуровневого преобразователя частоты для электропривода среднего напряжения .....	9
Критенко М.И., Исаев В.М., Степанов Ю.И. Программа развития специальной электроэнергетики на период до 2015 г. ....	16
Истомин Е.В., Критенко М.И., Флоренцев С.Н., Яковлев Е.Н. Силовые полупроводниковые модули специального назначения .....	24
Черевко А.И., Гаврилов Д.А. Математическая модель автономного инвертора с трансформатором вращающегося магнитного поля в Matlab-Simulink	31
Черевко А.И., Казакевич А.И., Семёнов Д.Н. Схематехническая модель инвертора с трансформатором вращающегося магнитного поля в MICRO CAR 7 .....	40

### ЭЛЕКТРОПРИВОД

Бубнов А.В. Улучшение динамики электропривода с фазовой синхронизацией .....	48
Глазунов В.Ф., Пикун В.В., Митрофанов А.С. Системный подход к оценке потерь в синхронном микроэлектроприводе .....	52
Иванов А.Г., Сергеев А.Г. Особенности динамики тиристорного электропривода при малых угловых скоростях вращения .....	56
Решмин Б.И. Исследование динамических процессов в электроприводе с синхронным двигателем при векторном управлении .....	59

## CONTENTS

### POWER ELECTRONICS

Lazarev G.V. Powerful high-voltage converters of frequency for the adjustable electric drive in electric power industry .....	3
Schavelkin A.A. Variant of the circuit of the multilevel converter of frequency for the electric drive average pressure .....	9
Kritenko M.I., Isaev V.M., Stepanov Yu.I. Program of development of special electric power industry on the period till 2015 .....	16
Istomin E.V., Kritenko M.I., Florentsev S.N., Yakovlev E.N. Power semiconductor modules special purpose .....	24
Cherevko A.I., Gavrilov D.A. Mathematical model of the autonomous inverter with a transformer of a rotating magnetic field in MatLab-Simulink .....	31
Cherevko A.I., Semenov D.N., Kazakevich A.I. Schematechnical model of inverter with rotating magnetic field transformer in Micro-Cap 7 .....	40

### THE ELECTRIC DRIVE

Bybnov A.V. The improving of dynamic of the electric drive with phase synchronization .....	48
Glazunov V.F., Pikunov V.V., Mitrofanov A.S. The system approach to an estimation of losses in synchronous micro electric drive .....	52
Ivanov A.G., Sergeev A.G. The dynamics features of thyristor electric drive in field of low speeds .....	56
Reshmin B.I. Research of dynamic processes in the electric drive with the synchronous motor at vector control .....	59

## Мощные высоковольтные преобразователи частоты для регулируемого электропривода в электроэнергетике

ЛАЗАРЕВ Г.Б.

*Рассмотрена техника современных высоковольтных преобразователей частоты для мощного регулируемого электропривода.*

*The elements of the up-to-date medium voltage frequency converters for the power AC variable speed drives.*

В спектре средств силовой электроники для автоматизированного электропривода [1] особое место занимают высоковольтные преобразователи с регулируемой выходной частотой. В 2004 г. мировой рынок высоковольтных регулируемых электроприводов по данным "ARC Advisory Group" (США) оценивался порядка 2,5 млрд. дол. США и в ближайшие несколько лет будет расти ежегодно на 5,3%.

В подтверждение этого можно привести следующие данные. В США в рамках реализации программы по реконструкции 60 энергоблоков ТЭС в период с 1986 по 1992 гг. введены более 300 частотно-регулируемых асинхронных электроприводов мощностью от 630 до 4500 кВт напряжением 2400, 4160 и 6600 В, что обеспечило годовую экономию электроэнергии около 1 млрд. кВт.ч. Помимо прямой экономии электроэнергии применение мощных частотно-регулируемых электроприводов с высоковольтными преобразователями частоты позволяет поднять мощность энергоблоков. Так, за счёт установки на энергоблоке мощностью 265 МВт для двух дутьевых вентиляторов и двух дымососов соответственно двух регулируемых электроприводов мощностью 2200 кВт, напряжением 4160 В и двух – мощностью 4500 кВт, напряжением 6000 В помимо снижения расхода электроэнергии на 25% удалось поднять мощность энергоблока до 276 МВт [2, 3].

В ОАО "Мосэнерго" в рамках реализации программы энергосбережения с 1995 по 2004 гг. специалистами ОАО "ВНИИЭ" были введены 26 частотно-регулируемых асинхронных электроприводов мощностью от 500 до 4000 кВт напряжением 3300 и 6000 В. Только прямая эко-

номия электроэнергии от внедрения этих электроприводов на ТЭЦ и насосно-перекачивающих станциях тепловых сетей превышает 60 млн. кВт.ч в год [2].

Ниже рассмотрены различные аспекты разработок и проанализированы принципиальные технические решения современных высоковольтных преобразователей с регулируемой выходной частотой.

В последние годы ведущие электротехнические фирмы большое внимание уделяли разработкам высоковольтных преобразователей с регулируемой выходной частотой. Несмотря на различия в технической политике фирм в этой области, что связано с достаточно острой конкуренцией, необходимостью проведения дорогостоящих исследований и т.п., в целом можно выделить некоторые тенденции общего подхода к решению задач создания электроприводов с высоковольтными преобразователями частоты:

- обеспечение электромагнитной совместимости автономного инвертора и асинхронного двигателя, что позволяет использовать стандартные двигатели практически без их разгрузки по мощности;

- оптимизация параметров высоковольтного "вентиля", состоящего из последовательно соединенных силовых полупроводниковых приборов, что особенно важно при применении приборов нового типа (IGBT, GTO, IGCT, SGCT);

- диагностика вентиляционного оборудования преобразователя, обеспечивающая "превентивный" контроль силовой схемы;

- совершенствование функций микропроцессорного контроллера;

– расширение возможностей (опций), предоставляемых заказчику для различных технологических применений высоковольтного частотно-регулируемого электропривода (насосы, вентиляторы, компрессоры, конвейеры);

– совершенствование тест-контроля элементов оборудования и выходного контроля преобразователей частоты;

– применение новых конструкционных материалов, оптоэлектроники, совершенствование системы охлаждения силовых полупроводниковых приборов;

– обеспечение электромагнитной совместимости высоковольтных преобразователей с системой электроснабжения и соответствия показателей качества электроэнергии действующим стандартам.

Как известно, частотное управление является наиболее экономичным способом плавного регулирования частоты вращения асинхронного двигателя, так как он во всём диапазоне регулирования работает с малым скольжением ротора.

Применение в мощных электроприводах высоковольтных асинхронных двигателей выдвигает задачу согласования напряжения статора двигателя с выходным напряжением преобразователя частоты и напряжения системы электроснабжения с входным напряжением преобразователя. Сложившаяся практика показывает, что здесь возможны два принципиальных технических решения:

– установка на входе и выходе преобразователя частоты согласующих трансформаторов при низковольтном исполнении самого преобразователя;

– высоковольтное исполнение преобразователя с непосредственным (без промежуточного трансформатора) подключением к приводному двигателю.

В практике ряда фирм, например, АBB, "Siemens", "Transresch ASB", "Hitachi", "Fuji" и многих других, весьма часто применяются согласующие трансформаторы при низковольтном преобразователе частоты и высоковольтном двигателе, что позволяет использовать стандартное оборудование при переводе высоковольтных двигателей в режим работы с регулируемой частотой. В отечественной практике такое решение применяют, в частности, "Триол", "Веспер", "Ансальдо-ВЭИ", "Электротекс" и др.

Важной задачей является обеспечение электромагнитной совместимости (ЭМС) стандартного асинхронного двигателя и автономного инвертора. Последний является источником высших гармоник и оказывает влияние как на потери в двигателе и его допустимую нагрузку, так и на изоляцию статора. Это обстоятельство является особенно важным и его нужно учитывать при выборе типа инвертора для стандартных высоковольтных асинхронных двигателей, имеющих ограниченные запасы по изоляционной прочности.

В системе "преобразователь частоты – асинхронный двигатель" можно использовать любой стандартный двигатель, но необходимо учитывать снижение допустимого момента вследствие дополнительных потерь из-за высших гармоник в токе автономного инвертора и ухудшения условий охлаждения самовентилируемых двигателей при работе в диапазоне регулирования частоты вращения. Это ограничение несколько облегчается для частотно-регулируемых электроприводов турбомеханизмов с квадратичной характеристикой момента сопротивления, поскольку в этом случае при снижении частоты вращения активно снижается ток нагрузки двигателя.

Радикальное решение, наиболее эффективно обеспечивающее ЭМС инвертора и электродвигателя практически без разгрузки последнего, применение ШИМ для управления инвертором. ШИМ позволяет сформировать квазисинусоидальный ток в асинхронном двигателе с  $THD \leq 5 \div 6\%$ .

Электрические воздействия выходного напряжения инвертора на изоляцию статора зависят от топологии инвертора и алгоритмов управления.

Анализ информации по ведущим электротехническим фирмам показывает, что хотя круг рациональных технических решений и схем преобразователей частоты с автономными инверторами тока и напряжения в целом определился, процесс их совершенствования непрерывно продолжается, так как, с одной стороны, их характеристики в значительной мере определяют технико-экономические показатели электропривода в целом, с другой, существенное влияние на этот процесс оказывает появление на рынке новых компонентов. Наконец, существует такой немаловажный фактор, как применение компьютерного управления и спе-

циализированных микропроцессорных контроллеров, что позволяет формировать различные потребительские характеристики регулируемого электропривода. Результатом этого явилось существенное улучшение за последние годы технических характеристик и экономических показателей частотно-регулируемых асинхронных электроприводов, явившееся стимулом к их широкому применению в энергосберегающих технологиях и для автоматизации.

Из анализа разработок и современного состояния техники высоковольтных преобразователей частоты [3] следует:

1. Тип полупроводникового прибора оказывает существенное влияние на топологию силовой схемы автономного инвертора и высоковольтного преобразователя частоты в целом. На смену инверторам тока на SCR-тиристорах (включаемых по управлению) с конденсаторной коммутацией пришли инверторы напряжения и тока на полностью управляемых (включаемых и выключаемых по управлению) GTO, IGCT и SGCT-тиристорах, а также на силовых биполярных транзисторах с изолированным затвором (IGBT).

Очевидно, что оптимальное преобразование электрической энергии в автономном инверторе и в преобразователе частоты в целом может быть обеспечено при применении силовых полупроводниковых приборов, обладающих в максимальной степени свойствами "идеального полупроводникового ключа". Такой ключ должен иметь следующие основные характеристики:

– большой ток (коммутируемый, действующее, среднее и максимальное значения, ударный);

– высокое напряжение (импульсное повторяющееся, неповторяющееся напряжение, длительное постоянное);

– быстрое переключение (короткое время задержки на включение и выключение, малое время фронтов при коммутации, малое время включения и выключения);

– малые потери (статические и динамические);

– высокая частота (быстрое переключение, низкие динамические потери);

– высокая надёжность (низкая вероятность отказа, высокая энергетическая и тепловая стойкость, высокая коммутирующая способ-

ность, высокая электродинамическая стойкость);

– компактная конструкция.

Эти особенности должны быть учтены при разработке силовых полупроводниковых приборов "ключей" и реализованы фирмами-производителями путём использования транзисторной или тиристорной структуры. Основным достижением тиристора являются низкие статические потери, а транзистора его хорошая способность к выключению, характеризующаяся высокой частотой переключений. Некоторые разработчики стремятся сделать ключ, объединяющий лучшие качества обоих типов приборов, используя преимущества тиристора во включенном состоянии и транзистора при выключении.

Высоковольтное исполнение преобразователей частоты обуславливает последовательное включение силовых полупроводниковых приборов. При этом практически все зарубежные фирмы для последовательного соединения, как правило, подбирают приборы с идентичными статическими и динамическими параметрами.

2. Применение новых полупроводниковых приборов позволило принципиально изменить не только топологию силовой схемы, прежде всего, инверторов напряжения (ИН), но и принципов управления. Для ИН и инверторов тока (ИТ) на полностью управляемых "высоковольтных ключах" применяются различные технологии широтно-импульсной модуляции (ШИМ): ШИМ со "слежением" (релейного типа), программная ШИМ с избирательным подавлением высших гармоник, многоуровневая ШИМ, ШИМ в комбинации с амплитудно-импульсной модуляцией и т.п.

Подход большинства производителей к топологии автономных инверторов в целом можно свести к нескольким принципиальным решениям для ИТ и ИН.

Схема (рис. 1), разработанная ВНИИЭ в середине 80-х годов прошлого столетия, является базовой для высоковольтных преобразователей частоты серии ЭТВА для асинхронного электропривода 630–5000 кВт, 6000 и 10000 В и до настоящего времени выпускается фирмой "ESTEL" (Эстония). С 1985 г. в эксплуатации находится более 20 преобразователей этой серии на напряжение 6000 В и шкалу мощностей 800–5000 кВт. Несмотря на конденсаторную коммутацию, коммутационный пик напряжения

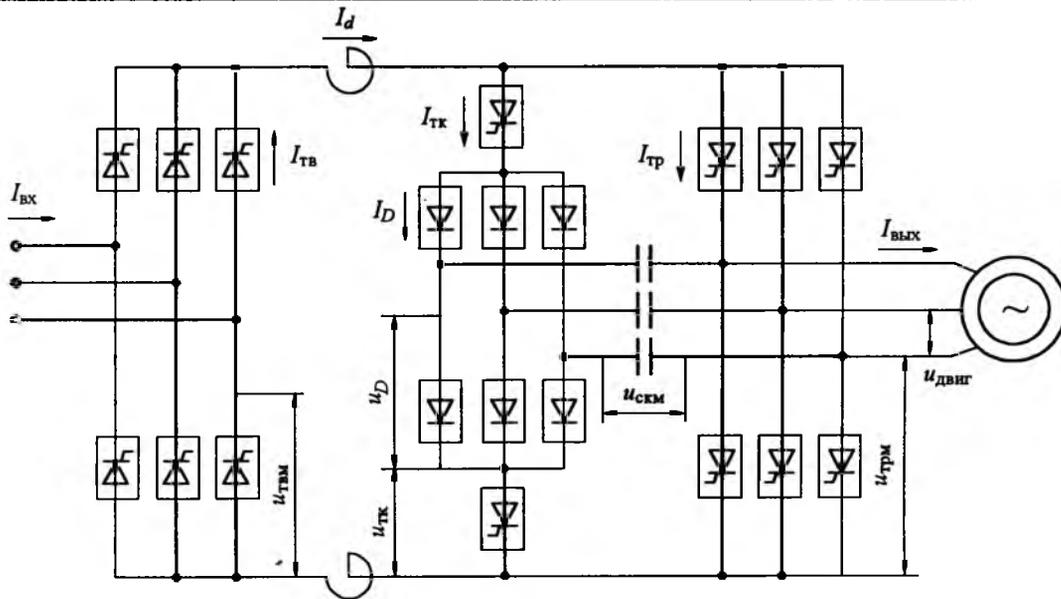


Рис.1. Преобразователь частоты с тиристорно-диодным узлом принудительной коммутации

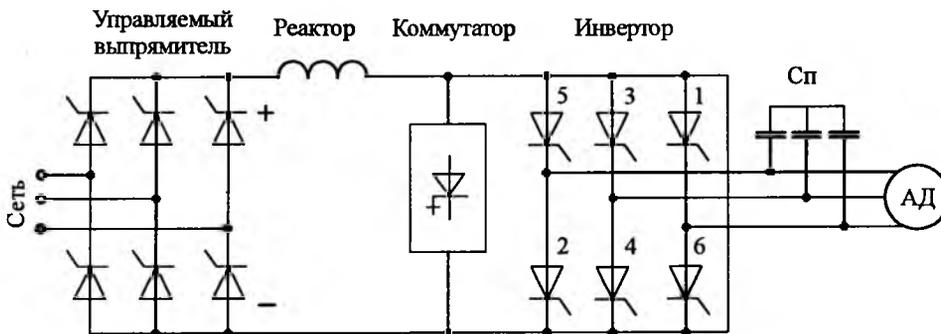


Рис.2. Схема по патенту фирмы "Ross Hill"

в схеме ИТ формируется в два этапа и амплитуда напряжения, прикладываемого к статору двигателя при его нагрузке 0,9–0,95 номинальной, не превосходит 1,25–1,27 амплитуды номинального линейного напряжения [1].

Схема ИТ на рис.2 реализована по патенту американской фирмы "Ross Hill". В разных модификациях высоковольтные преобразователи частоты с таким ИТ с компенсирующими параллельными конденсаторами выпускались как "Ross Hill", так и "Ansaldo" (Silcovert H, 630–12500 кВт, 6000, 10000 и 13500 В), и "Hill Gracham" (Imvar, 500–7500 кВт, 6000 и 10000 В). Особенность схемы ИТ – обеспечение режима "Multy Swith" (прерывание тока) при частотах выходного напряжения ИТ ниже приблизительно 20–25 Гц, когда компенсирующие конденсаторы уже не обеспечивают ёмкостный характер нагрузки, при котором первая гармоника тока статора асинхронного двигателя опережает напряжение. ИТ имеет достаточно "гладкие" вы-

ходные ток и напряжение с формой, близкой к синусоидальной, что позволяет применять стандартные двигатели практически без разгрузки по мощности (моменту на валу).

Электроприводы на основе рассмотренных схем высоковольтных преобразователей частоты с ИТ на SCR-тиристорах до сих пор привлекают потребителей, прежде всего, из-за относительно невысокой стоимости по сравнению с другими схемами на полностью управляемых полупроводниковых приборах.

На рис.3 приведены схемы преобразователей частоты на основе ИТ с ШИМ, выпускаемые фирмой "Allen-Bradley". В серии 1557MU применены GTO-тиристоры, а в новой, выпускаемой с 2003 г. серии Power Flex-7000 – SGCT-тиристоры.

3. Применение многофазных схем и модуляционных методов управления создает новые возможности для ЭМС высоковольтного преобразователя частоты с асинхронным двигателем и с сетью электроснабжения. Для шестипуль-

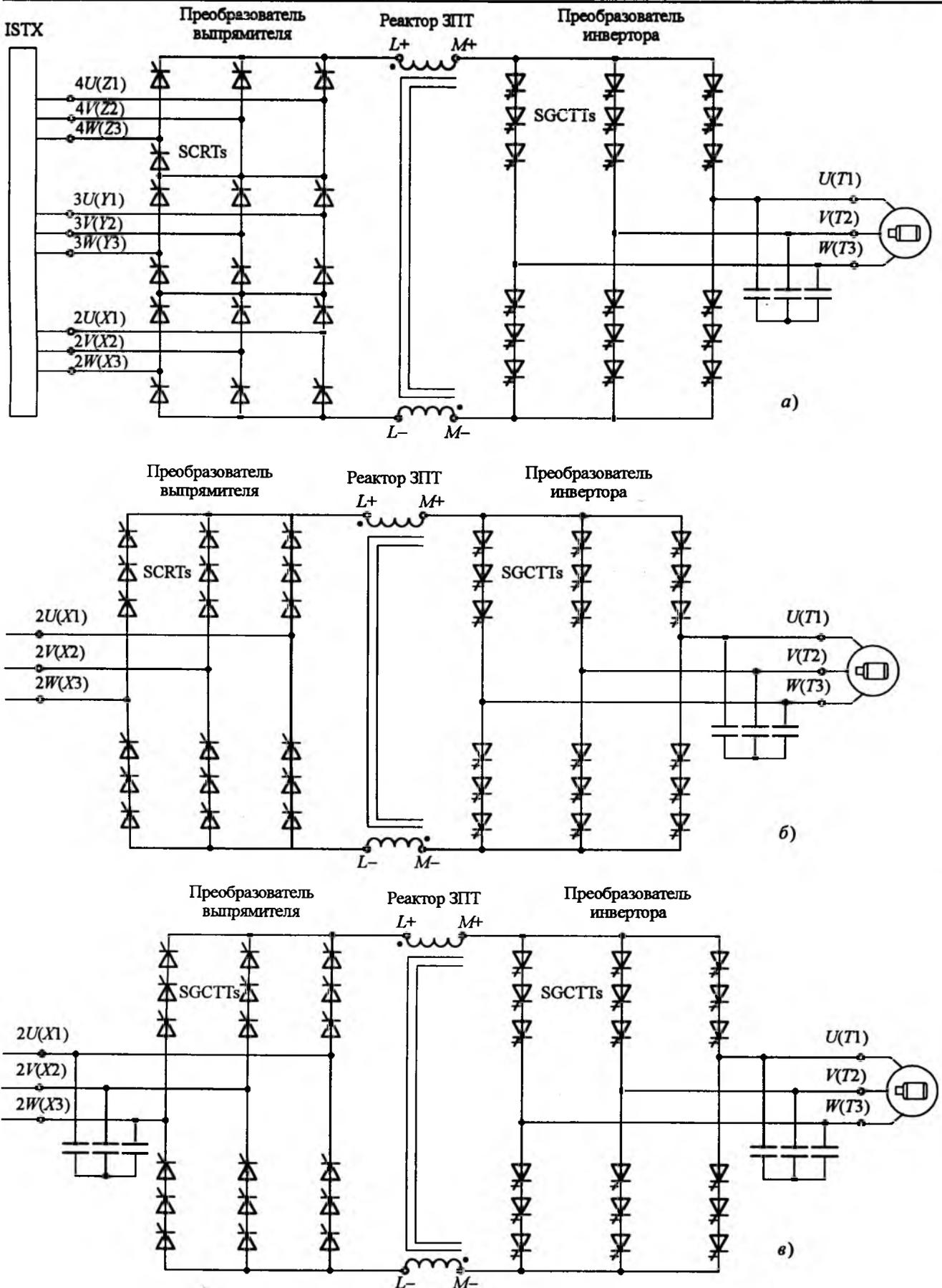


Рис.3. Схемы преобразователя частоты на основе ИТ с ШИМ:

а – 6000 – 6600 В – 18-пульсный выпрямитель; б – 6000 – 6600 В – 6-пульсный выпрямитель; в – 6000 – 6600 В – выпрямитель с ШИМ

сных ИТ по мостовой схеме с ШИМ это обеспечивается сравнительно просто: конденсаторный фильтр на выходе ИТ, поглощая высшие гармоники тока, формирует в двигателе квазисинусоидальные ток и напряжение. Для ШИМ-ИН по схеме с двумя уровнями напряжения, а также трёхуровневых ШИМ-ИН по топологии NPC для получения синусоидального напряжения фирмы-изготовители высоковольтных преобразователей частоты, например АВВ, "Siemens", устанавливают на их выходе LC-фильтры. Без выходных фильтров ЭМС практически обеспечивается в схемах с многоуровневой ШИМ.

ЭМС с сетью электроснабжения обеспечивается либо традиционными способами, такими, как увеличение эквивалентной фазности сетевого выпрямителя, либо применением в качестве сетевого выпрямителя так называемого активного буфера. В большинстве случаев фирмы применяют 12- либо 18-фазные сетевые выпрямители на диодах или SCR-тиристорах, что позволяет исключить из спектра высших гармоник 5- и 7-ю либо 11- и 13-ю гармоники. Применение 24-фазных схем выпрямления обычно является опцией.

В случае сопряжения высоковольтных преобразователей частоты со "слабыми" сетями электроснабжения, в которых соотношение  $S_{КЗ\text{ сети}} / S_{\text{преобраз}} < 30 \div 35$ , сетевой выпрямитель выполняется в виде "активного буфера" (Activ Front End), представляющего собой малоискажающую сеть электроснабжения управляемый выпрямитель на полностью управляемых "ключках" с ШИМ. Потребление таким выпрямителем из сети практически активного тока квазисинусоидальной формы с низким содержанием высших гармоник решает задачу сопряжения мощных высоковольтных преобразователей частоты со "слабыми" сетями электроснабжения. В тоже время такие преобразователи частоты имеют повышенные габариты и стоимость.

4. Для управления частотно-регулируемыми асинхронными электроприводами применяют микропроцессорные контроллеры. Как правило, цифровые системы управления, защиты и диагностики обладают высоким "интеллектом", имеют сетевые адаптеры, позволяющие интегрировать высоковольтные частотно-регулируемые электроприводы в АСУ, используют различные модули ввода-вывода сигналов и интер-

фейсные модули (PROFIBUS, Modbus, Device Net и т.п.). Для регулирования фирмы используют как векторное управление магнитным потоком, основанное на раздельном регулировании составляющих тока, обеспечивающих регулирование электромагнитного момента, так и технологию DTC-прямого управления вращающим (электромагнитным) моментом. В качестве способа регулирования применяется также и скалярное управление с компенсацией падения напряжения на активном сопротивлении асинхронного электропривода. При этом электропривод управляется опорной частотой ( $U/f$ ). Последний способ чаще всего применяется для насосов и вентиляторов.

Следует отметить, что в настоящее время завершаются работы по созданию высоковольтных преобразователей частоты отечественного производства. Так, "ЭЛСИЭЛ" (г. Москва) и "Электротекс" (г. Орел) разработали высоковольтный преобразователь частоты (6 кВ) по топологии "multi-level", "Электровыпрямитель" (г. Саранск) совместно с ВЭИ разработали и изготовили опытный образец высоковольтного преобразователя (6 кВ) на основе ИН по топологии 3-level на IGBT-модулях. Выпрямитель этого преобразователя шестифазный на SCR-тиристорах.

#### Список литературы

1. Забровский С.Г., Лазарев Г.Б., Мурзаков А.Г. Регулируемый электропривод механизмов собственных нужд ТЭС // Итоги науки и техники. Сер. Электропривод и автоматизация промышленных установок. Т.11. М.: ВИНТИ, 1990.
2. Довганюк И.Я., Каржев А.В., Лазарев Г.Б. и др. Опыт и перспективы применения электроприводов с регулируемой частотой на ТЭС и насосных станциях централизованного теплоснабжения // Электрические станции. 2004. № 8.
3. Лазарев Г.Б. Высоковольтные преобразователи для частотно-регулируемого электропривода. Построение различных схем // Новости электротехники. 2005. № 2 (32).

Лазарев Григорий Бенционович – заведующий лабораторией ОАО "Научно-исследовательский институт электроэнергетики" (ОАО "ВНИИЭ"), канд. техн. наук. Окончил Харьковский политехнический институт в 1961 г. В 1976 г. защитил кандидатскую диссертацию в Государственном энергетическом научно-исследовательском институте им. Г.М. Кржижановского по тематике, связанной с разработками и исследованиями регулируемых электроприводов с высоковольтными преобразователями.

# Вариант схемы многоуровневого преобразователя частоты для электропривода среднего напряжения

ШАВЁЛКИН А.А.

*Рассмотрен вариант схемы многоуровневого каскадного преобразователя частоты, позволяющий уменьшить количество ключей для коммутации  $n$  источников постоянного тока на фазу с  $4n$  до  $2(n + 1)$ . Описан алгоритм работы из условия обеспечения при переходе с одного уровня выходного напряжения на другой переключения только одной пары ключей. Показана целесообразность применения в процессе формирования выходного напряжения методов управления с квантованием заданной синусоиды напряжения по уровню.*

Создание современных систем частотно-регулируемого электропривода для приводов среднего напряжения (до 10 кВ) связано с применением преобразователей частоты (ПЧ) соответствующего класса напряжения.

Естественно, что при больших мощностях на первый план выходят энергетические показатели привода, обеспечение высокого качества выходного напряжения ПЧ, а также тока, потребляемого им от сети. Этим требованиям наиболее полно удовлетворяют многоуровневые преобразователи частоты (МПЧ), напряжение которых в ступенчатом виде аппроксимирует синусоидальный закон. Их достоинства:

- качество выходного напряжения приближается к принятым стандартам, снижается в отличие от традиционных ШИМ инверторов значение  $du/dt$ , что дает возможность применения ПЧ без дополнительных "синусных" фильтров;
- силовые цепи могут выполняться на низковольтных полупроводниковых приборах;
- за счёт использования на входе многофазных схем выпрямления потребляют из сети практически синусоидальный входной ток.

Ряд фирм-изготовителей ("Mitsubishi Electric", "ASIRobicon" и др.) отдаёт предпочтение каскадным схемам МПЧ с использованием нескольких инверторов в выходных фазах. Такие преобразователи обеспечивают наилучшие энергетические показатели, однако их схемы содержат большое число ключей, сложны, громоздки и, как результат, имеют более высокую стоимость в сравнении с другими типами ПЧ.

В последнее время МПЧ посвящено большое количество публикаций, имеются попытки систематизации [1].

Следует отметить современную тенденцию по минимизации силовых цепей [1–3] при сохранении качества выходного напряжения с использованием комбинированных схем и применением асимметричных преобразователей с целью уменьшения количества изолированных источников постоянного тока и ключей для их коммутации. Реальность таких решений связана с появлением ключей на более высокие напряжения.

Внедрение частотного привода среднего напряжения как важнейшего элемента системы энергосбережения в настоящее время является, как никогда ранее, актуальной задачей. В этом плане актуален вопрос совершенствования схемы и принципов управления МПЧ.

В настоящей работе исследовались принципы многоуровневого формирования выходного напряжения МПЧ при различных топологиях схем и возможности их минимизации, а также способы снижения коммутационных потерь в схеме.

Основным элементом каскадного МПЧ является мостовая однофазная схема автономного инвертора напряжения (АИН), представляющая собой симметричный коммутатор на четырёх ключах с изолированным источником постоянного напряжения  $E$  в диагонали постоянного тока. Каждая фаза МПЧ включает  $n$  последовательно соединённых АИН (рис.1,а). Снижение напряжений отдельных источников в  $\sqrt{3}$  раз достигается при соединении фаз МПЧ по схеме "звезда" (рис.1,б), поскольку формируется фазное напряжение на нагрузке. В качестве источника постоянного напряжения АИН ( $E$ ) используется трёхфазный мостовой неуправляемый выпрямитель с конденсатором,

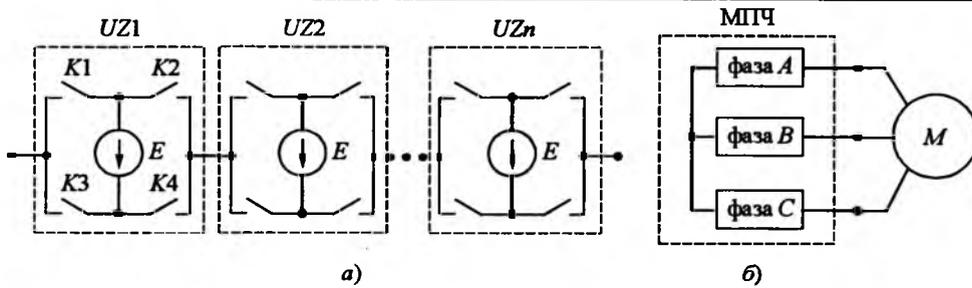


Рис.1. Принцип реализации силовых цепей каскадного МПЧ

питающийся от отдельной обмотки входного многообмоточного трансформатора.

Классический вариант построения МПЧ с последовательным соединением в выходных фазах АИН с изолированными одинаковыми источниками следует отнести к строго симметричным (рис. 1,а). В каждом из АИН (например  $UZ1$ ) всегда открыты и проводят ток два ключа. При этом имеют место следующие значения выходного напряжения:

- замкнуты  $K1, K2$  или  $K3, K4$  (в зависимости от направления тока)  $U = 0$ ;
- замкнуты  $K1, K4$   $U = +E$ ;
- замкнуты  $K2, K3$   $U = -E$ .

При замыкании соответствующих ключей в каждом из АИН получаем значения выходного напряжения фазы МПЧ  $U_{\text{вых}} = \{0; \pm E; \pm 2E; \dots \pm nE\}$ , а число уровней в кривой фазного напряжения МПЧ  $N = (2n + 1)$ . Число ключей на фазу МПЧ  $k = 4n$ .

Рассмотренная структура силовых цепей (рис. 1) может быть изменена введением между двумя соседними инверторами ( $UZ1$  и  $UZ2$ ) дополнительного источника постоянного тока, который имеет обратную полярность по отношению к источникам инверторов. Таким образом, используя за основу два однофазных инвертора, получаем схему с тремя источниками (рис. 2). Соответствующая принципиальная схема приведена на рис. 3.

Таким же образом может быть получена схема с любым нечётным числом источников

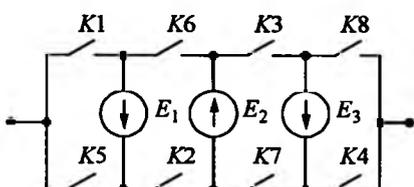


Рис.2. Принцип реализации МПЧ с несимметрией силовых цепей

на фазу. При этом число ключей на фазу МПЧ  $k = 2(n + 1)$ .

Следует отметить, что исходя из рассмотренной схемы может быть получена схема с чётным числом источников. Дополнительный источник (обратной полярности по отношению к соседнему) с дополнительной парой ключей включается в разрыв схемы между входным (выходным) зажимом фазы МПЧ. Дополнительные ключи одноимёнными выводами соединяются с ключами, связывающими дополнительный источник с соседним источником, два других вывода ключей образуют зажим фазы МПЧ. Необходимо отметить, что алгоритмы управления для схемы с нечётным и чётным числом источников несколько различаются.

В отличие от схемы на рис. 1, где каждый источник снабжён своими независимыми от других источников ключами, что позволяет свободно манипулировать их напряжениями в процессе формирования выходного фазного напряжения, предлагаемая схема предполагает детерминированное включение ключей связывающих соседние источники.

Комбинации включения ключей в схеме с тремя источниками при различных уровнях напряжения фазы МПЧ приведены в табл. 1.

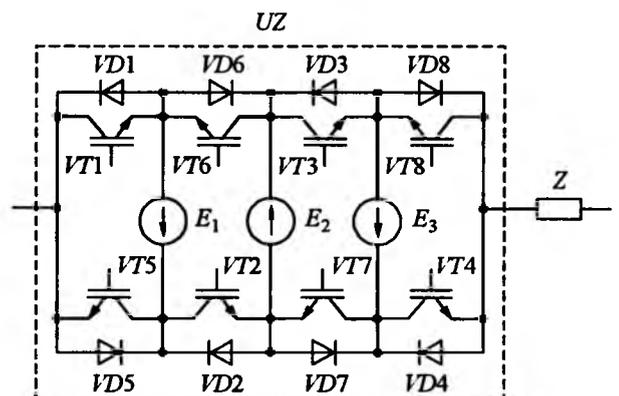


Рис.3. Схема фазы МПЧ с тремя источниками

Таблица 1

## Комбинация замыкания ключей для схемы МПЧ с тремя источниками на фазу

№	$U_{\text{вых}}$	Замкнуты ключи			
1	0	K5	K2	K7	K4
2	$+E_1$	K1	K2	K7	K4
3	$+E_2$	K5	K2	K3	K8
4	$+E_3$	K1	K6	K3	K4
5	$E_1 + E_2$	K1	K2	K3	K8
6	$E_2 + E_3$	K5	K2	K3	K4
7	$E_1 + E_2 + E_3$	K1	K2	K3	K4
8	$E_1 - E_3$	K1	K2	K7	K8
9	0	K1	K6	K3	K8
10	$-E_1$	K5	K6	K3	K8
11	$-E_2$	K1	K6	K7	K4
12	$-E_3$	K5	K2	K7	K8
13	$-E_1 - E_2$	K5	K6	K7	K4
14	$-E_2 - E_3$	K1	K6	K7	K8
15	$-E_1 - E_2 - E_3$	K5	K6	K7	K8
16	$E_3 - E_1$	K5	K6	K3	K4

Анализируя табл. 1 можно заметить, что число возможных комбинаций в отличие от исходной схемы (рис. 1) несколько меньше – так суммируются напряжения только соседних источников и др. Вместе с тем напряжению  $U_{\text{вых}} = 0$  соответствуют две комбинации 1 и 9, а при равных напряжениях источников можно также использовать комбинации 8 и 16. Аналогично имеем несколько комбинаций для первого и второго уровней напряжения.

Важным моментом является переход с одного уровня напряжения на другой. Так, при переходе с нулевого уровня (комбинация 1) на первый (положительный) можно использовать комбинации 2, 3, 4, однако переход к комбинации 2 предполагает переключение ключей только одной пары (K5, K1), в других случаях получаем переключение в двух и трёх парах ключей соответственно. Очевидно, что с точки зрения уменьшения числа коммутаций и снижения потерь в ключах при переходе с уровня на уровень, особенно при использовании метода ШИМ, следует использовать комбинации 1 и 2. При отрицательном выходном напряжении – комбинации 9 и 10. Однако тогда на нулевом уровне неизбежен переход с комбинации 1 на 9, где коммутация осуществляется во всех парах ключей.

Рассмотрим процессы в схеме МПЧ при переключении более чем одной пары ключей, для

чего используем рис. 3. Проблема состоит в том, что переключение транзисторов в парах ключей, соединяющих источники между собой и внешним выводом фазы МПЧ, осуществляется с некоторой задержкой ( $\Delta t$  – "мертвое время") для исключения КЗ, кроме того, временные характеристики ключей неидентичны. Это приводит к искажению формы напряжения – появлению "выбросов" напряжения на интервалах переключения.

Рассмотрим переход с первого уровня ( $U = E_1$  – комбинация 2) на второй ( $U = E_2 + E_3$  – комбинация 6). Процессы в схеме определяются направлением тока в фазе МПЧ, поскольку от этого зависит проводит ток транзистор или диод ключа.

При положительном направлении тока открыты и проводят ток VT1, VT2, VD7, VT4 ( $U = E_1$ ). Переход осуществляется в два этапа:

- снимаются импульсы управления с выходящих из работы ключей K1, K7, VT1 запирается и ток подхватывает диод VD5 (VD7 остаётся открытым); в течение интервала времени  $\Delta t$  напряжение фазы МПЧ  $U = 0$ ;

- подаются импульсы управления на входящие в работу ключи K5, K3, VT3 отпирается и с этого момента времени  $U = E_2 + E_3$ .

При отрицательном направлении тока открыты и проводят ток VT7, VD1, VD2, VD4 ( $U = E_1$ ). Переход также осуществляется в два этапа:

- снимаются импульсы управления с выходящих из работы ключей K1, K7, VT7 запирается и ток подхватывает диод VD3 (VD1 остаётся открытым); в течение интервала времени  $\Delta t$  напряжение фазы МПЧ  $U = E_1 + E_2 + E_3$ ;

- подаются импульсы управления на входящие в работу ключи K5, K3, VT5 отпирается и с этого момента времени  $U = E_2 + E_3$ .

Таким образом, при совпадении направлений напряжения и тока имеем на интервале переключения "провал" на один уровень, при различных направлениях тока и напряжения – "выброс" на два уровня.

Аналогичным образом можно проанализировать варианты переходов с переключением трёх и более ключей. Получаем на интервале переключения соответствующее увеличение искажения формы напряжения. Это особенно проявляется при использовании метода ШИМ, когда переключение с уровня на уровень осуществляется на всех участках кривой выход-

ного напряжения. Таким образом, возникает вопрос о необходимости применения соответствующего выходного фильтра (форма напряжения улучшится, но число коммутаций и потери сохранятся) или разработки специального алгоритма с выбором соответствующих комбинаций, обеспечивающих минимум переключений. Кроме того, применение фильтра при напряжениях 6–10 кВ недешёвое решение.

Рассмотрим один из вариантов алгоритма переключения ключей. Для регулирования напряжения в пределах каждой ступени методом ШИМ выбираем комбинации с одним переключением при переходе с одного уровня напряжения на другой уровень (см. табл. 1).

Для первой ступени положительной полуволны выходного напряжения это комбинации 1 ( $U_{\text{вых}} = 0$ ) и 2 ( $U_{\text{вых}} = +E_1$ ), для второй ступени – 3 ( $U_{\text{вых}} = +E_2$ ) и 6 ( $U_{\text{вых}} = +(E_2 + E_3)$ ), для третьей ступени – 6 ( $U_{\text{вых}} = +(E_2 + E_3)$ ) и 7 ( $U_{\text{вых}} = +(E_1 + E_2 + E_3)$ ).

Для первой ступени отрицательной полуволны выходного напряжения это комбинации 1 ( $U_{\text{вых}} = 0$ ) и 12 ( $U_{\text{вых}} = -E_3$ ), для второй ступени – 11 ( $U_{\text{вых}} = -E_2$ ) и 13 ( $U_{\text{вых}} = -(E_1 + E_2)$ ), для третьей ступени – 13 ( $U_{\text{вых}} = -(E_1 + E_2)$ ) и 15 ( $U_{\text{вых}} = +(E_1 + E_2 + E_3)$ ).

Однако, как показывают осциллограммы (рис. 4), этого недостаточно – “выбросы” сохранились при переходах со ступени на ступень и изменении полярности напряжения.

В общем случае при любом нечётном числе источников в фазе МПЧ алгоритм может быть сформулирован следующим образом:

1. Нулевой уровень напряжения формируется при включении ключей, которые соединяют входной вывод фазы преобразователя с положительными выводами нечётных источников и отрицательными чётных источников и выходным выводом.

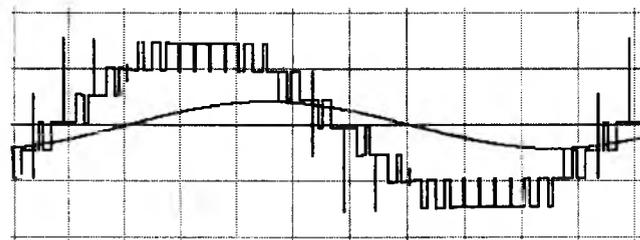


Рис. 4. Осциллограммы напряжения и тока фазы МПЧ

2. При ШИМ регулировании напряжения на первой ступеньке первый положительный и отрицательный уровни формируются соответственно из напряжений первого и последнего источников при переключении соответственно первой и последней пары ключей, которые соединяют источники с входным и выходным выводами фазы.

3. Второй положительный уровень на второй ступеньке формируется соответственно как сумма напряжений предпоследнего и последнего источников, второй отрицательный – как сумма напряжений первого и второго источников. Переход с первой на вторую ступеньки осуществляется с нулевого уровня. При ШИМ регулировании напряжения на второй ступеньке первый положительный и отрицательный уровни формируются соответственно из напряжений предпоследнего и второго источников.

4. Третий положительный уровень на третьей ступеньке формируется соответственно как сумма напряжений первого, предпоследнего и последнего источников, третий отрицательный – как сумма напряжений первого, второго и последнего источников. Переход с второй на третью ступеньки осуществляется со второго уровня. При ШИМ регулировании напряжения на третьей ступеньке второй положительный и отрицательный уровни формируются соответственно п. 3.

5. Четвёртый положительный уровень на четвёртой ступеньке формируется соответственно как сумма напряжений второго, третьего, предпоследнего и последнего источников, четвёртый отрицательный – как сумма напряжений первого, второго, предпоследнего и предшествующего ему источников. Переход с третьей на четвёртую ступеньки осуществляется со второго уровня. При ШИМ регулировании напряжения на четвёртой ступеньке третий положительный и отрицательный уровни формируются соответственно как сумма напряжений второго, третьего и предпоследнего источников.

6. Следующие уровни и переходы осуществляются аналогично: чётные – п. 3, 5, нечётные – п. 1, 2, 4.

7. По переднему фронту каждой ступеньки выходного напряжения формируются два дополнительных кратковременных импульса, которые следуют один за другим (второй по зад-

нему фронту первого). Дополнительный импульс также формируется в моменты смены полярности заданного синусоидального напряжения. По первому импульсу устанавливается комбинация ключей, определяющая уровень, с которого должен осуществляться переход, по второму импульсу – уровень, на который осуществляется переход. По импульсу смены полярности принудительно устанавливается комбинация, соответствующая нулевому уровню.

Таким образом, в процессе формирования каждого уровня напряжения и при переходе с одной ступеньки выходного напряжения на другую используются те источники и соответствующие им пары ключей, чтобы при смене уровня переключалась только одна пара ключей. При этом в режиме ШИМ работают поочередно две пары ключей – первая и последняя, что выравнивает их тепловую нагрузку.

Следует отметить, что совмещение функций ключей, соединяющих соседние источники ( $K3, K6, K7, K3$ ), обуславливает удвоенное напряжение на них, поскольку источники в контуре коммутации соединены последовательно и согласно. В то же время первая и последняя пара ключей ( $K1, K5$  и  $K4, K8$ ), образующие выходные зажимы фазы МПЧ коммутируют напряжение только одного источника.

Некоторые особенности имеют принципы построения системы управления МПЧ.

Традиционными методами управления МПЧ являются многоуровневая и мультиплексорная ШИМ [1]. Формирование напряжений управления ключами каждого АИН осуществляется путем сравнения треугольного напряжения  $U_{\text{тр}}$  несущей частоты (600 Гц – 20 кГц) и заданного синусоидального  $U_{3.c}$ . Соответствующие импульсы формируются при превышении значения одного из этих напряжений и подаются на соответствующие ключи схемы, обеспечивая однополярную модуляцию выходного напряжения.

При многоуровневой ШИМ несущие напряжения сдвинуты относительно друг друга по уровню (по вертикали), а  $U_{3.c}$  имеет амплитуду в  $n$  раз больше амплитуды  $U_{\text{тр}}$  (для максимального напряжения на выходе).

При мультиплексорной ШИМ (используется только для каскадных МПЧ) каждый АИН в фазе формирует ШИМ напряжение в соответствии с общим для данной фазы  $U_{3.c}$ . Напря-

жения отдельных АИН в фазе суммируются, образуя результирующее выходное напряжение ступенчатой формы с ШИМ огибающей. Напряжения  $U_{\text{тр}}$  для разных АИН сдвинуты по фазе на угол  $\theta = 2\pi/n$ . Для исключения одновременной коммутации несущие напряжения двух других фаз сдвинуты друг относительно друга на угол  $\varphi = 2\pi/(3n)$ .

Следует отметить, что рассмотренным методам присущ общий недостаток – АИН в фазах ПЧ при мультиплексорной ШИМ весь период выходного напряжения и часть периода при многоуровневой ШИМ работают в режиме переключений с частотой модуляции. Это обуславливает дополнительные потери в схеме.

Многоуровневая ШИМ для применения в рассматриваемой схеме в принципе подходит. Но более удобным являются методы, которые рассмотрены ниже, поскольку содержат в себе функцию квантования по уровню, что даёт возможность фиксировать моменты перехода с уровня на уровень. В силу детерминированности управления ключами фазы несимметричного МПЧ прямое применение рассмотренных методов невозможно.

На рис. 5 показана типичная форма напряжения фазы МПЧ. Подобный же результат в плане кривой выходного напряжения может быть достигнут при использовании метода квантования синусоиды задания по уровню с дискретностью, соответствующей напряжению источника  $E$ . В этом случае синусоида заменяется ступенчатой кривой ( $u_{\text{ст}}$  на рис. 5), а ошибка квантования  $u_{\text{о.к}} = (u_1 - u_{\text{ст}})$  отрабатывается методом ШИМ напряжения первого или пос-

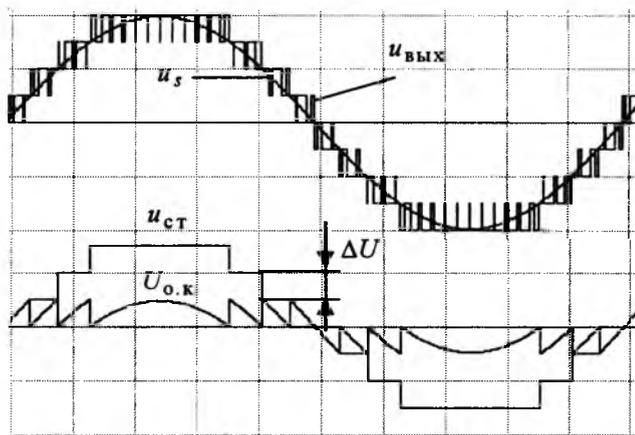


Рис. 5. Квантование синусоиды с ошибкой

ледного источника при переключении первой или последней пары ключей образующих выходные зажимы фазы МПЧ. При этом остальные пары ключей, соединяющих источники работают как переключатели с частотой основной гармоники, что позволяет использовать вместо транзисторов тиристоры. Соответственно снижаются и потери на переключение в них.

Метод ШИМ вообще можно исключить, используя более точный принцип квантования по уровню из условия равенства на интервале квантования площадей синусоиды и аппроксимирующего её прямоугольника (рис. 6). При упрощении – замене на интервале квантования участка синусоиды на прямую линию – этот метод может быть достаточно просто реализован сдвигом уровней квантования на  $\Delta = E/2$ . При этом система управления включает в себя блок дискретизации по уровню и блок распределения импульсов. Блок дискретизации осуществляет сравнение по уровню синусоиды задания  $U_{3,c}$  (рис. 6) с напряжениями  $U_1, U_2, U_3$  (уровни квантования) и формирует импульсы, определяющие длительность соответствующего уровня. Эти импульсы в блоке распределения определяют соответствующую комбинацию ключей и формируют соответствующую последовательность импульсов управления на ключи схемы.

Для оценки эффективности применения такого метода квантования был произведен гармо-

нический анализ напряжения на фазе нагрузки МПЧ с 13 уровнями напряжения и, соответственно, 6 уровнями квантования для максимальной амплитуды и в процессе её регулирования, когда число уровней уменьшается. Исследования проводились для двух вариантов – однофазного и трёхфазного МПЧ (индекс 3) без нулевого провода. Результаты приведены в табл. 2 (напряжения приведены в относительных единицах по отношению к напряжению  $E$ ). Качество  $U_{вых}$  оценивалось общим коэффициентом нелинейных искажений (%), определяемым отношением действующего значения  $n$  высших гармоник к действующему значению первой гармоники фазного напряжения:

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{k=2}^n U_k^2}}{U_1}$$

Для сравнения аналогичные данные для трёхфазного варианта ПЧ, использующего квантование с ШИМ, приведены в табл. 3. Здесь следует отметить, что отсутствие нулевого провода оказывает благотворное влияние на гармонический состав напряжения на нагрузке, что отражает и изменение его формы (рис. 7). На рис. 7 приведены осциллограммы синусоидального задающего напряжения  $U_{3,c}$  при относительной амплитуде его 4,4 (максимальное значение 6) и  $U_{вых}$  – фазного напря-

Таблица 2

Результаты гармонического анализа

$U_{зад}$	7,50	7,00	6,50	6,0	5,80	5,50	5,00	4,60	4,00	3,30	2,0	1,3	1,0
$U_m$	6,72	6,56	6,37	6,0	5,87	5,37	5,04	4,63	4,04	3,19	2,02	1,19	1,12
THD	9,34	6,98	4,95	4,8	4,9	5,4	7,67	7,2	5,21	9,72	12,3	25,5	21,5
$U_{m3}$	6,7	6,58	6,38	5,98	5,89	5,38	5,04	4,62	4,04	3,2	2,0	1,19	1,12
THD <sub>3</sub>	5,0	4,79	3,77	4,3	3,55	4,84	7,32	6,47	4,17	7,98	11,8	13,3	21,5

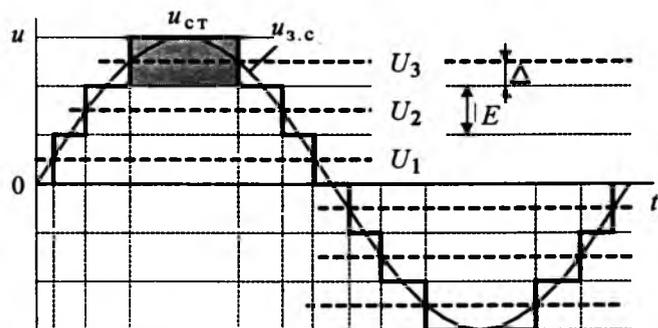


Рис. 6. Квантование синусоиды с усреднением

Таблица 3

Квантование с ШИМ

$U_{зад}$	6,0	3,0	1,0
$U_{m3}$	5,97	2,97	0,997
THD <sub>3</sub>	8,73	15	49,7

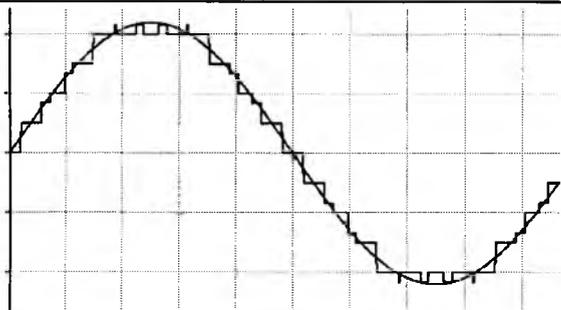


Рис.7. Осциллограммы заданного и фактического напряжений на нагрузке

жения на нагрузке. Ошибка по основной гармонике (табл.2) составляет несколько процентов, что вполне допустимо.

Благоприятным является и заметное снижение ТНД в сравнении с методом использующим ШИМ. Исключение ШИМ позволяет снизить требования к ключам схемы и перейти взамен транзисторов к тиристорам, а также снизить потери на переключение в схеме.

Следует отметить также возможность увеличения выходного напряжения МПЧ "перемодуляции" примерно на 20% практически без ухудшения гармонического состава в системе без "нулевого" провода (см. табл.2 при  $U_{\text{зад}} > 6$ ).

В данном случае форма кривой фазного напряжения на нагрузке практически не искажается, а амплитуда его продолжает расти (рис.8). Как видно из рис.8, форма фазного напряжения МПЧ и фазного напряжения нагруз-

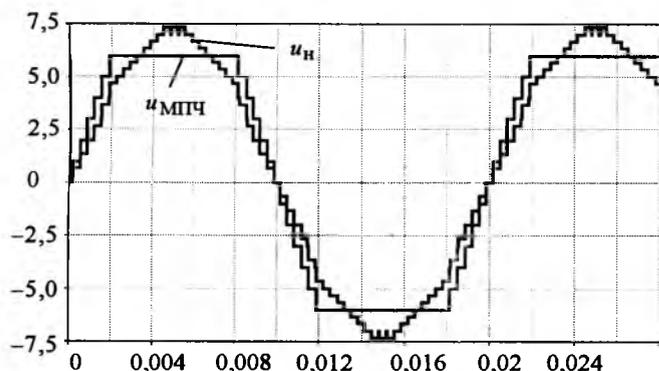


Рис.8. Осциллограммы напряжений фазы МПЧ и нагрузки

ки различаются и, если напряжение МПЧ строго определено, то на нагрузке форма напряжения такая, "как получится". Это подтверждает возможность обратного подхода к управлению МПЧ – формированием напряжения на нагрузке подобно тому, как это реализуется при векторной ШИМ. Однако реализация такого алгоритма достаточно сложна, что является предметом отдельного исследования.

### Выводы

1. Предложенная схема каскадного многоуровневого МПЧ с несимметрией силовых цепей позволяет существенно уменьшить количество ключей в схеме преобразователя (вместо  $4n$  ключей используется  $2(n + 1)$ ) при сохранении числа уровней  $n$ .

2. Использование в МПЧ методов квантования по уровню вместо методов, базирующихся на ШИМ, позволяет уменьшить потери переключения в схеме и несколько улучшить гармонический состав выходного напряжения. При этом также снижаются требования к приборам, использующимся в качестве ключей.

3. Наиболее полно возможности МПЧ в плане качества выходного напряжения могут быть реализованы при использовании принципов управления с формированием напряжения на фазах нагрузки.

### Список литературы

1. Jose Rodriguez, Jih-Sheng Lai, Fang Zheng Peng. Multilevel Inverters: A Survey of Topologies, Controls and Applications // IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2002. Vol. 49, № 4, P. 724–738.
2. J. Song-Manguelle, S. Mariethoz, M. Veenstra, A.Rufer. Generalized Design Principle of a Uniform Step Asymmetrical Multilevel Converter For High Power Conversion. EPE 2001 - Graz.
3. J. Song-Manguelle, A. Rufer. Asymmetrical multilevel inverter for large induction machine drives. EDPE, 3–5 October 2001. P. 101–107.

**Шавёлкин Александр Алексеевич** – заместитель заведующего кафедрой "Электротехника" Донецкого национального технического университета (ДонНТУ), канд. техн. наук, доц. Окончил Донецкий политехнический институт в 1978 г. по специальности "Электропривод и автоматизация промышленных установок". Кандидатскую диссертацию защитил в 1988 г. в Одесском политехническом институте.

# Программа развития специальной электроэнергетики на период до 2015 года

КРИТЕНКО М.И., ИСАЕВ В.М., СТЕПАНОВ Ю.И.

*Дана краткая характеристика состояния развития специальной электроэнергетики в стране и за рубежом и сформулированы основные требования к специальной электроэнергетике для различных образцов техники нового поколения. Изложены основные цели развития специальной электроэнергетики на период до 2015 г. и определены задачи для достижения указанных целей.*

Исследования показывают, что уровень развития специальной техники и вооруженных сил в целом для любой экономически развитой страны в первую очередь зависит от уровня их электроэнергетического обеспечения. В объеме энергоресурсов (электрическая энергия, природный газ, дизельное и ракетное топливо, смазочные материалы и др.), потребляемых вооруженными силами развитых стран мира, на долю электрической энергии приходится более 40 %. При этом, например, в США в программе "Армия XXI века" раздел развития специальной электроэнергетики представлен в виде отдельного самостоятельного направления, в соответствии с которым в ближайшее время энерговооруженность на одного военнослужащего планируется довести до 15 – 20 кВт, что значительно выше существующего уровня в нашей стране. Аналогичная задача по программному развитию специальной электроэнергетики ставится и для Вооруженных Сил России.

Электроэнергетика является основой развития и модернизации средств специальной техники и определяет тактико-технические характеристики практически всех объектов, начиная от индивидуальной экипировки солдат до боевого оснащения подразделений, частей и соединений в целом, от легкого стрелкового вооружения до ракетных комплексов, подводных и надводных кораблей, космических аппаратов, пунктов боевого управления и других объектов.

Специальная электроэнергетика представляет сложные взаимосвязанные системы электроэнергетического обеспечения жизнедеятельности армии и флота в мирное время и в боевой обстановке. Она охватывает широкий

*The brief characteristic of a development condition of special electric power industry in the country and abroad is given and the basic requirements to special electric power industry for various samples of technical equipment of new generation are formulated. The basic purposes of development of special electric power industry for the period till 2015 are stated and problems for achievement of the specified purposes are determined.*

спектр устройств генерирования, преобразования, передачи, распределения, коммутации электроэнергии потребителям, объединенных в системы электроснабжения (СЭС). Уровень развития вооружения, вооруженных сил в целом для любой экономически развитой страны, в первую очередь, зависит от уровня их электроэнергетического обеспечения. Поэтому специальная электроэнергетика является фундаментом развития и модернизации вооружения и входит в перечень основных базовых технологий.

Одними из основных систем практически всех образцов специальной техники являются СЭС. От уровня их развития зависят прежде всего такие важнейшие тактико-технические и эксплуатационные характеристики (ТТХ), как энерговооруженность, мобильность, живучесть, эффективность функционирования и надежность (рис. 1). В настоящее время на долю СЭС в отечественных образцах специальной техники приходится до 30–40 % оборудования. Непроизводительные потери электроэнергии в самих системах достигают 60 % и более. До 50 % всех неисправностей и отказов техники происходит по вине СЭС и средств вторичного электропитания радиоэлектронной аппаратуры (РЭА).

Первичные СЭС разрабатываемых образцов и комплексов, в основном, продолжают строиться по традиционным принципам с использованием, как правило, электротехнических изделий, соответствующих уровню разработок начала 80-х годов прошлого века. При этом на фоне прогрессирующего развития радиоэлектронных средств и их компонентов, внедрения перспективных требований к построению аппа-



Рис.1. Место электроэнергетики в специальной технике и её влияние на ТТХ:

СРЭЭ – система распределения электроэнергии (ЭЭ); СГПЭЭ – система генерирования (преобразования) ЭЭ; ИЭЭ – источники ЭЭ; ПЭЭ – преобразователи ЭЭ; СБП – система бесперебойного питания; СПЭЭ – система приёмников ЭЭ; СВЭП – система вторичного электропитания; СЭС – система электроснабжения; САУ и Д – система автоматического управления и диагностики; СР – система регулирования; ИТП – инженерно-технический персонал

ратуры через систему вновь разработанных нормативных документов (комплексов государственных военных стандартов "Мороз-6" и "Климат-7") облик и технический уровень электроэнергетических систем средств специальной техники и электрооборудования практически не меняется. Имеются случаи применения в электрооборудовании создаваемых образцов специальной техники не новых разработок электротехнических изделий, а их предыдущих аналогов, разработанных 20 – 30 лет назад.

Требования по назначению СЭС средств специальной техники в большинстве случаев не пересматривались более 15 – 20 лет и уже не удовлетворяют современному уровню развития электроэнергетических комплексов. Существующие требования к значениям параметров и показателей качества электрической энергии, предъявляемые к СЭС на их выходе, не соответствуют необходимому уровню качества электропитания приёмников электрической энергии (радиоэлектронной аппаратуры, приборов, приводов, светотехнического оборудования и т. п.). Такое несоответствие не способствует решению проблемы электромагнитной совместимости СЭС и радиоэлектронных средств.

Кроме того, обострение проблемы электромагнитной совместимости СЭС образцов спе-

циальной техники и радиоэлектронной аппаратуры из-за невозможности обеспечения существующими средствами требуемого качества электрической энергии в сетях питания приводит к снижению эффективности выполнения современных задач. Увеличивается время прицеливания и снижается точность средств поражения, растут ошибки при выводе летательных аппаратов в заданную точку. Ухудшается надёжность и оперативность управления войсками.

Технический уровень отечественных изделий специальной электроэнергетики по значительному ряду показателей уступает уровню лучших зарубежных аналогов:

- по удельным характеристикам электромеханических источников питания – в 1,5 – 2 раза;
- по мощным импульсным системам (с энергией более 100 кДж/кг) – на 5–7 лет;
- по удельной энергии химических источников тока (ХИТ) – в 1,5 – 2 раза;
- по массогабаритным характеристикам электрических машин и приводов средней и большей мощности – в 1,2 – 1,5 раза;
- по удельной выходной мощности источников вторичного электропитания – в 2–3 раза;
- по количеству срабатываний низковольтной и высоковольтной коммутационной аппаратуры – более чем в 10 раз.

Несмотря на такое состояние с разработкой и производством электроэнергетических систем и их компонентов, требования по энерговооружённости современных образцов техники продолжают неуклонно возрастать. Так, за последнее время требования по энерговооружённости бронетанковой техники возросли в 3 – 4 раза, надводных кораблей – в 1,5 – 2 раза, авиационной техники – в 2 – 4 раза, космических аппаратов – в 2 – 3 раза. Это приводит к необходимости, главным образом, не модернизации существующих, а создания нового поколения источников электроэнергии с высокими удельными энергетическими характеристиками при жёстких ограничениях на массогабаритные показатели, а также энергосберегающих компонентов СЭС – преобразующих, распределительных, защитно-коммутационных устройств, а также самих потребителей электроэнергии.

Неудовлетворительное положение со специальной электроэнергетикой усугубляется ещё и тем обстоятельством, что существующие СЭС, их составные части, средства вторичного электропитания характеризуются достаточно низким уровнем унификации базовых структур построения. Не уменьшается разнотипность используемых компонентов электроэнергетических систем. Практически не внедряются принципы модульного построения СЭС на основе универсальных комплектных составных частей и базовых модулей межвидового и видового назначения.

Одной из серьёзных проблем в развитии специальной электроэнергетики является наличие большого количества слабо увязанных между собой нормативных документов, регламентирующих разработку электроэнергетических систем. При создании СЭС для различных образцов специальной техники продолжают учитываться, прежде всего, специфические узкоцелевые требования, традиции аппаратостроения отдельных отраслей и предприятий промышленности, что затрудняет процесс оптимизации типовых структур построения СЭС и их составных частей.

Решение перечисленных проблем в области совершенствования и создания принципиально новой специальной электроэнергетики возможно только при её программном развитии в обеспечение всех силовых министерств и ведомств. Поэтому в настоящее время сформи-

рована комплексная целевая программа развития специальной электроэнергетики, предусматривающая создание универсальных комплектных составных частей и базовых модулей, являющихся основой построения СЭС специальных объектов (рис.2).

Аналогичный подход существует и в других странах мира.

Развитие специальной электроэнергетики за рубежом происходит как в направлении совершенствования систем электроснабжения, так и в направлении создания принципиально новых систем с компонентами, использующими нетрадиционные принципы генерирования, преобразования, накопления и распределения электроэнергии.

Основными задачами при совершенствовании существующих СЭС зарубежных средств являются:

1. Обеспечение бесперебойным электроснабжением приёмников электрической энергии, в том числе в условиях войны с применением ядерного оружия (например, для стратегических ракетных комплексов). Для бесперебойного электроснабжения в любых условиях эксплуатации предусматривается реализовать принцип автоматической реконфигурации СЭС в реальном масштабе времени в зависимости от её текущего состояния, работоспособности (наличия отказов, аварий или боевых повреждений) и установленной электрической нагрузки. В этих целях намечено сократить время на автоматическую идентификацию и локализацию аварий в электросети до нескольких микросекунд и обеспечить возобновление энергообеспечения ответственных потребителей в течение 10 мс. Таких результатов планируется достигнуть благодаря использованию интегральных схем коммутации с высокой (до 70 кГц) частотой переключения, а также специально разработанных алгоритмов управления и информационно-вычислительных моделей системы.

2. Широкое внедрение перспективных источников электроэнергии, таких как энергоустановки на базе электрохимических генераторов (ЭХТ), в объекты морской, космической и наземной техники. Особая привлекательность этих энергоустановок связана с возможностью прямого использования в качестве топлива дешёвого, экологически чистого и весьма доступного метана. В настоящее время американская



мощность преобразователей до 250 кВт. Дальнейшее развитие мощных полупроводниковых приборов, в том числе уменьшение потребляемой мощности и повышение их быстродействия до 0,25 мкс, предполагается осуществить по пути создания тонкоплёночных тиристоров с МНОП-структурой (металл-нитрид-окисел-полупроводник) и быстрозапираемых полевых тиристоров ФТО.

Кроме этого, за рубежом рассматриваются вопросы создания принципиально новых электроэнергетических систем.

Одним из перспективных направлений разработки технологий гиперзвукового полёта считается исследование возможности использования магнитогидродинамических (МГД) процессов в целях улучшения лётно-технических характеристик гиперзвукового летательного аппарата (ГЛА) и обеспечение бортовых систем электрической энергией. Принципиально новая концепция использования МГД-систем (МГД-генератора и МГД-ускорителя) основана на активном энергетическом взаимодействии ГЛА с набегающим воздушным потоком. Получение электрической энергии в МГД-генераторе основано на возникновении электрического тока при движении ионизированного газового потока в магнитном поле. Считается, что при реализации данной концепции, будет достигнута энерговооружённость, существенно превосходящая аналогичный параметр существующих систем. Проведённые расчёты подтверждают возможность создания источников электрической энергии мощностью десятки мегаватт, с требуемыми массогабаритными характеристиками.

Другим важным перспективным направлением является создание систем электроснабжения средств специальной техники с интегрированной системой электродвижения (СЭД). Например, в рамках создания перспективного авианосца проводятся исследования по разработке корабельной электроэнергетической системы с интегрированной СЭД, которая позволит более эффективно регулировать энергообеспечение корабельных потребителей в соответствии с текущими требованиями нагрузки. Данная схема рассматривается британскими специалистами в качестве одного из основных средств снижения уровня шумов авианосца и расхода топлива.

За рубежом большое внимание уделяется вопросам применения сверхпроводниковых компо-

нентов СЭС и СЭД. Например, исследования по повышению характеристик корабля типа "SPRUANCE" с энергетическими установками ГТУ и сверхпроводниковой СЭД показывают, что по сравнению с традиционной системой снижается масса корпуса на 12 %, энергоустановки – на 30 %, вспомогательных систем – на 8 %, уменьшается водоизмещение баков для топлива на 25 %, снижается стоимость разработки на 9 %, уменьшаются эксплуатационные расходы при 20-летнем сроке службы корабля на 5,6 %.

Кроме перечисленных направлений за рубежом большое внимание уделяется и другим вопросам совершенствования СЭС и их составных частей.

В настоящее время сформированы современные требования к специальной электроэнергетике отечественных объектов.

Высокие требования к перспективным образцам и комплексам, включая повышение энерговооружённости, манёвренности, надёжности, эффективности функционирования, снижение массогабаритных характеристик, заметности, расхода топлива, связаны с созданием высокоинтегрированных помехозащищенных высокоэкономичных систем электроснабжения и их составных частей. Общими требованиями к компонентам СЭС являются:

- увеличение удельной объёмной мощности источников электрической энергии в 4 – 5 раз и достижение значений порядка  $20 \text{ кВт/м}^3$ ;
- снижение времени запуска в 1,5 – 2 раза и достижение времени готовности не более 15 мин;
- снижение расхода топлива источниками электрической энергии в 1,2 – 1,4 раза и достижение значения  $260 \text{ г/кВт}\cdot\text{ч}$ ;
- повышение ресурса в 3 – 4 раза и достижение значения 20 000 ч;
- снижение объёма номенклатуры применяемых составных частей и модулей СЭС в 2 – 2,2 раза.

Исходя из перечисленных требований, основными целями развития специальной электроэнергетики на период до 2015 г. являются:

- повышение боевых возможностей подразделений, частей и соединений армии и флота, стоящих и принимаемых на вооружение образцов техники за счёт увеличения их энерговооружённости, внедрения новейших принципов автоматизации управления функционирования СЭС без обслуживающего персонала, диагностиро-

вания неисправностей компонентов СЭС и оценки их технического состояния;

– снижение вероятности наступления нестандартных ситуаций на основе комплексного решения проблем электро-, пожаро- и взрывобезопасности за счёт внедрения в войска более безопасных компонентов СЭС средств специальной техники, использования новых материалов, применения современных систем контроля, увеличения быстродействия защитных устройств;

– повышение маневренности и оперативности действия средств специальной техники за счёт снижения массогабаритных показателей электроэнергетики нового поколения;

– увеличение живучести, долговечности и ремонтпригодности средств специальной техники и одновременно снижение расходов на создание (за счёт резкого уменьшения количества дублирования близких по параметрам разработок), техническое обеспечение, ремонт и утилизацию на основе широкого внедрения модульных принципов построения СЭС с использованием, прежде всего, межвидовых и видовых универсальных частей и базовых модулей, позволяющих обеспечить взаимозаменяемость и совместимость как в СЭС конкретного объекта, так и между различными объектами;

– повышение автономности электроснабжения стационарных и подвижных комплексов до 20 сут и более, космических аппаратов – до 10 – 12 лет, непрерывности электроснабжения ответственных приёмников электроэнергии специального назначения – в несколько раз;

– увеличение энергосбережения и сокращение эксплуатационных расходов за счёт оптимизации структур построения СЭС, повышения КПД компонентов СЭС, увеличения ресурса источников электроэнергии, использования новых принципов и средств преобразования, распределения и передачи электрической энергии потребителям;

– сокращение количества разнотипных СЭС, применяемых в специальной технике, за счёт разработки и внедрения базовых структур построения СЭС, близких по классу и группам исполнения.

Для достижения этих целей определены следующие задачи в развитии специальной электроэнергетики:

– унификация и стандартизация базовых структур систем электроснабжения средств

специальной техники и вторичного электропитания радиоэлектронной аппаратуры на основе их построения по модульным принципам открытой архитектуры;

– разработка комплекса нормативных документов Министерства обороны, регламентирующих взаимосвязанные требования к системам электроснабжения средств специальной техники и нормы качества электрической энергии в СЭС радиоэлектронной аппаратуры и других приёмников электроэнергии;

– разработка конструктивно-технологической базы создания многофункциональных модулей и электротехнических изделий межвидового назначения в обеспечение построения систем электроснабжения средств специальной техники нового поколения с высоким качеством электропитания;

– создание взаимосвязанных типажей на источники (преобразователи) электрической энергии, универсальную комплектную защитно-коммутационную и распределительную аппаратуру, средства вторичного электропитания, системы контроля, управления и диагностики;

– разработка серий универсальных комплектов распределительных устройств и базовых модулей межвидового и видового назначения в обеспечение создания модульных систем электроснабжения средств специальной техники нового поколения;

– поиск путей создания высокоэффективных источников электрической энергии, энергосберегающих изделий специальной электроэнергетики с использованием новых физических принципов построения и конструктивно-технологической базы в обеспечение разработок средств специальной техники на период до 2015 г. и далее;

– разработка опытных образцов специальной техники, в которых предполагается использование нетрадиционных для Вооруженных Сил и других силовых структур технологий генерирования, преобразования и передачи электроэнергии, в том числе с применением компонентов СЭС на новых физических принципах.

Приоритетными задачами развития специальной электроэнергетики в рассматриваемый период являются:

*в области систем электроснабжения специальных средств*

– обоснование и оптимизация структурных схем построения систем электроснабжения, их

составных частей в обеспечение разработки и модернизации специальных объектов;

– разработка методов математического моделирования эффективности функционирования (при различных режимах работы) составных частей СЭС и установление их функциональных задач и основных параметров, что позволит определить наиболее уязвимые участки системы для токов КЗ, условия возможных нарушений устойчивости системы, выработать предложения по наиболее рациональному размещению элементов электрической защиты;

– разработка алгоритмов управления функционирования СЭС при нормальной её работе и выходе за установленные в технических условиях значения параметров СЭС (в аварийных и нештатных ситуациях);

– разработка типовых алгоритмов устойчивого обеспечения электроэнергией потребителей по степени важности при выполнении боевой задачи и выживания личного состава в аварийных ситуациях;

– разработка унифицированных серий электрических фильтров, предназначенных для обеспечения электроэнергией повышенного качества ответственных приёмников в специальных объектах при минимальных массогабаритных показателях и минимальной стоимости;

– создание единой нормативной базы по разработке, производству и поставкам универсальных составных частей, модулей и элементов СЭС специальных средств, систем коммуникации, средств управления, контроля и диагностики для обеспечения требуемого уровня качества и надёжности;

*в области электромеханических источников электрической энергии*

– разработка унифицированных базовых модулей "двигатель-генератор", обеспечивающих оптимизацию источников электрической энергии (ИЭЭ) межвидового назначения, создание номенклатуры ИЭЭ с требуемым техническим уровнем при минимальных затратах на их производство и эксплуатацию;

– снижение массогабаритных характеристик встраиваемых электроагрегатов в 2 раза и обеспечение однопливности специального объекта и его ИЭЭ;

– повышение надёжности и экономичности базовых дизель-генераторов в 1,4 и 1,2 раза соответственно;

– повышение ресурса стационарных электроагрегатов длительного использования в 2 – 3 раза;

– снижение потребления горюче-смазочных материалов (ГСМ) (в 2 – 2,5 раза) для электроснабжения удалённых специальных объектов за счёт использования теплоэлектростанций с утилизацией теплоты;

– повышение удельных характеристик ИЭЭ, необходимых для Вооружённых Сил, в среднем в 1,4 раза, малогабаритных встраиваемых дизельных электроагрегатов – в 2,2 раза, газотурбинных электроагрегатов – в 1,2 раза, передвижных дизельных электростанций – в 1,8 раза;

*в области физических источников тока*

– разработка, серийное освоение и внедрение новых видов источников и накопителей электроэнергии;

– обеспечение создания интегрированных систем электроснабжения с развитой системой контроля, управления, диагностики технического состояния систем электроснабжения и их компонентов;

– обеспечение живучести, долговечности, длительной автономности, скрытности и надёжности работы за счёт применения источников электрической энергии, работающих на возобновляемых энергоресурсах;

– снижение в 2 – 3 раза расхода углеводородного топлива, а в отдельных видах специальной техники исключение его потребления за счёт использования источников электрической энергии, работающих на нетрадиционных технологиях генерирования электрической энергии (возобновляемых энергоресурсах);

*в области высоковольтных систем электропитания специальных комплексов*

– разработка комплексной концепции сооружения крупных сверхпроводящих магнитных систем с высокой плотностью тока и магнитной индукцией до 10 Тл на основе теоретического и экспериментального исследования стабильности сверхпроводящих магнитов с высокой плотностью тока в проводе, характеристик возникающих в них возмущений и переходных процессов в таких магнитах;

– экспериментальное обоснование методов расчёта и рекомендаций по проектированию сверхпроводящих индуктивных накопителей энергии с высокой плотностью энергии (до 30 кДж/кг);

– разработка технических требований к материалам, предназначенным для использования в СПИН, криогенных источников питания, сверхпроводниковых гребных электрических установках, а также базовых технологий изготовления обмоток криогенных источников питания, сверхпроводниковых гребных электрических установок;

– разработка рекомендаций по выбору и применению высоковольтных систем электропитания, источников и накопителей электроэнергии, других базовых модулей в специальных комплексах нового поколения;

– разработка автономных малогабаритных криогенных источников питания мощностью 5 МВ·А, сверхпроводящих индуктивных накопителей энергии с объёмной плотностью запасаемой энергии 40 МДж/м<sup>3</sup>, высоковольтных источников питания импульсного и непрерывного режима со средней мощностью до 30 кВт, базовых модулей и элементной базы для высоковольтных источников питания, СВЧ модулей на основе пучково-импульсных приборов со средней мощностью до 30 кВт;

*в области комплектных распределительных устройств электроэнергетики*

– разработка универсальных распределительных щитов межвидового и видового назначения (главного распределительного, распределительного, генераторного, управления) с функциями диагностики контроля и управления СЭС средств специальной техники нового поколения;

– разработка интегрированных микропроцессорных устройств защиты СЭС переменного тока (токовых защит фидера, быстродействующих селективных защит фидера, свето-, плазмодуговых и дифференциальных защит шин, устройств контроля напряжений и частоты на шинах, частотной разгрузки, устройств защиты двигателей, выпрямителей, инверторов, систем электродвижения, генераторов);

– разработка интегрированных микропроцессорных устройств защиты СЭС постоянного тока (токовых защит фидера, быстродействующих селективных защит фидера, дифференциально-токовой защиты шин, плазмо- и светодуговых защит шин, двигателя, инвертора, генератора (аккумуляторной батареи), блока управления переключателей сети и питания);

– разработка устройств неселективного и

селективного контроля изоляции низковольтных СЭС переменного, постоянного и смешанного типов, неселективного и селективного контроля изоляции высоковольтных СЭС переменного тока, температурного контроля электрических аппаратов (двигателей, генераторов, трансформаторов), устройства мониторинга сопротивления изоляции и температуры генераторов переменного и постоянного тока, аккумуляторных батарей и шин;

*в области систем бесперебойного питания*  
создание оптимальной номенклатуры СБП, обеспечивающих:

– стабилизацию выходных напряжений;  
– двухстороннюю фильтрацию импульсных помех как из сети в нагрузку, так и из нагрузки в сеть;

– снижение кратковременных высоковольтных выбросов до 4 кВ и длительностью 5/50 нс, перекрёстных помех – на 60 дБ;

– подавление всплесков напряжения длительностью до нескольких миллисекунд, помех, вызванных грозовыми разрядами, и коммутационных перенапряжений с 2 кВ до единиц вольт;

– повышение КПД до 85 %;

– синусоидальную форму выходных напряжений при любой форме входного напряжения, в том числе и прямоугольной;

– защиту от утечки информации в широком диапазоне частот, в том числе и самых низких, благодаря значительной накопленной электромагнитной энергии резонансного контура, превышающей в несколько раз энергию, отдаваемую в нагрузку;

– высокую степень гальванической развязки между входом и выходом (ёмкость между входной и выходной обмотками единицы пикофарад);

– автоматическую защиту нагрузки от КЗ и перегрузок, в том числе и собственных полупроводниковых ключей инверторов, а также защиту сети от динамики токов нагрузки;

– повышение надёжности блоков силовой преобразовательной техники и средств гарантированного энергообеспечения;

– безразрывное переключение питания нагрузки с основной сети на резервный источник при пропадании напряжения основной сети и обратно при её восстановлении за счёт сохранения электромагнитной энергии в резонансном

контуре в течение 8 – 16 мс после пропадания напряжения основной сети;

*в области полупроводниковых преобразователей электроэнергии*

– создание унифицированных серий базовых преобразователей электроэнергии в модульном исполнении межвидового назначения;

– создание типовых рядов статических преобразователей мощностью до 50 кВт в обеспечение разрабатываемых и модернизируемых комплексов наземного, морского, авиационного, космического базирования, полевых подвижных объектов связи и управления;

– создание комплектных зарядных средств аккумуляторных батарей нового поколения, внедряемых в технику;

*в области создания средств контроля, измерений и испытаний*

– создание научно-методических рекомендаций по разработке и проектированию современных автоматизированных интеллектуальных комбинированных средств измерения показателей качества электрической энергии;

– создание многофункциональных перепрограммируемых приборов для измерения, регистрации, автоматизированной обработки и анализа показателей КЭЭ в обеспечение испытательных центров (лабораторий), предприятий – разработчиков и изготовителей аппаратуры, специальных объектов нового поколения;

– создание унифицированного ряда имитаторов КЭЭ в сетях постоянного и переменного тока

в обеспечение испытательных центров (лабораторий), предприятий – разработчиков и изготовителей аппаратуры, эксплуатирующих вооружение войсковых частей и организаций.

Программное развитие специальной электроэнергетики и достижение поставленных задач позволит решить многие накопившиеся проблемы в области качественного энергообеспечения специальной техники нового поколения.

**Критенко Михаил Иванович** – начальник 5 направления управления базовых военных технологий и специальных проектов. Окончил Киевское высшее инженерное радиотехническое училище ПВО, канд. техн. наук.



**Исаев Вячеслав Михайлович** – начальник управления 22 ЦНИИ Минобороны России. В 1977 г. окончил Рижское высшее военное авиационное инженерное училище им. Я.Алксниса с присвоением квалификации "инженер-электрик". В 1983 г. окончил факультет прикладной математики Московского института электронного машиностроения с присвоением квалификации "инженер-математик". В 1989 г. после защиты диссертации присуждена учёная степень кандидата технических наук, чл.-кор. Международной Академии информатизации, Академический советник отделения спецтехники и конверсии Академии проблем качества.

## Силловые полупроводниковые модули специального назначения

ИСТОМИН Е.В., КРИТЕНКО М.И., ФЛОРЕНЦЕВ С.Н., ЯКОВЛЕВ Е.Н.

Дан краткий обзор производимых в мире силовых полупроводниковых модулей для гражданских и специальных применений с повышенной стойкостью к воздействию внешних воздействующих факторов. Представлены основные характеристики освоенных в производстве отечественных одноключевых IGBT-модулей серии 2M435xx в герметичных корпусах с изолированным основанием на токи 200 – 400 А, напряжение 1200 В. Приведены правила приёмки и измерительно-испытательная аппаратура, обеспечивающая высокую надёжность производимых модулей. Описаны планируемые работы по созданию новых типов СППМ для специальных применений: двух- и шести- ключевых, "интеллектуальных".

*The brief review of power semiconductor modules with the increased stability influence of external influencing factors made in the world for civil and special applications is given. The basic characteristics of the domestic single switch IGBT-modules mastered in manufacture 2M435xx in tight package with the isolated basis on currents 200 – 400 A, a voltage 1200 V are submitted. Acceptance procedures and the measurement and test equipment, providing high reliability of made modules are stated. Planned works on creation of new types power modules for special applications: two and six switches, "intellectual" are described.*

В областях применений преобразовательного оборудования с повышенными требованиями к элементной базе силовой электроники по стойкости к механическим, климатическим и специальным воздействиям недопустимо использование общепромышленных силовых полупроводниковых (ПП) модулей (СППМ) в пластмассовых корпусах с изолированным основанием. Для таких применений в гражданской и военной технике, промышленности и на транспорте впервые фирмой "Omniel" (США), и пожалуй только ею, выпускается серия CERMOD силовых модулей в герметизованных керамических корпусах с изолированным AlSiC-основанием в одно-, двух- и шестиключевом исполнении на токи до 400 А и напряжения 600, 1200 и 1700 В. Габаритный чертеж и внешний вид модуля серии CERMOD приведены на рис. 1.

Модули серии CERMOD работают в диапазоне температур от  $-55$  до  $+150^{\circ}\text{C}$ , имеют стойкость к внешним воздействующим факторам в соответствии с MIL-PRF-38534 или MIL-PRF-19500, прочные герметизованные малоиндуктивные корпуса, совместимые с международным стандартом 62 мм, высокую энерготермоциклоустойчивость (основание из мат-

ричного композиционного материала AlSiC). Номенклатура и основные параметры модулей фирмы "Omniel" приведены в табл. 1.

В НИИ "ИНЭЛС" завершена разработка серии 2М435хх силовых одноключевых IGBT-модулей в герметичных корпусах с изолированным основанием с металлостеклянными вводами силовых и управляющих контактов на токи 200–400 А/1200 В специального назначения. Опытные образцы СППМ успешно прошли все предварительные испытания.

Серийное производство СППМ подготовлено в ЗАО "Группа-Кремний" (Брянск). Модули обладают высокими техническими и эксплуатационными показателями (быстродействие, мощность управления, стойкость к перегрузкам, надёжность и т.п.) и предназначены для радикального усовершенствования преобразовательного оборудования регулируемых электроприводов, источников вторичного электропитания, систем гарантийного энергоснабжения и т.п., используемых в аппаратуре специального назначения. Силовые модули 2М435 удовлетворяют требованиям ГОСТ РВ 20.39.412, ГОСТ В 28146-89 и требованиям, установленным в АЕЯР.432120.299ТУ [1].

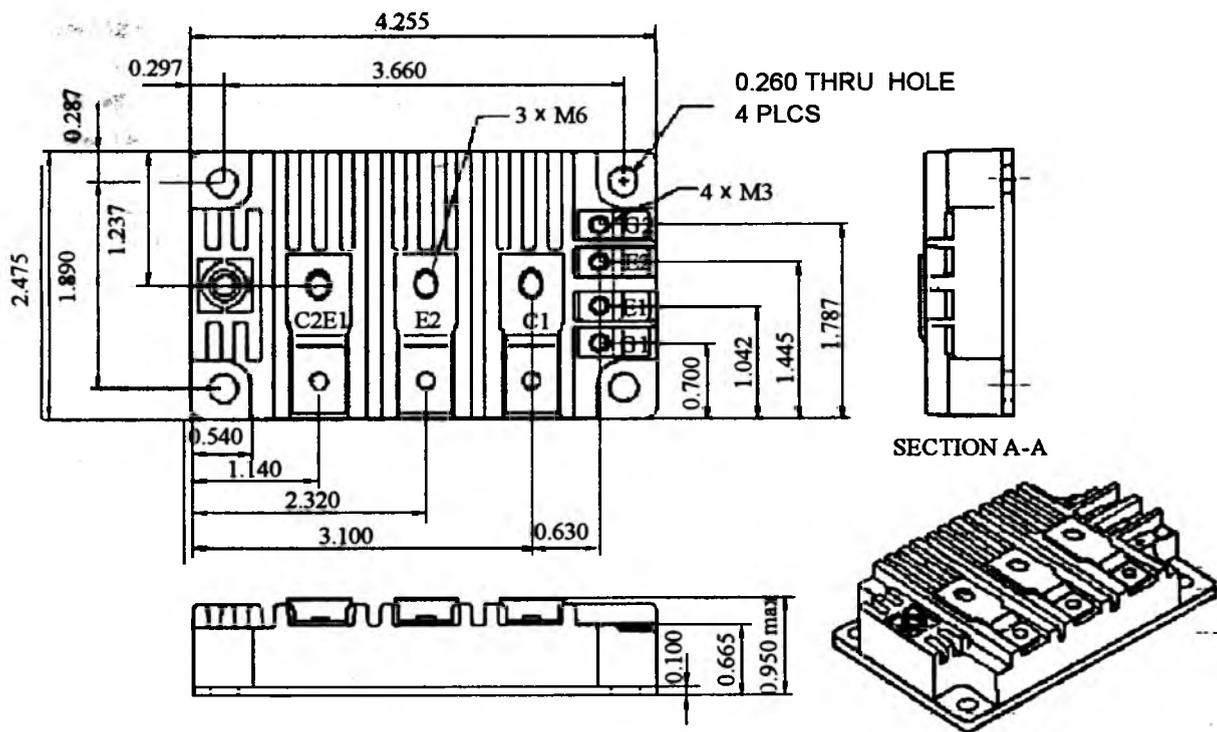


Рис.1.

Таблица 1

Корпус	IGBT-модули (чопперы)		
	Ток, А	Напряжение, В	Тип
	150	1200	OM150F120CMC
		1200	OM150L120CMC
	200	1200	OM200F120CMC
		1200	OM200L120CMC
	300	600	OM300L60CMC
	400	600	OM400L60CMC
	Двухключевые (с общим эмиттером) IGBT-модули		
	150	1200	OM150F120CMA
		1200	OM150L120CMA
	200	1200	OM200F120CMA
		1200	OM200L120CMA
	300	600	OM300L60CMA
	400	600	OM400L60CMA
	Двухключевые (полумостовые) IGBT-модули		
	150	1200	OM150F120CMD
		1200	OM150L120CMD
200	1200	OM200F120CMD	
	1200	OM200L120CMD	
300	600	OM300L60CMD	
400	600	OM400L60CMD	
Одноключевые IGBT-модули			
300	600	OM300L60CMS	
	1200	OM300F120CMS	
	1200	OM300L120CMS	
400	600	OM400L60CMS	
	1200	OM400F120CMS	
	1200	OM400L120CMS	
	Трёхфазные мостовые IGBT-модули серии CERMOD		
	75	600	OM75L60CMIS
	100	600	OM100L60CMIS
	Трёхфазный мостовой с тормозным чоппером IGBT-модуль серии CERMOD		
75	600	OM75L60CMIB	
Трёхфазный модуль управления бесколлекторным двигателем			
25	500	OM9369CM	
	Драйвер управления затвором IGBT		
	5	600–1200	OM9401SF

## Области применения:

– преобразователи мощных источников питания (включая бесперебойного) и преобразователи частоты для передвижных и стационарных установок (аэродромных, лазерных, навигационных, радиолокационных, связи, светотехнических, вооружения и т.п.);

– преобразователи электроприводов (тяговых и вспомогательных) стационарных и подвижных объектов гражданского и специального применения;

– коммутационная и защитная аппаратура в автономных и стационарных системах генерирования, распределения и преобразования электроэнергии.

Принципиальная схема модулей, назначение и нумерация выводов приведены на рис.2, общий вид, габаритные, установочные и присоединительные размеры, расположение и размеры выводов приведены на рис.3.

Электрические параметры СПИМ 2М435 приведены в табл.2.

Таблица 2

Параметр	Норма		
	2М435 АС	2М435 ВС	2М435 ВС
Пробивное напряжение изоляции между силовыми выводами и основанием $U_{изол}$ , В	2500	2500	2500
Ток утечки коллектора $I_{к.з.ут}$ , мА	≤ 4,0	≤ 6,0	≤ 8,0
Ток утечки затвора $I_{з.з.ут}$ , нА	± 500	± 500	± 500
Пороговое напряжение затвор-эмиттер $U_{з.э.пор}$ , В	4,0 – 6,0		
Напряжение насыщения коллектор-эмиттер $U_{к.э.нас}$ , В	2,4	2,5	2,6
Прямое падение напряжения на обратном диоде $U_{пр}$ , В	2,2	2,3	2,4
Тепловое сопротивление кристалл-корпус модуля, $R_{Тл-к}$ , °С/Вт	≤ 0,08	≤ 0,05	≤ 0,045
Тепловое сопротивление кристалл-корпус обратного диода модуля $R_{Тл-к.д}$ , °С/Вт	≤ 0,15	≤ 0,125	≤ 0,09

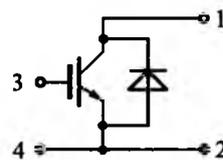


Рис.2.

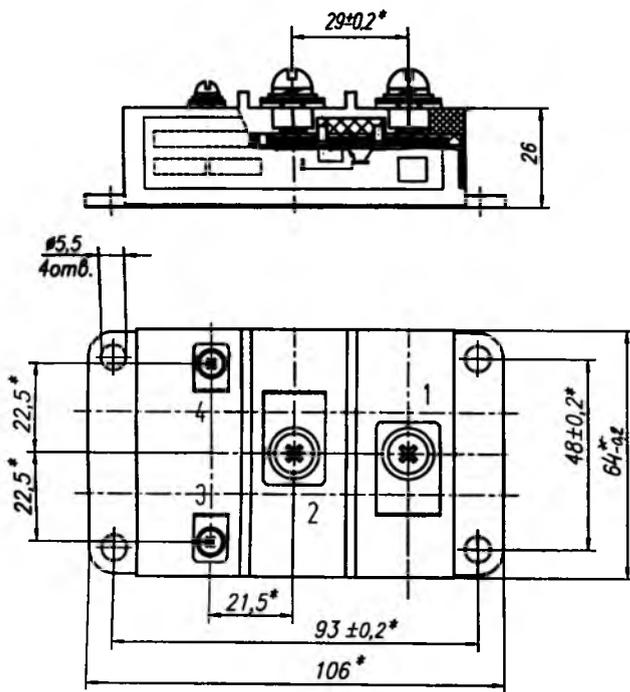


Рис.3.

Для обеспечения качества и надёжности СПИМ серии 2М435 подвергаются испытаниям в процессе производства и перед поставкой. Правила приёмки модулей изложены в [1].

Испытания, гарантирующие проектируемую надёжность, включают в себя:

1. Методы контроля на соответствие требованиям к конструкции:

- проверка соответствия габаритным, установочным и присоединительным размерам, проверка внешнего вида, проверка массы;
- герметичность модулей;
- испытания резьбовых выводов на воздействие крутящего момента;
- отсутствие обрывов и КЗ.

2. Методы контроля на соответствие требованиям к электрическим параметрам и режимам эксплуатации:

- измерение электрической прочности изоляции;
- контроль электрических параметров.

Контроль электрических параметров при приёмо-сдаточных испытаниях включает в себя следующие измерения:

$U_{isol}$  – пробивное напряжение изоляции между силовыми выводами и основанием модуля;

$I_{ces}$  – ток утечки коллектора при  $U_{ce} = 1200$  В (верхнее значение  $U_{ce}$  при заданном уровне  $I_{ces}$ );

$I_{ges}$  – ток утечки затвор-эмиттер при  $U_{ge} = \pm 20$  В;

$U_{ge(th)}$  – пороговое напряжение;

$U_{ce sat}$  – напряжение насыщения коллектор-эмиттер;

$U_F$  – прямое падение напряжения на диоде;

$R_{th jc}$  – тепловое сопротивление кристалл-корпус для транзистора и диода;

Дополнительно при периодических (квалификационных, типовых) испытаниях проводятся следующие измерения параметров:

$C_{ies}$ ,  $C_{oes}$ ,  $C_{res}$  – входная, выходная и проходная ёмкости;

$t_{on}$ ,  $t_{d(on)}$ ,  $t_r$  – времена включения, задержки включения и нарастания;

$t_{off}$ ,  $t_{d(off)}$ ,  $t_f$  – времена выключения, задержки выключения и спада;

$I_{rrm}$ ,  $t_{rr}$  – ток и время обратного восстановления диода.

Испытания на надёжность проводятся ускоренными методами и включают в себя:

1. Контроль на соответствие требованиям по стойкости к внешним воздействующим факторам:

– испытание на синусоидальную вибрацию (вибропрочность);

– испытание на виброустойчивость;

– испытание на ударную прочность;

– испытание на ударную устойчивость;

– испытание на воздействие одиночных ударов;

– испытание на воздействие линейного ускорения;

– испытание на воздействие изменения температуры среды;

– испытание на воздействие повышенной влажности воздуха;

– испытание на воздействие инея и росы;

– испытание на воздействие плесневых грибов;

– испытание на воздействие соляного тумана;

– испытание на воздействие атмосферного пониженного давления;

– испытание на воздействие повышенного давления;

– испытание на воздействие акустического шума;

– испытание на пожарную безопасность;

– испытание на хранение при повышенной температуре в течение 1000 ч;

– испытание на стойкость модулей к воздействию специальных факторов.

2. Контроль на соответствие требованиям надёжности (испытание на безотказность):

- испытание в режиме пробивного напряжения коллектор-эмиттер при максимальной температуре перехода;

- испытание в режиме токовой нагрузки при максимальной температуре перехода (для транзистора и диода);

- режим включения–выключения ключа в схеме полумоста при работе на индуктивную нагрузку с учётом коммутации диода противоположного модуля;

- испытание модулей на энерготермоциклоустойчивость.

Для контроля качества и приёмки изделий устанавливаются следующие основные категории контрольных испытаний, оговорённые в [1]:

- приёмосдаточные;
- периодические;
- типовые (квалификационные);
- испытания на надёжность.

В процессе изготовления проводятся также отбраковочные испытания в соответствии с технологической документацией МЖИК.435744.001.

#### *Приёмосдаточные испытания (ПСИ)*

Приёмосдаточным испытаниям подвергаются 100% готовых модулей. При этом отгрузка модулей производится при наличии положительных результатов последних периодических испытаний. Состав и последовательность испытаний указаны в [1].

#### *Периодические испытания*

Периодические испытания проводятся не реже одного раза в год. Модули перед периодическими испытаниями подвергаются сплошному контролю в объёме приёмосдаточных испытаний (с заменой дефектных).

При периодических испытаниях помимо параметров, получаемых в ходе приёмосдаточных испытаний, измеряют практически все статические и динамические параметры, параметры обратного диода, проверяют механическую прочность выводов, стойкость модулей к ударам и вибрациям, изменениям температуры и повышенной влажности воздуха.

#### *Типовые (квалификационные) испытания*

Квалификационные испытания проводятся после изготовления установочной серии или первой промышленной партии по каждому новому типу модулей. Типовые испытания прово-

дятся при изменении конструкции, материалов, комплектующих или технологии изготовления.

В процессе типовых (квалификационных) испытаний производятся измерения статических и динамических характеристик СППМ, а также механико-климатические испытания и испытания на надёжность. Механико-климатические и испытания на надёжность заканчиваются проверкой параметров – критериев годности.

#### *Испытания на надёжность*

Испытания на надёжность (безотказность, долговечность, сохраняемость) проводятся в составе квалификационных испытаний. Их проводят при освоении модулей в производстве и в процессе производства один раз в три года с целью определения и контроля значений вероятности безотказной работы модулей.

Для контроля параметров и проведения всех перечисленных выше испытаний, связанных с измерением электрических параметров, проведения испытаний на энерготермоциклоустойчивость, в НПП "ИНЭЛС" разработан и изготовлен комплекс измерительно-испытательного оборудования. Всё оборудование сертифицировано ФГУП "32 ЦНИИ Минобороны России", проверено сравнительными испытаниями в "ABB Semiconductors" и "Toshiba Semiconductors". Перечень контрольно-измерительных приборов и оборудования приведен в табл.3. Этот комплекс оборудования позволяет измерять все статические, динамические и тепловые параметры силовых модулей с коммутируемыми токами до 2500 А, напряжениями до 3300 В, напряжением изоляции до 6 кВ [2]. В стенде № 4 реализован разработанный в НПП "ИНЭЛС" и запатентованный экспресс-метод быстрого измерения теплового сопротивления кристалл-основание СППМ [3].

В НПП "ИНЭЛС" в обеспечение расширения номенклатуры семейства 2M435 проводятся разработки двухключевых (рис.5) силовых IGBT-модулей в герметичных корпусах с металлокерамическими вводами с изолированным основанием, совместимых с международными стандартами общепромышленных модулей 34 мм (рис.6) и 62 мм (рис.7) на токи 50, 75, 100, 150 и 200 А и напряжение 1200 и 1700 В.

Также ведутся разработки шестиключевых силовых модулей (рис.8) в герметичных корпу-

Таблица 3

Наименование оборудования	Тип оборудования	Измеряемый параметр
1. Измеритель характеристик полупроводниковых приборов	Л2-56	$U_{ce}$ $I_{ces}$ $U_{geth}$ $I_{ges}$
2. Стенд проверки электрической прочности изоляции № 001	МЖИК.411258.014 Аттестат № 23/01	$U_{isol}$
3. Стенд измерения ёмкостей № 002	МЖИК.411258.015 Аттестат № 23/02	$C_{ies}$ $C_{oes}$ $C_{res}$
4. Стенд измерения $R_{th}$ № 003	Э29.411259.001 Аттестат № 23/03	$R_{th j-cT}$ $R_{th j-cD}$
5. Стенд измерения прямого падения напряжения № 005	Э29.411251.001 Аттестат № 23/05	$U_F$ $U_{ce sat}$
6. Стенд измерения динамических параметров № 006	МЖИК.411258.041 Аттестат № 23/06	$I_{Lmax}$ $t_{on}$ $t_d$ $t_{off}$ $t_f$ $t_{rr}$ $I_{rr}$ $Q_{rr}$ $E_{on}$ $E_{off}$
7. Стенд длительных испытаний № 004	МЖИК.411258.016 Аттестат № 23/04	$U_{ce max}$ $I_{ces}$
8. Высоковольтный стенд (для модулей с $U_{ce} > 1700$ В)	Э29.411253.001	$U_{ce}$ $I_{ces}$ $U_{geth}$ $I_{ges}$

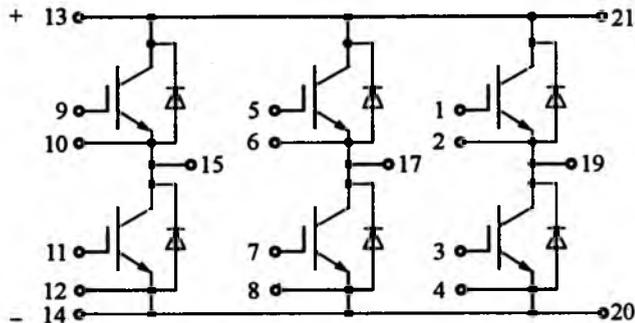


Рис.8.

сах с изолированным основанием с металло-стеклянными вводами силовых и управляющих контактов с габаритно-присоединительными размерами общепромышленного стандарта "Есопрак" (рис.9) на токи 10, 25, 35, 50, 75 и 100 А и напряжения 600 и 1200 В.

Освоение производства новой серии двух-ключевых и шестиключевых модулей планируется в ЗАО "Группа-Кремний" с использованием кристаллов IGBT и FRD специального назначения собственного производства.

Кроме того, для использования в сверхмощных транспортных применениях с повышенными требованиями по стойкости к внешним воздействующим факторам и надёжности в части энерготермоциклоустойчивости ведутся разработки серии СППМ в таблеточных герметичных металлокерамических корпусах прижимной конструкции на токи 400–1400 А и напряжения 1800, 2500, 3300, 5200, 6500 В.

Для управления описанными СППМ разрабатываются и осваиваются в производстве интегральные и гибридные схемы управления (драйверы) с повышенными стойкостями к воздействию механических, климатических и специальных воздействующих факторов. Кроме формирования выходных уровней сигналов для управления СППМ эти схемы обеспечивают также гальваническую развязку вход-выход, защиты от перегрузок по току и напряжению, от перегрева и т.п.

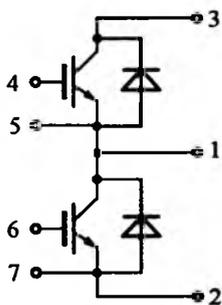


Рис.5.



Рис6.



Рис.7

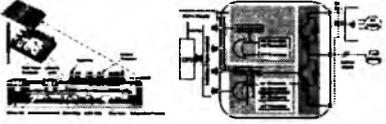
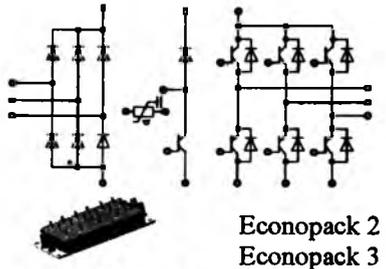
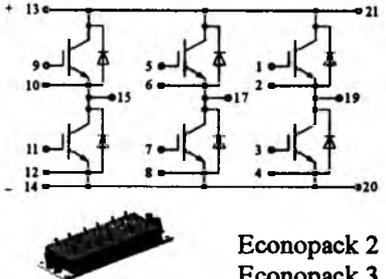
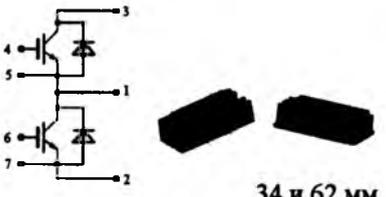
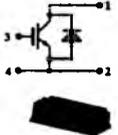


Рис9.

Планируются также работы по созданию серии "интеллектуальных" силовых полупроводниковых модулей для специальных применений. Такие модули в унифицированных герметичных корпусах содержат и силовую часть (выпрямитель, инвертор) и "интеллектуальную" (схемы драйверов, датчики, источники питания и т.п.). Следующим шагом будет являться разработка силовых интеллектуальных интегральных систем, объединяющих в едином, высоко-

надежном конструктиве активные и пассивные компоненты силовой части всего преобразовательного устройства (входные фильтры, защитную автоматику, выпрямитель, шину постоянного тока с конденсаторами и датчиками, чоп-перную схему тормоза, инвертор), высокоэффективный охладитель и управляющую (интеллектуальную) часть (драйверы, датчики, источники питания, микропроцессорный контроллер управления, интерфейсы). В табл.4 приведены

Таблица 4

Тип модуля	Напряжение, В	Ток, А											
		10	15	25	35	50	75	100	150	200	300	400	
"Интеллектуальные" 	600												
	1200			■	■	■	■	■					
	1700												
Выпрямитель + тормоз + инвертор 	600	■	■	■	■	■	■						
	1200	■	■	■	■	■	■						
	1700												
Шестиключевые 	600	■	■	■	■	■	■						
	1200	■	■	■	■	■	■						
	1700												
Двухключевые 	600												
	1200					■	■	■	■				
	1700					■	■	■	■				
Одноключевые 	600												
	1200									■	■	■	■
	1700												

типы разрабатываемых силовых полупроводниковых модулей, модификации унифицированных герметичных корпусов, диапазоны коммутируемых токов и напряжений.

Применение разработанных и планируемых к разработке СПИМ позволит создать новое поколение высоконадёжных компактных преобразовательных устройств для гражданских и специальных применений с повышенной стойкостью к внешним воздействующим факторам.

#### Список литературы

1. ТУ АЕЯР.432120.299. Модули силовые 2М435.
2. Флоренцев С.Н., Гарцбейн В.М., Иванов С.В. и др. Методы и аппаратура контроля параметров и испытаний современных мощных силовых полупроводниковых приборов // Электротехника. 2004. № 4. С. 3–11.
3. Флоренцев С.Н., Гарцбейн В.М., Иванов С.В. и др. Экспресс-метод измерения теплового сопротивления переход-корпус силовых полупроводниковых приборов в корпусном исполнении. // Решение о выдаче патента на изобретение по заявке № 2003111424/28(012338) от 22.04.2003 г.



**Истомин Евгений Васильевич** – заместитель начальника ФГУП "22 ЦНИИ Минобороны России" по научной работе. В 1973 г. окончил Тамбовское авиационно-техническое училище им. Ф.Э. Дзержинского, а в 1980 г. – Рижское высшее авиационное инженерное училище им. Я. Алксниса с присвоением квалификации "Военный радиоинженер". В 2002 г. после

защиты диссертации присуждена учёная степень кандидата технических наук. В 1997 г. избран советником, а в 2004 г. – академиком отделения спецтехники и конвенсии Академии проблем качества.

**Критенко Михаил Иванович** – начальник 5 направления управления базовых военных технологий и специальных проектов. Окончил Киевское высшее инженерное радиотехническое училище ПВО, канд. техн. наук.



**Флоренцев Станислав Николаевич** – директор по разработке и внедрению тягового электропривода ЗАО "ЭЛЕКТОН", Действительный член Российской Академии электротехнических наук, член IEEE с 1994 г., доктор электротехники, канд. техн. наук. В 1974 г. окончил Запорожский машиностроительный институт им. В.Я. Губаря по специальности "Радиотехника", в 1980 г. – аспирантуру ВЭИ им. В.И. Ленина по специальности "Электрические и полупроводниковые преобразователи".

**Яковлев Евгений Николаевич.** Окончил Краснознамённую орден на Ленина военную академию связи в 1978 г.



## Математическая модель автономного инвертора с трансформатором вращающегося магнитного поля в Matlab-Simulink

ЧЕРЕВКО А.И., ГАВРИЛОВ Д.А.

*В MatLab-Simulink разработана математическая модель инвертора на базе трансформатора с вращающимися магнитными полями. Модель позволяет исследовать качество выходного напряжения инвертора в зависимости от числа пар силовых ключей коммутатора. Установлено минимальное число пар силовых ключей, при котором без дополнительных мероприятий обеспечивается качество выходного напряжения, соответствующее ГОСТ 13109-97.*

Схема замещения автономного инвертора (АИ) с трансформатором вращающегося маг-

*In MatLab-Simulink the mathematical model of the autonomous inverter is developed on the base of the transformer with rotating magnetic field. The model allows to investigate the quality of output voltage of the inverter depending on the number of power key pairs of switchboard. The minimal number of power key pairs is installed. With-out any additional actions quality of the output voltage in accordance with the State Standart (GOST) 13109-97 is provided.*

нитного поля (ТВМП), например, для четырёх пар силовых ключей (СКЛ) представлена на

рис.1. Если включать попарно ортогонально расположенные анодные и катодные СКЛ (СКА и СКК), то круговая обмотка (КО) создаст дискретно-вращающееся магнитное поле, которое будет возбуждать в трёхфазной обмотке (ТО) систему трёхфазных ЭДС [1,2].

Цель настоящей работы – формирование математической модели АИ с ТВМП в Matlab-Simulink с различным числом пар СКЛ и исследование спектрального состава их выходных токов и напряжений.

Уравнения, описывающие работу АИ с ТВМП на активную нагрузку при четырёх парах СКЛ на этапе работы 1- и 7-го СКЛ (рис.1), имеют вид:

$$\left\{ \begin{aligned} 0 &= r_A i_A - r_B i_B + L_A \frac{di_A}{dt} - L_B \frac{di_B}{dt} - M_{AB} \frac{di_A}{dt} + M_{BA} \frac{di_B}{dt} + M_{CA} \frac{di_C}{dt} - M_{CB} \frac{di_C}{dt} + M_{Afn} \frac{di_n}{dt} + \\ &+ M_{Afnp} \frac{di_{np}}{dt} - M_{Bfn} \frac{di_n}{dt} - M_{Bfnp} \frac{di_{np}}{dt}; \\ 0 &= r_B i_B - r_C i_C + L_B \frac{di_B}{dt} - L_C \frac{di_C}{dt} - M_{BC} \frac{di_B}{dt} + M_{CB} \frac{di_C}{dt} + M_{AB} \frac{di_A}{dt} - M_{AC} \frac{di_A}{dt} + M_{Bfn} \frac{di_n}{dt} + \\ &+ M_{Bfnp} \frac{di_{np}}{dt} - M_{Cfn} \frac{di_n}{dt} - M_{Cfnp} \frac{di_{np}}{dt}; \\ 0 &= r_C i_C - r_A i_A + L_C \frac{di_C}{dt} - L_A \frac{di_A}{dt} - M_{CA} \frac{di_C}{dt} + M_{AC} \frac{di_A}{dt} + M_{BC} \frac{di_B}{dt} - M_{BA} \frac{di_B}{dt} + M_{Cfn} \frac{di_n}{dt} + \\ &+ M_{Cfnp} \frac{di_{np}}{dt} - M_{Afn} \frac{di_n}{dt} - M_{Afnp} \frac{di_{np}}{dt}; \\ U_d &= \left[ E_d - r_d i_d - L_d \frac{di_d}{dt} \right] = r_n i_n + L_n \frac{di_n}{dt} + M_{Af} \frac{di_A}{dt} + M_{Bf} \frac{di_B}{dt} + M_{Cf} \frac{di_C}{dt}; \\ U_d &= \left[ E_d - r_d i_d - L_d \frac{di_d}{dt} \right] = r_{np} i_{np} + L_{np} \frac{di_{np}}{dt} + M_{Afp} \frac{di_A}{dt} + M_{Bfp} \frac{di_B}{dt} + M_{Cfp} \frac{di_C}{dt}. \end{aligned} \right. \quad (1)$$

При включении следующей пары СК (4-го СКК и 6-го СКА) в КО возникает переходный процесс (п.п.), распадающийся на два этапа: на первом этапе токи в секциях 3-2 и 1-4 спадают до

нуля по экспоненциальным законам:  $i'_{k1} = \frac{I_d}{2} e^{-\frac{t}{\tau_L}}$  и  $i'_{k2} = \frac{I_d}{2} e^{-\frac{t}{\tau_L}}$ . На втором этапе токи в секциях

3-2 и 1-4 меняют своё направление на противоположное и возрастают от нуля до  $\frac{I_d}{2}$ , но также

по экспоненциальным законам:  $i''_{k1} = \frac{I_d}{2} \left( 1 - e^{-\frac{t}{\tau_L}} \right)$  и  $i''_{k2} = \frac{I_d}{2} \left( 1 - e^{-\frac{t}{\tau_L}} \right)$ , где  $\tau_L = \frac{L_{секц}}{R_{секц}}$  – постоянная

времени.

На рис.2 представлены принципиальная схема КО ТВМП и временные диаграммы, поясняющие переходные процессы в КО при коммутации СКЛ.

Система уравнений для первого этапа переходного процесса имеет вид:

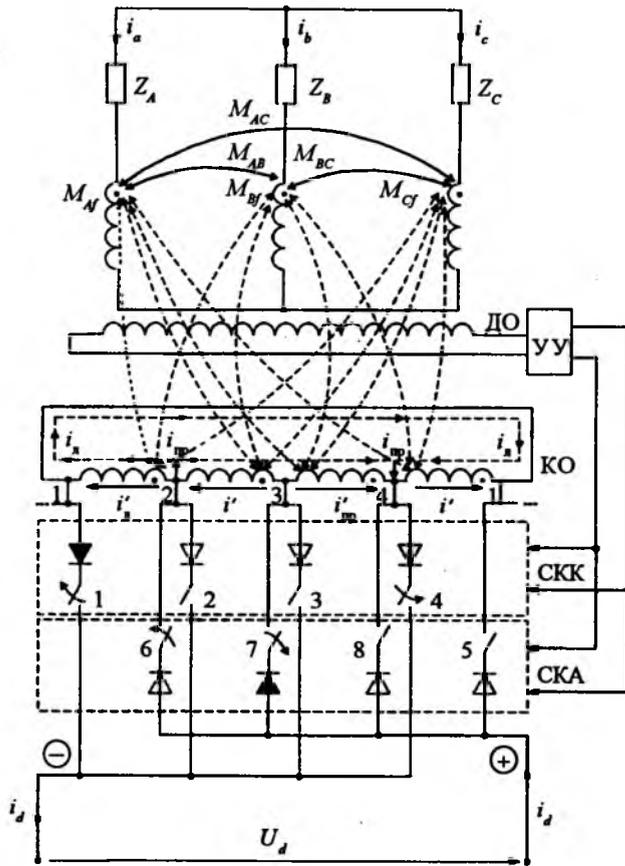


Рис.1. Принципиальная схема автономного инвертора на базе ТВМП с 4 парами СКЛ ТК

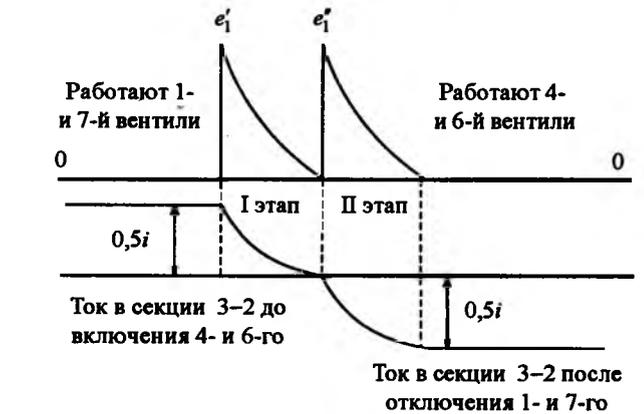
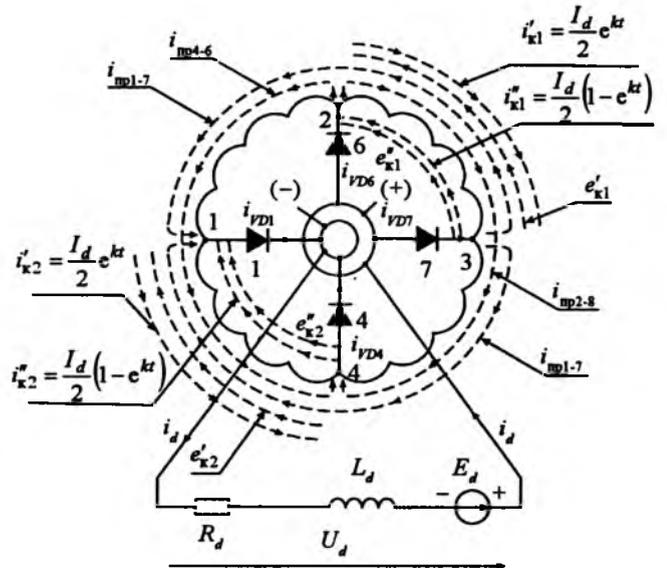


Рис.2. Схема замещения КО ТВМП с ТК и временные диаграммы, поясняющие переходные процессы в секциях КО при коммутации смежных пар СКЛ

$$\begin{cases}
 0 = r_A i_A - r_B i_B + L_A \frac{di_A}{dt} - L_B \frac{di_B}{dt} - M_{AB} \frac{di_A}{dt} + M_{BA} \frac{di_B}{dt} + M_{CA} \frac{di_C}{dt} - M_{CB} \frac{di_C}{dt} + M'_{Afn} \frac{di'_n}{dt} + \\
 + M'_{Afnp} \frac{di'_{np}}{dt} - M'_{Bfn} \frac{di'_n}{dt} - M'_{Bfnp} \frac{di'_{np}}{dt} + M'_{Afn} \frac{di'_{k1}}{dt} + M'_{Afnp} \frac{di'_{k2}}{dt} - M'_{Bfn} \frac{di'_{k1}}{dt} - M'_{Bfnp} \frac{di'_{k2}}{dt}; \\
 0 = r_B i_B - r_C i_C + L_B \frac{di_B}{dt} - L_C \frac{di_C}{dt} - M_{BC} \frac{di_B}{dt} + M_{CB} \frac{di_C}{dt} + M_{AB} \frac{di_A}{dt} - M_{AC} \frac{di_A}{dt} + M'_{Bfn} \frac{di'_n}{dt} + \\
 + M'_{Bfnp} \frac{di'_{np}}{dt} - M'_{Cfn} \frac{di'_n}{dt} - M'_{Cfnp} \frac{di'_{np}}{dt} + M'_{Bfn} \frac{di'_{k1}}{dt} + M'_{Bfnp} \frac{di'_{k2}}{dt} - M'_{Cfn} \frac{di'_{k1}}{dt} - M'_{Cfnp} \frac{di'_{k2}}{dt}; \\
 0 = r_C i_C - r_A i_A + L_C \frac{di_C}{dt} - L_A \frac{di_A}{dt} - M_{CA} \frac{di_C}{dt} + M_{AC} \frac{di_A}{dt} + M_{BC} \frac{di_B}{dt} - M_{BA} \frac{di_B}{dt} + M'_{Cfn} \frac{di'_n}{dt} + \\
 + M'_{Cfnp} \frac{di'_{np}}{dt} - M'_{Afn} \frac{di'_n}{dt} - M'_{Afnp} \frac{di'_{np}}{dt} + M'_{Cfn} \frac{di'_{k1}}{dt} + M'_{Cfnp} \frac{di'_{k2}}{dt} - M'_{Afn} \frac{di'_{k1}}{dt} - M'_{Afnp} \frac{di'_{k2}}{dt}; \\
 U_d = \left[ E_d - r_d i_d - L_d \frac{di_d}{dt} \right] = \left( 1 - \frac{2}{n} \right) \left( L_n \frac{di'_n}{dt} + r_n i'_n \right) + M_{Af} \frac{di_A}{dt} + M_{Bf} \frac{di_B}{dt} + M_{Cf} \frac{di_C}{dt} + \frac{2}{n} L_n \frac{di'_{k1}}{dt}; \\
 U_d = \left[ E_d - r_d i_d - L_d \frac{di_d}{dt} \right] = \left( 1 - \frac{2}{n} \right) \left( L_{np} \frac{di'_{np}}{dt} + r_{np} i'_{np} \right) + M_{Af} \frac{di_A}{dt} + M_{Bf} \frac{di_B}{dt} + M_{Cf} \frac{di_C}{dt} + \frac{2}{n} L_{np} \frac{di'_{k2}}{dt}.
 \end{cases} \quad (2)$$

Система уравнений для второго этапа переходного процесса:

$$\begin{cases}
 0 = r_A i_A - r_B i_B + L_A \frac{di_A}{dt} - L_B \frac{di_B}{dt} - M_{AB} \frac{di_A}{dt} + M_{BA} \frac{di_B}{dt} + M_{CA} \frac{di_C}{dt} - M_{CB} \frac{di_C}{dt} + M'_{Afn} \frac{di'_n}{dt} + \\
 + M'_{Afnp} \frac{di'_{np}}{dt} - M'_{Bfn} \frac{di'_n}{dt} - M'_{Bfnp} \frac{di'_{np}}{dt} - M'_{Afn} \frac{di''_{k1}}{dt} - M'_{Afnp} \frac{di''_{k2}}{dt} + M'_{Bfn} \frac{di''_{k1}}{dt} + M'_{Bfnp} \frac{di''_{k2}}{dt}; \\
 0 = r_B i_B - r_C i_C + L_B \frac{di_B}{dt} - L_C \frac{di_C}{dt} - M_{BC} \frac{di_B}{dt} + M_{CB} \frac{di_C}{dt} + M_{AB} \frac{di_A}{dt} - M_{AC} \frac{di_A}{dt} + M'_{Bfn} \frac{di'_n}{dt} + \\
 + M'_{Bfnp} \frac{di'_{np}}{dt} - M'_{Cfn} \frac{di'_n}{dt} - M'_{Cfnp} \frac{di'_{np}}{dt} - M'_{Bfn} \frac{di''_{k1}}{dt} - M'_{Bfnp} \frac{di''_{k2}}{dt} + M'_{Cfn} \frac{di''_{k1}}{dt} + M'_{Cfnp} \frac{di''_{k2}}{dt}; \\
 0 = r_C i_C - r_A i_A + L_C \frac{di_C}{dt} - L_A \frac{di_A}{dt} - M_{CA} \frac{di_C}{dt} + M_{AC} \frac{di_A}{dt} + M_{BC} \frac{di_B}{dt} - M_{BA} \frac{di_B}{dt} + M'_{Cfn} \frac{di'_n}{dt} + \\
 + M'_{Cfnp} \frac{di'_{np}}{dt} - M'_{Afn} \frac{di'_n}{dt} - M'_{Afnp} \frac{di'_{np}}{dt} - M'_{Cfn} \frac{di''_{k1}}{dt} - M'_{Cfnp} \frac{di''_{k2}}{dt} + M'_{Afn} \frac{di''_{k1}}{dt} + M'_{Afnp} \frac{di''_{k2}}{dt}; \\
 U_d = \left[ E_d - r_d i_d - L_d \frac{di_d}{dt} \right] = \left( 1 - \frac{2}{n} \right) \left( L_n \frac{di'_n}{dt} + r_n i'_n \right) + M_{Af} \frac{di_A}{dt} + M_{Bf} \frac{di_B}{dt} + M_{Cf} \frac{di_C}{dt} - \frac{2}{n} L_n \frac{di''_{k1}}{dt}; \\
 U_d = \left[ E_d - r_d i_d - L_d \frac{di_d}{dt} \right] = \left( 1 - \frac{2}{n} \right) \left( L_{np} \frac{di'_{np}}{dt} + r_{np} i'_{np} \right) + M_{Af} \frac{di_A}{dt} + M_{Bf} \frac{di_B}{dt} + M_{Cf} \frac{di_C}{dt} - \frac{2}{n} L_{np} \frac{di''_{k2}}{dt}.
 \end{cases} \quad (3)$$

В (1)–(4)  $|M'_{fA}| = |M'_{fB}| = |M'_{fC}| = \left( 1 - \frac{2}{n} \right) M_f = \left( 1 - \frac{2}{n} \right) M_{ко}$ ;  $i'_n = i'_{np} = \frac{1}{2} i_d$ ;  $n$  – число пар СКЛ.

Коэффициенты взаимоиндукции между КО и ТО определяются с учётом угла сдвига между вектором магнитного поля, создаваемого КО, и плоскостью фазы  $A$  выходной ТО:

$$\begin{cases}
 M_{Afn} = M_{Afnp} = M_f \cos(\gamma); \\
 M_{Bfn} = M_{Bfnp} = M_f \cos(\gamma - 120^\circ); \\
 M_{Cfn} = M_{Cfnp} = M_f \cos(\gamma - 240^\circ).
 \end{cases} \quad (4)$$

Для того, чтобы использовать уравнения (1)–(3) при формировании модели АИ с ТВМП в MatLab-Simulink их необходимо перевести в операторную форму. Перепишем для установившегося режима выражение (1)

$$\begin{cases}
 0 = r_A \left( 1 + \left( \frac{L_A - M_{AB}}{r_A} \right) s \right) i_A - r_B \left( 1 + \left( \frac{L_B - M_{BA}}{r_B} \right) s \right) i_B + (M_{Afn} - M_{Bfn}) i_n s + (M_{Afnp} - M_{Bfnp}) i_{np} s; \\
 0 = r_B \left( 1 + \left( \frac{L_B - M_{BC}}{r_B} \right) s \right) i_B - r_C \left( 1 + \left( \frac{L_C - M_{CB}}{r_C} \right) s \right) i_C + (M_{Bfn} - M_{Cfn}) i_n s + (M_{Bfnp} - M_{Cfnp}) i_{np} s; \\
 0 = r_C \left( 1 + \left( \frac{L_C - M_{CA}}{r_C} \right) s \right) i_C - r_A \left( 1 + \left( \frac{L_A - M_{AC}}{r_A} \right) s \right) i_A + (M_{Cfn} - M_{Afn}) i_n s + (M_{Cfnp} - M_{Afnp}) i_{np} s; \\
 U_d = \left[ E_d - r_d \left( 1 + \frac{L_d}{r_d} \right) i_d \right] = r_n \left( 1 + \frac{L_n}{r_n} s \right) i_n + M_{Af} s i_A + M_{Bf} s i_B + M_{Cf} s i_C; \\
 U_d = \left[ E_d - r_d \left( 1 + \frac{L_d}{r_d} \right) i_d \right] = r_{np} \left( 1 + \frac{L_{np}}{r_{np}} s \right) i_{np} + M_{Af} s i_A + M_{Bf} s i_B + M_{Cf} s i_C.
 \end{cases} \quad (5)$$

Для 1-го этапа переходного процесса в КО запишем уравнение (2)

$$\begin{cases}
 0 = r_A \left( 1 + \left( \frac{L_A - M_{AB}}{r_A} \right) s \right) i_A - r_B \left( 1 + \left( \frac{L_B - M_{BA}}{r_B} \right) s \right) i_B + (M'_{Afn} - M'_{Bfn}) si'_n + (M'_{Afnp} - M'_{Bfnp}) si'_{np} + \\
 + (M'_{Afn} - M'_{Bfn}) si'_{k1} + (M'_{Afnp} - M'_{Bfnp}) si'_{k2}; \\
 0 = r_B \left( 1 + \left( \frac{L_B - M_{BC}}{r_B} \right) s \right) i_B - r_C \left( 1 + \left( \frac{L_C - M_{CB}}{r_C} \right) s \right) i_C + (M'_{Bfn} - M'_{Cfn}) si'_n + (M'_{Bfnp} - M'_{Cfnp}) si'_{np} + \\
 + (M'_{Bfn} - M'_{Cfn}) si'_{k1} + (M'_{Bfnp} - M'_{Cfnp}) si'_{k2}; \\
 0 = r_C \left( 1 + \left( \frac{L_C - M_{CA}}{r_C} \right) s \right) i_C - r_A \left( 1 + \left( \frac{L_A - M_{AC}}{r_A} \right) s \right) i_A + (M'_{Cfn} - M'_{Afn}) si'_n + (M'_{Cfnp} - M'_{Afnp}) si'_{np} + \\
 + (M'_{Cfn} - M'_{Afn}) si'_{k1} + (M'_{Cfnp} - M'_{Afnp}) si'_{k2}; \\
 U_d = \left[ E_d - r_d \left( 1 + \frac{L_d}{r_d} s \right) i_d \right] = \left( 1 - \frac{2}{n} \right) r_n \left( 1 + \frac{L_n}{r_n} s \right) i'_n + M_{Af} si_A + M_{Bf} si_B + M_{Cf} si_C + \frac{2}{n} L_n si'_{k1}; \\
 U_d = \left[ E_d - r_d \left( 1 + \frac{L_d}{r_d} s \right) i_d \right] = \left( 1 - \frac{2}{n} \right) r_{np} \left( 1 + \frac{L_{np}}{r_{np}} s \right) i'_{np} + M_{Af} si_A + M_{Bf} si_B + M_{Cf} si_C + \frac{2}{n} L_{np} si'_{k2}.
 \end{cases} \quad (6)$$

Для 2-го этапа переходного процесса уравнение (3) примет вид:

$$\begin{cases}
 0 = r_A \left( 1 + \left( \frac{L_A - M_{AB}}{r_A} \right) s \right) i_A - r_B \left( 1 + \left( \frac{L_B - M_{BA}}{r_B} \right) s \right) i_B + (M'_{Afn} - M'_{Bfn}) si'_n + (M'_{Afnp} - M'_{Bfnp}) si'_{np} + \\
 + (M'_{Bfn} - M'_{Afn}) si''_{k1} + (M'_{Bfnp} - M'_{Afnp}) si''_{k2}; \\
 0 = r_B \left( 1 + \left( \frac{L_B - M_{BC}}{r_B} \right) s \right) i_B - r_C \left( 1 + \left( \frac{L_C - M_{CB}}{r_C} \right) s \right) i_C + (M'_{Bfn} - M'_{Cfn}) si'_n + (M'_{Bfnp} - M'_{Cfnp}) si'_{np} + \\
 + (M'_{Cfn} - M'_{Bfn}) si''_{k1} + (M'_{Cfnp} - M'_{Bfnp}) si''_{k2}; \\
 0 = r_C \left( 1 + \left( \frac{L_C - M_{CA}}{r_C} \right) s \right) i_C - r_A \left( 1 + \left( \frac{L_A - M_{AC}}{r_A} \right) s \right) i_A + (M'_{Cfn} - M'_{Afn}) si'_n + (M'_{Cfnp} - M'_{Afnp}) si'_{np} + \\
 + (M'_{Afn} - M'_{Cfn}) si''_{k1} + (M'_{Afnp} - M'_{Cfnp}) si''_{k2}; \\
 U_d = \left[ E_d - r_d \left( 1 + \frac{L_d}{r_d} s \right) i_d \right] = \left( 1 - \frac{2}{n} \right) r_n \left( 1 + \frac{L_n}{r_n} s \right) i'_n + M_{Af} si_A + M_{Bf} si_B + M_{Cf} si_C - \frac{2}{n} L_n si''_{k1}; \\
 U_d = \left[ E_d - r_d \left( 1 + \frac{L_d}{r_d} s \right) i_d \right] = \left( 1 - \frac{2}{n} \right) r_{np} \left( 1 + \frac{L_{np}}{r_{np}} s \right) i'_{np} + M_{Af} si_A + M_{Bf} si_B + M_{Cf} si_C - \frac{2}{n} L_{np} si''_{k2},
 \end{cases} \quad (7)$$

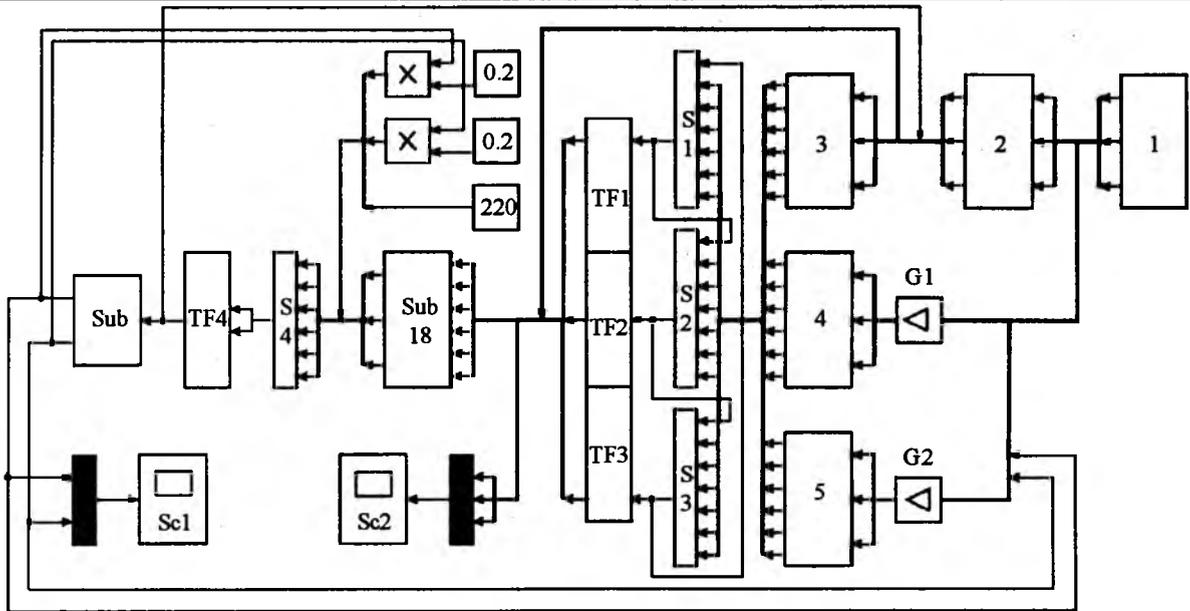


Рис.3. Упрощённая модель АИ на базе ТВМП

где  $s$  – оператор Лапласа.

Упрощённая модель АИ на базе ТВМП, реализующая системы уравнений (5)–(7) в MatLab, представлена на рис.3.

Модель АИ на базе ТВМП включает в себя: блок 1, формирующий линейно-нарастающие ступенчатые сигналы и распределение их по трём каналам со сдвигом на  $120^\circ$ ; блок 2, формирующий управляющие сигналы по началам и окончаниям ступенчатых сигналов, поступающих с блока 1; блок 3, формирующий сигналы, запускающие расчёт дифференциальных уравнений (ДУ), описывающих установившиеся режимы КО и ТО; блок 4, формирующий сигналы запускающие расчёт ДУ для 1-го этапа переходного процесса, связанного с переключением СКЛ; блок 5, осуществляющий формирование сигналов, запускающих расчёт ДУ для 2-го этапа переходного процесса; блоки S1–S4 – сумматоры сигналов; блоки TF1–TF4, осуществляющие вычисление ДУ; усилители сигналов G1, G2, подсистемы Sub и Sub18, осциллографы Sc1, Sc2 и перемножители сигналов с блоками констант.

Дискретное изменение угла  $\gamma$ , а следовательно, и коэффициентов взаимоиנדукции между КО и ТО обеспечивается в модели при помощи двух блоков, расположенных в блоке 1: Ramp – блока линейно нарастающего сигнала и Quantizer – блока квантования по времени сигнала поступающего с блока Ramp. Переход от решения одной системы ДУ к решению дру-

гой регулируется блоками Subsystem 1–6 (рис.4), которые входят в состав блока Sub и блока 2. Причём блоки Subsystem 1–6 производят изменение коэффициентов взаимоиנדукции между КО и ТО с  $M_f$  к  $M'_f$  – при переходе от установившегося режима к режиму коммутации и наоборот – от  $M'_f$  к  $M_f$  – при переходе от режима коммутации к установившемуся режиму. Блоки Subsystem 7 и 8 из блока Sub позволяют определять токи в секциях КО на первом и втором этапах переходного процесса:

$$i'_k = \frac{I_d}{2} e^{-\frac{t}{\tau_L}} \quad \text{и} \quad i''_k = \frac{I_d}{2} \left( 1 - e^{-\frac{t}{\tau_L}} \right),$$

Generator и два переключателя Switch, образуют источник сигналов пилообразной формы, длительность которых равна длительности токов в секциях КО на этапах переключения смежных пар СКЛ.

Генерирование пилообразного сигнала начинается тогда, когда начинается переключение СКЛ, а завершается когда начинается новый установившийся режим работы КО, причём в установившихся режимах работы КО пилообразный сигнал равен нулю.

Таким образом, блоки Subsystem 1–8 обеспечивают непрерывное, поочередное решение систем дифференциальных уравнений (5)–(7), а следовательно, и непрерывное моделирование процессов в АИ с ТВМП. Блоки Subsystem 9–17 (рис.4,в) входят в состав блоков 4, 5, 6 моде-

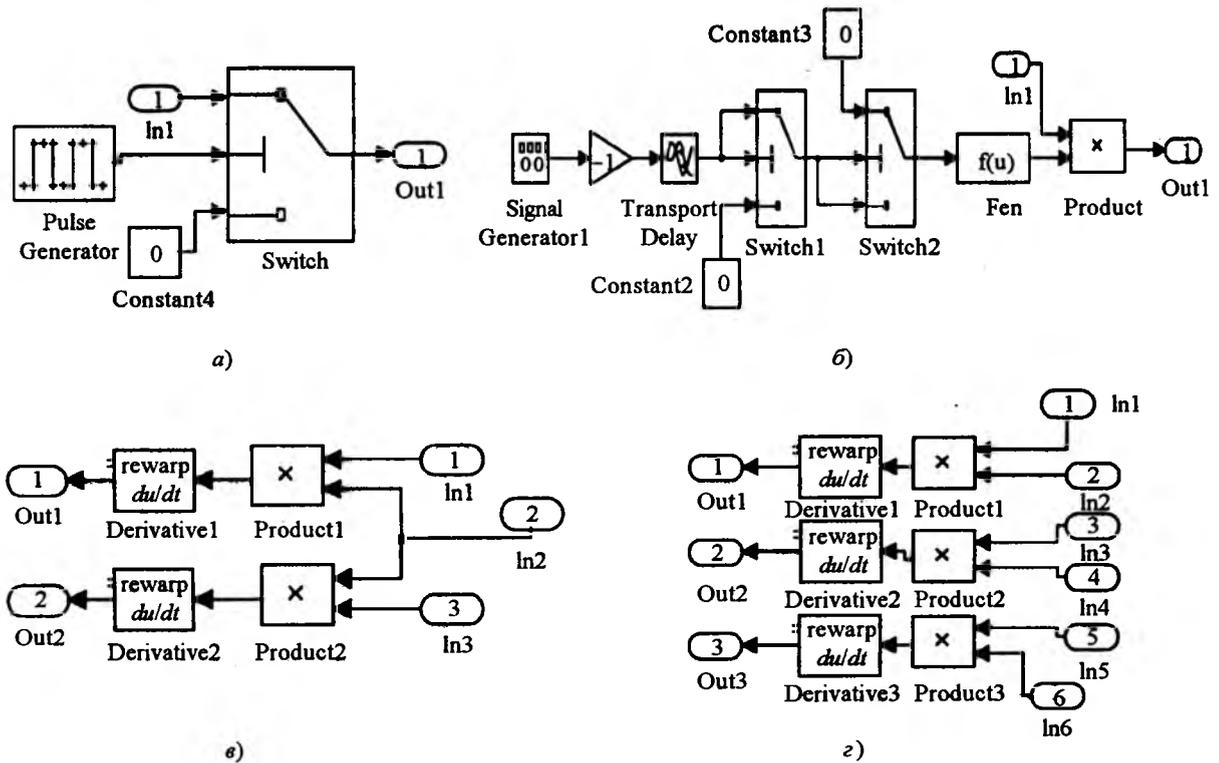


Рис.4. Схемы блоков Subsystem: 1–6 (а), 7,8 (б), 9–17 (в) и 18 (з)

ли АИ и предназначены для решения ДУ.

При удвоении числа пар СКЛ с 4 до 8 и с 8 до 16 изменяется частота сигналов на выходе источника пилообразной формы, а системы уравнений (1)–(7) остаются без изменения.

На рис.5,а,б в качестве примера представлены кривые выходных токов АИ с ТВМП в одной из фаз ТО при 16 и 8 парах СКЛ, а также спектрограммы токов в одной фазе ТО (рис.5,в,з), полученные с помощью блока Powergreu.

На спектрограммах по оси абсцисс указаны номера гармоник, по оси ординат – амплитуды гармоник тока в процентах от первой гармоники, а над спектрограммой – значения коэффициентов гармоник ( $K_r$  или THD) фазных токов АИ. Моделирование работы АИ с ТВМП показало, что при 16 парах СКЛ  $K_r$  тока и напряжения при активном сопротивлении нагрузки одинаковые и составляют 9,22%, а при 8 и 4 парах СКЛ соответственно 21,64 и 41,5%, что уже требует применения специальных мероприятий по улучшению качества выходного тока и напряжения [2].

На рис.6 представлена зависимость  $K_r$  выходного тока и напряжения АИ с ТВМП от числа пар СКЛ при активной нагрузке АИ (когда

формы тока и напряжения подобны).

Учитывая конструктивное подобие КО и ТО ТВМП и обмоток машин постоянного и переменного тока, кардинального улучшения качества выходного тока и напряжения АИ с ТВМП можно добиться за счёт скоса пазов у внешнего и внутреннего магнитопроводов ТВМП, сокращения шага обмоток по пазам и других мероприятий, применяемых в цилиндрических магнитопроводах [1], чего нельзя добиться у трансформаторов с пульсирующими магнитными полями.

Для сравнения качества выходных токов и напряжений АИ, на базе ТВМП и мостового АИ, построенного по трёхфазной мостовой схеме (на IGBT-транзисторах), была использована виртуальная математическая модель трёхфазного АИ из библиотеки MatLab-Simulink [3–5], представленная на рис.7.

Кривые тока и напряжения на выходе АИ, построенного по трёхфазной мостовой схеме, при работе на активную и активно-индуктивную нагрузку, а также их спектрограммы представлены на рис.8. Анализ выходных токов и напряжений классического мостового АИ с широтно-импульсной модуляцией выходных токов и напряжений (ШИМ-1) показывает, что при ак-

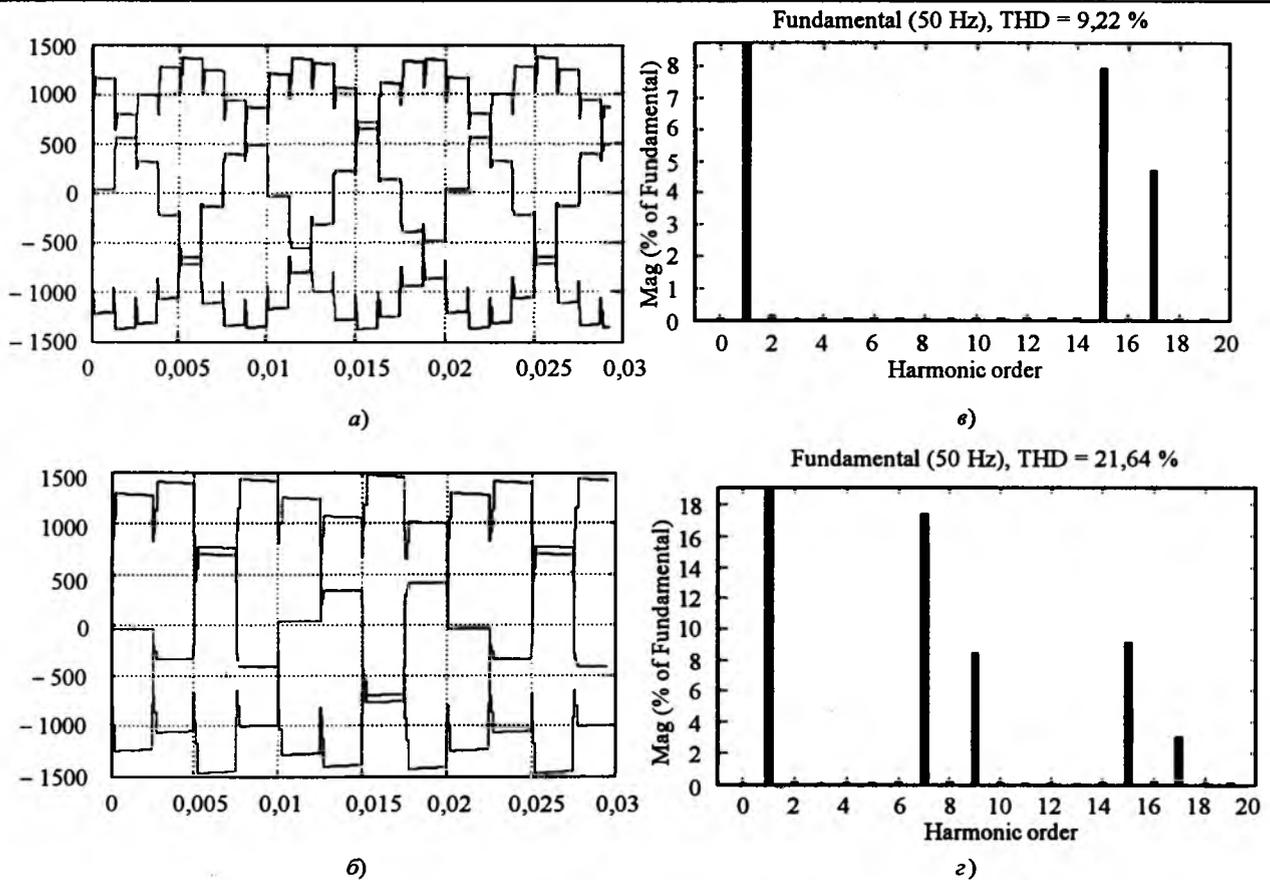


Рис.5. Выходные токи АИ с ТВМП при 16 (а) и 8 (б) парах СКЛ и спектрограммы токов в фазе А выходной ТО при 16 (в) и 8 парах СКЛ (г)

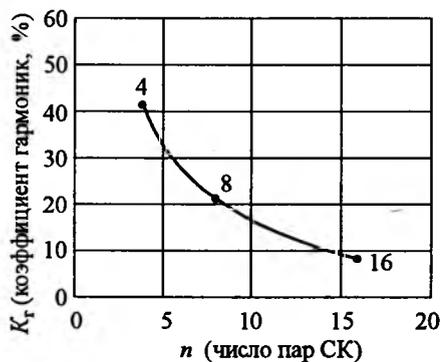


Рис.6. Зависимость  $K_T$  выходного тока и напряжения АИ с ТВМП от числа пар СКЛ при активной нагрузке

тивной нагрузке  $K_T$  по току и напряжению могут достигать 80,9%; при активно-индуктивной нагрузке  $K_T$  по току снижается до 7,75%, а по напряжению остаётся на прежнем уровне – 80,9%, что способствует резкому усилению виброактивности как трансформатора самого АИ, так и электрических машин, питаемых искажёнными токами и напряжениями [6].

Из сказанного можно сделать вывод, что АИ, построенные на базе ТВМП и реализующие амплитудно-импульсную модуляцию

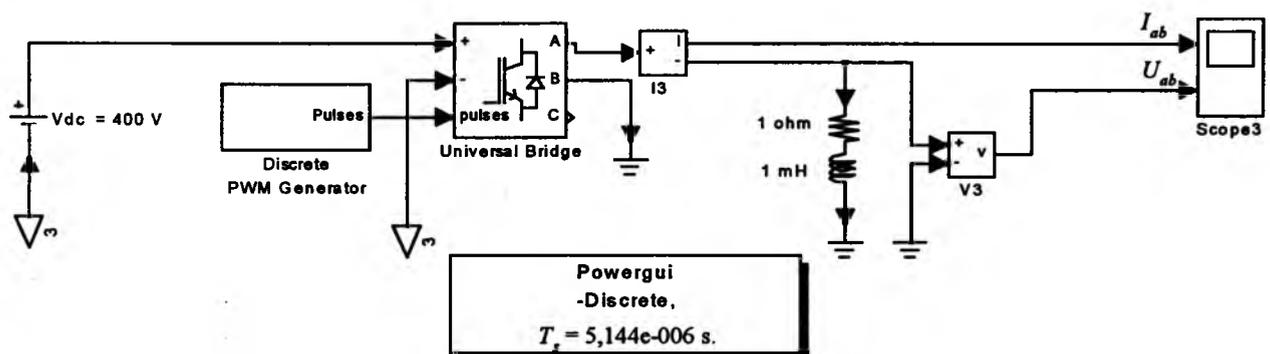


Рис.7. Виртуальная математическая модель АИ, построенного по классической трёхфазной мостовой схеме

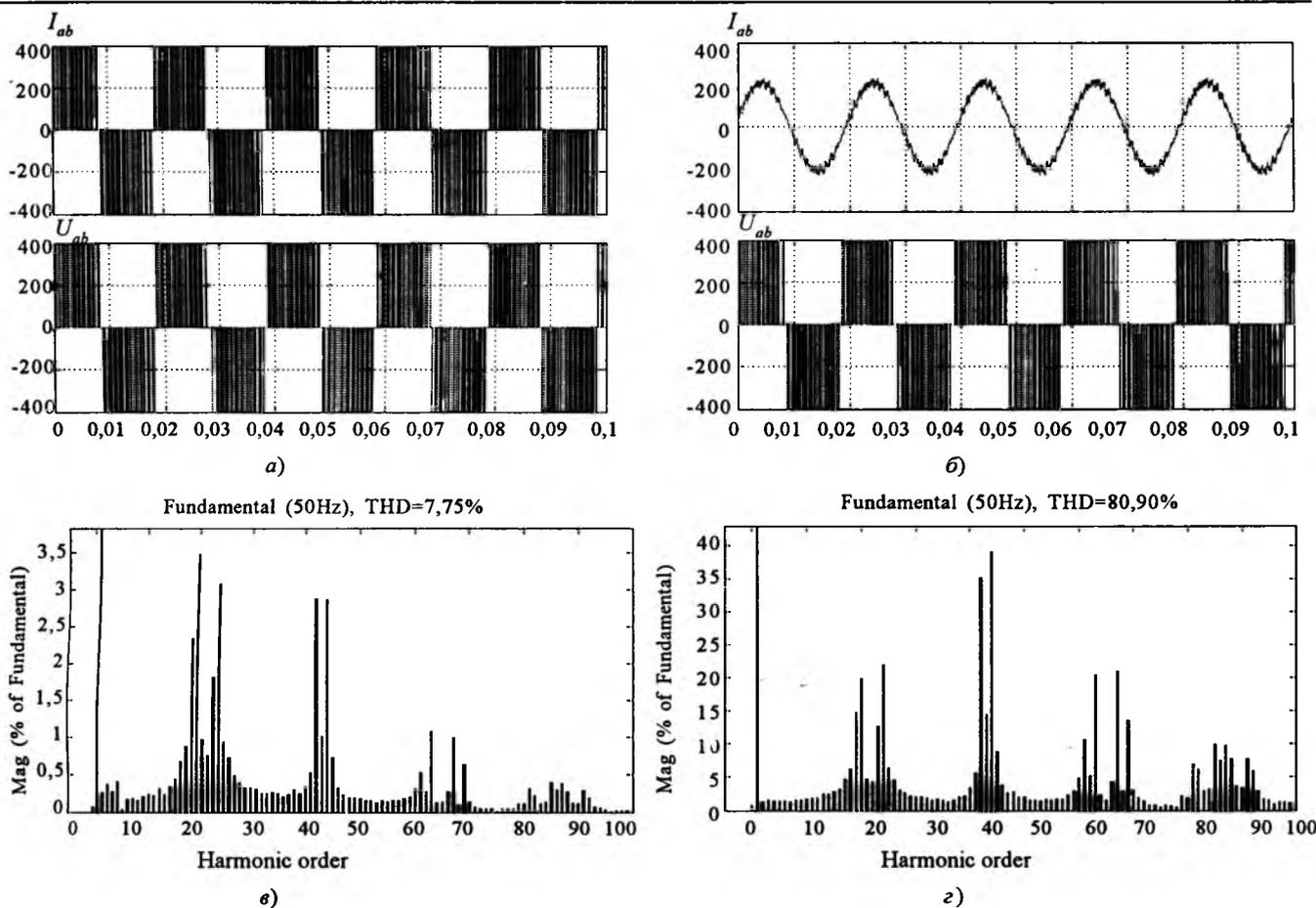


Рис.8. Токи и напряжения на выходе классического трёхфазного мостового АИ при работе на активную (а) и активно-индуктивную (б) нагрузку и соответствующие им спектрограммы (в) и (г)

выходных напряжений и токов (АИМ-1), в худшем варианте (при 4 парах СКЛ) имеют качество выходного напряжения примерно в 2 раза выше, чем классический мостовой АИ с ШИМ-1, при этом, используя конструктивные особенности ТВМП и его обмоток, можно добиться практически полной синусоидальности выходных токов и напряжений АИ с ТВМП, чего в принципе невозможно добиться у классических АИ, реализованных на трансформаторах с пульсирующими магнитными полями.

Отмеченные достоинства АИ с ТВМП наиболее полезны в автономных электротехнических комплексах и системах, например, в авиационных и судовых электротехнических установках, которые весьма критичны к росту виброакустических и шумовых характеристик электрооборудования из-за питания его несинусоидальными токами и напряжениями [6].

**Выводы**

1. Разработанная математическая модель АИ с ТВМП в среде MatLab-Simulink позволя-

ет исследовать режимы работы и качество выходного тока и напряжения инвертора в зависимости от числа пар силовых ключей транзисторного коммутатора.

2. Спектральный анализ выходных токов и напряжений АИ с ТВМП показал, что с ростом числа пар СКЛ, переключающих отводы КО, качество выходного тока и напряжения АИ возрастает и при 16 парах СКЛ оно практически соответствует ГОСТ 13109-97.

3. Сравнительный анализ АИ на базе ТВМП и мостового АИ на IGBT-транзисторах показал, что АИ на базе ТВМП, реализующие амплитудно-импульсную модуляцию выходных токов и напряжений (АИМ-1), имеют более высокое качество выходного напряжения, чем мостовой АИ с ШИМ-1, что открывает перспективу применения АИ с ТВМП в автономных электротехнических комплексах, где электрооборудование весьма критично к росту виброакустических и шумовых характеристик из-за питания несинусоидальными токами и напряжениями.

## Параметры обмоток ТВМП

Число пар СКЛ	$L_{\text{секц}}$ КО, Гн	$R_{\text{секц}}$ КО, Ом	$L_{\phi}$ ТО, Гн	$R_{\phi}$ ТО, Ом
4	0,01	0,01	0,5	0,1
8	0,01	0,01	0,5	0,1
16	0,015	0,015	1,0	0,1

4. Если у транзисторного коммутатора АИ с ТВМП число пар СКЛ, коммутирующих отводы КО, меньше 16, то высокое качество выходного напряжения и тока может быть обеспечено методами, применяемыми в электрических машинах, например, за счёт скаса пазов у внешнего и внутреннего магнитопроводов ТВМП, сокращения шага обмоток по пазам, выбора оптимального числа пазов на полюс и фазу, что в принципе невозможно сделать у классических АИ, реализованных на трансформаторах с пульсирующими магнитными полями.

## Список литературы

1. Копылов И.П. Математическое моделирование электрических машин, М.: Высшая школа, 2001.
2. Черевко А.И., Музыка М.М., Лимонникова Е.В. Схемотехническое и математическое моделирование полу-

проводниковых преобразователей, содержащих согласующие трансформаторы с вращающимися магнитными полями. Архангельск: Изд-во АГТУ, 2005.

3. Герман-Галкин С.Г. Компьютерное моделирование полупроводниковых систем в MatLab 6.0. СПб.: КОРОНА принт, 2001.

4. Дьяконов В.П. MatLab 6/6.1/6.5+Simulink 4/5 в математике и моделировании. М.: Солон – Пресс, 2003.

5. Черных И.В. Simulink: среда создания приложений инженерных. М.: ДИАЛОГ-МИФИ, 2003.

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

Черевко Александр Иванович – доцент кафедры "Электротехники и электроэнергетики", декан факультета повышения квалификации Севмашвуза – филиала Санкт-Петербургского государственного морского технического университета в г. Северодвинске, канд. техн. наук. Окончил с отличием завод-вуз Ленинградского кораблестроительного института в 1971 г. по специальности "Электрооборудование судов". Кандидатскую диссертацию защитил в специализированном Совете Ленинградского электротехнического института в 1977 г.

Гаврилов Дмитрий Александрович – инженер по регулировке и настройке электрооборудования ФГУП СПО "Арктика". Окончил с отличием Севмашвуз – филиал Санкт-Петербургского государственного морского технического университета в г. Северодвинске в 2004 г.

## Схемотехническая модель инвертора с трансформатором вращающегося магнитного поля в Micro-Cap 7

ЧЕРЕВКО А.И., КАЗАКЕВИЧ А.И., СЕМЕНОВ Д.Н.

В Micro-Cap 7 разработаны схемотехнические модели инверторов, выполненных на базе трансформаторов с вращающимся магнитным полем, с различными силовыми структурами транзисторных коммутаторов. Получены кривые выходных напряжений инверторов и их спектральные составы при 4, 6, 8, 12 парах силовых ключей коммутатора. Установлено минимальное число пар силовых ключей транзисторного коммутатора, при котором без дополнительных мероприятий коэффициент гармоник в фазном напряжении инвертора не превысит порог 8 %, установленный ГОСТ 13109-97.

Физическая и упрощённая пространственные модели АИ с ТВМП представлены на рис.1. Принято, что внешний магнитопровод так же, как и в физической модели, содержит трёхфазную двухслойную шестизонную обмотку (ТО)

*There have been scheme-technical model of inverters developed in Micro-Cap 7, which were performed on the base of transformers with rotating magnetic field with different power structures of transistor switchboards. Output voltage curves of inverters and their spectrum compositions with 6, 8, 12, 16 switchboard key pairs have been obtained. The minimum quantity of transistor switchboard power keys pairs has been found under which the harmonic coefficient in phase voltage of an inverter without any extra actions is not more than limit of 8 per cent adopted by GOST 13109-97.*

с одной парой полюсов, а внутренний магнитопровод содержит круговую петлевою обмотку (КО) с числом секции  $S = 16n$ , где  $n = 1, 2, 3, \dots$ , причём шаг секции равен полюсному делению  $u = \tau$ , так как в этом случае обеспечи-

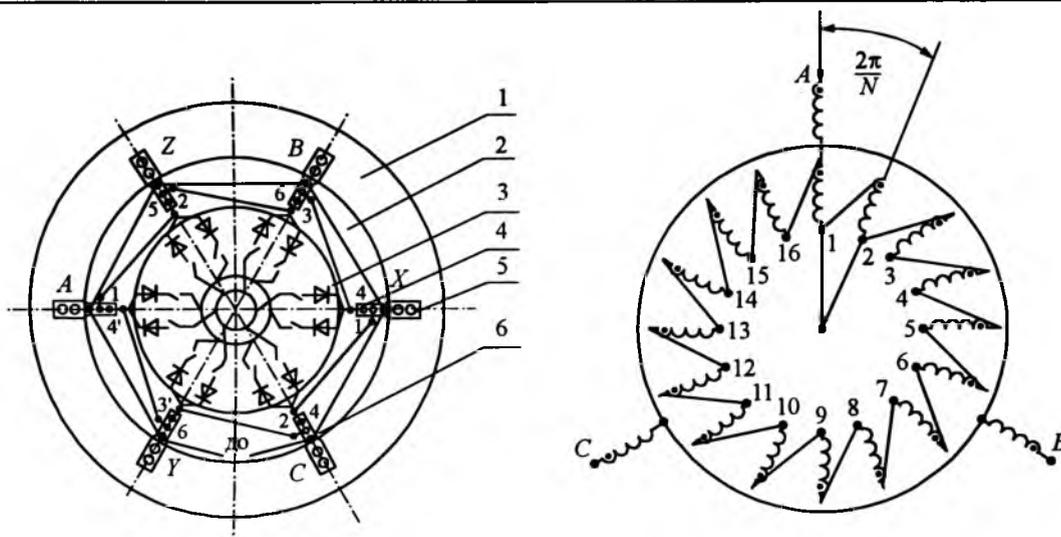


Рис.1. Физическая и пространственная модели АИ с ТВМП:

1, 2 – наружный и внутренний магнитопроводы ТВМП; 3 – ТК; 4 – КО, 5 – ТО, 6 – дополнительная обмотка

вается максимальное потокосцепление секций КО с полным потоком полюсов ТО [1].

Считается также, что магнитное поле, создаваемое КО и пересекающее витки ТО, является плоскопараллельным, а под противоположными полюсами оно имеет различные знаки  $N$  (северный) и  $S$  (южный). Воздушный зазор между наружным и внутренним магнитопроводами стремится к нулю, а ферромагнитные участки магнитопровода обладают практически нулевыми магнитными сопротивлениями по сравнению с воздухом.

Цель работы – разработка схемотехнической модели инвертора с трансформатором вращающегося магнитного поля (ТВМП), с коммутатором, содержащим различное число пар СКЛ для ускорения процесса исследования и проектирования инверторов данного типа.

Конструкцию ТВМП (рис.1) можно описать с помощью системы дифференциальных уравнений [2,3]:

$$u_1 = r_1 i_1 + \frac{d}{dt} \Psi_1; \quad u_2 = r_2 i_2 + \frac{d}{dt} \Psi_2;$$

.....

$$u_{16n} = r_{16n} i_{16n} + \frac{d}{dt} \Psi_{16n}; \quad -u_a = r_a i_a + \frac{d}{dt} \Psi_a; \quad (1)$$

$$-u_b = r_b i_b + \frac{d}{dt} \Psi_b; \quad -u_c = r_c i_c + \frac{d}{dt} \Psi_c,$$

где  $u_i$  – напряжения секций входной обмотки и фаз выходной обмотки ( $i=1,2,\dots,16n,a,b,c$ );

$i_i$  – токи секций входной обмотки и фаз выходной обмотки;  $r_i$  – активные сопротивления секций входной обмотки и фаз выходной обмотки;  $\Psi_i$  – результирующие потокосцепления секций входной обмотки и фаз выходной обмотки.

При записи системы уравнений (1) было принято, что мощность подводится к первичной КО, а с вторичной ТО снимается, о чём свидетельствуют знаки перед напряжениями в уравнениях (1).

Результирующее потокосцепление первой секции КО

$$\Psi_1 = L_1 i_1 + M_{12} i_2 + M_{13} i_3 + \dots + M_{16n} i_{16n} + M_{1a} i_a + M_{1b} i_b + M_{1c} i_c, \quad (2)$$

где  $L_1$  – полная индуктивность секции;  $M_{1i}$  – взаимная индуктивность первой и  $i$ -й секции КО;  $M_{1a} - M_{1c}$  – взаимные индуктивности между первой секцией КО и фазами ТО;

Аналогичным образом определяются результирующие потокосцепления для других секций КО и фаз ТО. Взаимная индуктивность двух контуров, образованных разными обмотками или секциями в ТВМП по рис.1, определяется по формуле:

$$M_{ij} = K \sqrt{L_i L_j} \cos \left[ \frac{2\pi}{N} (i - j) \right], \quad (3)$$

где  $K$  – коэффициент магнитной связи, учитывающий магнитный поток, который сцеплен с витками соответствующей секции или обмотки;  $L_i$  и  $L_j$  – собственные индуктивности магнитосвязанных секций и/или обмоток;

$\frac{2\pi}{N}(i-j)$  – угол сдвига секций и/или обмоток в пространстве при цилиндрической конструкции магнитопровода;  $N$  – число секций КО.

Из (3) следует, что с увеличением числа секций КО  $N$  угол сдвига секций и/или обмоток в пространстве будет стремиться к нулю, а косинус этого угла будет стремиться к единице. В этом случае коэффициент обмоток, который является параметром модели взаимной индуктивности, можно будет найти из приближённого соотношения:

$$0 \leq K = \frac{M_{ij}}{\sqrt{L_i L_j}} \leq 1. \quad (4)$$

При реализации макромодели ТВМП согласно (1) в соответствии с (3) оказалось, что в библиотеке МС 7 отсутствуют макромодели КО и ТО, в которых бы учитывалось пространственное расположение секций КО и фаз ТО.

При разработке макромоделей секций КО и фаз ТО ТВМП выяснилось, что пространственное расположение секций КО и фаз ТО, нельзя учесть с помощью коэффициента  $K$ , так как его значение может быть только положительным согласно требованиям программы МС 7. Поэтому было предложено каждую фазу ТО и секцию КО эквивалентировать моделями трёх катушек индуктивности, две из которых включаются встречно и имитируют согласное и встречное включение, а третья катушка имитирует собственную индуктивность фазы ТО или секции КО (рис.2).

Если пространственный угол между катушками не более  $90^\circ$ , то магнитосвязанные катушки (например,  $L_1$  и  $L_2$  на рис.2) включены согласно, их магнитная связь имеет положительный знак, а коэффициент магнитной связи между ними можно записать, например, как  $K_{1a2a}$  (рис.2). Если пространственный угол между катушками не менее  $90^\circ$ , то магнитосвязанные

катушки ( $L_1$  и  $L_3$  на рис.2) включены встречно, их магнитная связь имеет отрицательный знак, а коэффициент магнитной связи между ними можно записать, например, как  $K_{1a3b}$  (рис.2).

Тогда напряжение, например, в 1 секции КО

$$u_i = L_i \frac{di_1}{dt} + \left( M_{1a2a} \frac{di_2}{dt} + M_{1a6a} \frac{di_6}{dt} \right) - \left( M_{1a3b} \frac{di_3}{dt} + M_{1a4b} \frac{di_4}{dt} + M_{1a5b} \frac{di_5}{dt} \right) + r_i i_1. \quad (5)$$

В качестве примера принципиальная схема макромодели ТВМП с ТК на 8 пар СКЛ приведена на рис.3. Здесь в нумерации  $K$  секций КО для согласного включения секций приняты следующие обозначения:  $K_{1a2a}$ ;  $K_{1a3a}$ ;  $K_{1a4a}$ ;  $K_{1a5a}$ ;  $K_{2a3a}$ ;  $K_{3a4a}$ ;  $K_{2a5a}$ ;  $K_{2a6a}$  и т.д., а для встречного включения секций КО обозначения вида:  $K_{1a6b}$ ;  $K_{1a7b}$ ;  $K_{1a8b}$ ;  $K_{2a2b}$ ;  $K_{2a7b}$ ;  $K_{2a8b}$ ;  $K_{1a9b}$  и так далее. В нумерации "К" секций КО и фаз ТО для согласного включения приняты обозначения:  $K_{1aAa}$ ;  $K_{2aAa}$ ;  $K_{3aAa}$ ;  $K_{4aAa}$ ;  $K_{3aBa}$ ;  $K_{4aBa}$ ;  $K_{5aBa}$  и т.д., а для встречного включения – обозначения вида:  $K_{1bBa}$ ;  $K_{1bCa}$ ;  $K_{2bBa}$ ;  $K_{2bCa}$ ;  $K_{3bCa}$ ;  $K_{4bCa}$ ;  $K_{5bCa}$  и т.д.

В нумерации коэффициентов магнитной связи фаз ТО приняты обозначения:  $K_{AaBb}$ ;  $K_{AaCb}$ ;  $K_{BaCb}$ .

Как показано в [2] в нумерации коэффициентов магнитной связи для согласного и встречного включения секций КО и фаз ТО для случая 8 и 4 пар СКЛ ТК принятые выше принципы соблюдаются, но полное совпадение обозначений имеет место только для фаз ТО.

В принятых обозначениях первая цифра или буква, при коэффициенте  $K$  обозначает номер "опорной" секции КО или фазы ТО, а третья цифра или буква обозначает номер секции или фазы, с которой "опорная" катушка имеет магнитную связь. Если магнитная связь положительная, то в обозначениях присутствуют две одноименные буквы, например  $a$ , если магнитная связь отрицательная, то – две разные буквы:  $a$  и  $b$ .

На рис.4 в качестве примера представлена схема макромоделей секций КО и фаз ТО ТВМП, позволяющая рассчитать коэффициенты взаимной индукции с учётом их пространственного расположения, когда КО содержит 4 секции.

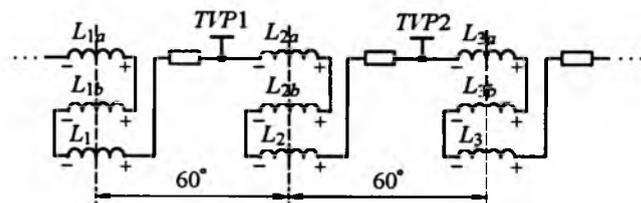
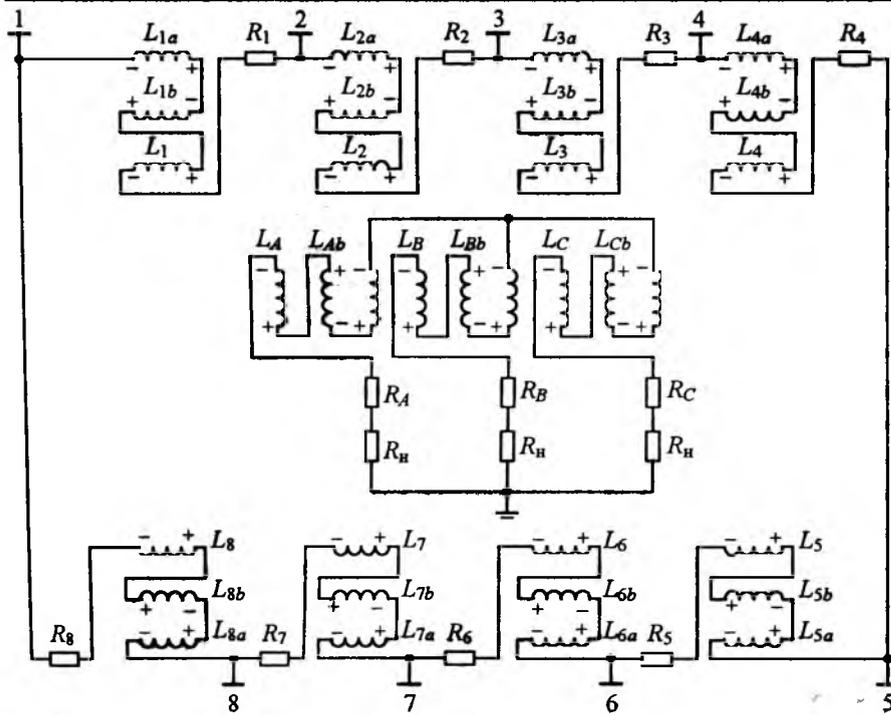


Рис.2. Часть 6-ти секционной КО ТВМП



Коэффициенты магнитной связи круговой обмотки ТВМП

$K_{1a2a}$	$K_{1a3a}$	$K_{1a4a}$	$K_{1a5a}$	$K_{1a6a}$	$K_{1a7a}$	$K_{1a8a}$
$K_{2a3a}$	$K_{2a4a}$	$K_{2a5a}$	$K_{2a6a}$	$K_{2a7a}$	$K_{2a8a}$	$K_{7a8a}$
$K_{3a4a}$	$K_{3a5a}$	$K_{3a6a}$	$K_{3a7a}$	$K_{3a8a}$	$K_{6a7a}$	$K_{6a8a}$
$K_{4a5a}$	$K_{4a6a}$	$K_{4a7a}$	$K_{4a8a}$	$K_{5a6a}$	$K_{5a7a}$	$K_{5a8a}$

Коэффициенты магнитной связи круговой и трёхфазной обмоток ТВМП

$K_{1aAa}$	$K_{2aAa}$	$K_{3aAa}$	$K_{4aAb}$	$K_{5aAb}$	$K_{6aAb}$	$K_{7aAa}$	$K_{8aAb}$
$K_{1bBa}$	$K_{2bBa}$	$K_{3aBa}$	$K_{4aBa}$	$K_{5aBa}$	$K_{6aBa}$	$K_{7aBa}$	$K_{8aBa}$
$K_{1bCa}$	$K_{2bCa}$	$K_{3bCa}$	$K_{4bCa}$	$K_{5bCa}$	$K_{6bCa}$	$K_{7bCa}$	$K_{8aCa}$

Коэффициенты магнитной связи фаз трёхфазной обмотки ТВМП

$K_{AaBb}$	$K_{AaCb}$	$K_{BaCb}$
------------	------------	------------

Рис.3. Расчётная схема макромодели ТВМП АИ с ТК на 8 пар СКЛ

При разработке макромодели ТК (рис.5,б) за основу была принята принципиальная схема физической модели выходных каскадов ТК, представленная на рис.5,а. В макромодели ТК реальный блок предварительных усилителей, выполненный на транзисторах VT1-VT4, VT13-VT16 (рис.5,а), заменён моделями управляемых по напряжению ключевых элементов S1, S2, S3, S4 (рис.5,б) с целью сокращения вре-

мени расчёта переходных процессов в модели. В качестве силовых транзисторов в модели использованы их зарубежные аналоги из библиотеки компонентов МС 7 [4].

Система управления (СУ) ТК реализована на источниках импульсного напряжения, которые управляют ключами, включёнными в "базовые" цепи силовых транзисторов ТК. Сигналы СУ генерируются при помощи n источников импульсного напряжения (V1, V2), которые выбираются из меню Component> Analog primitives> Waveform sources> Pulse source. Источники управляют соответствующими ключами (S1-S4), исполнительные контакты которых KS1-KS4 включены в "базовые" цепи силовых транзисторов.

В качестве примера на рис.6 приведены временные диаграммы сигналов управления генерируемых СУ для ТК на 8 пар СКЛ, а на рис.7 представлены макромодели системы управления АИ и выходные каскады макромодели ТК на восемь пар СКЛ.

На рис.8 приведены графики напряжений и токов для режимов работы АИ на базе ТВМП с ТК на 8 пар СКЛ (АК8).

Из анализа осциллограмм (рис.8) следует, что на этапах переключения секций КО ТВМП во время коммутации смежных пар СКЛ в макромодели КО наблюдаются коммутационные всплески напряжений, которые однако не распространяются в выходную трёхфазную цепь (цепь потребителя), что свидетельствует о достаточно высоких демпфирующих свойствах электромагнитной цепи ТВМП.

Исследования работы АИ с ТВМП показа-

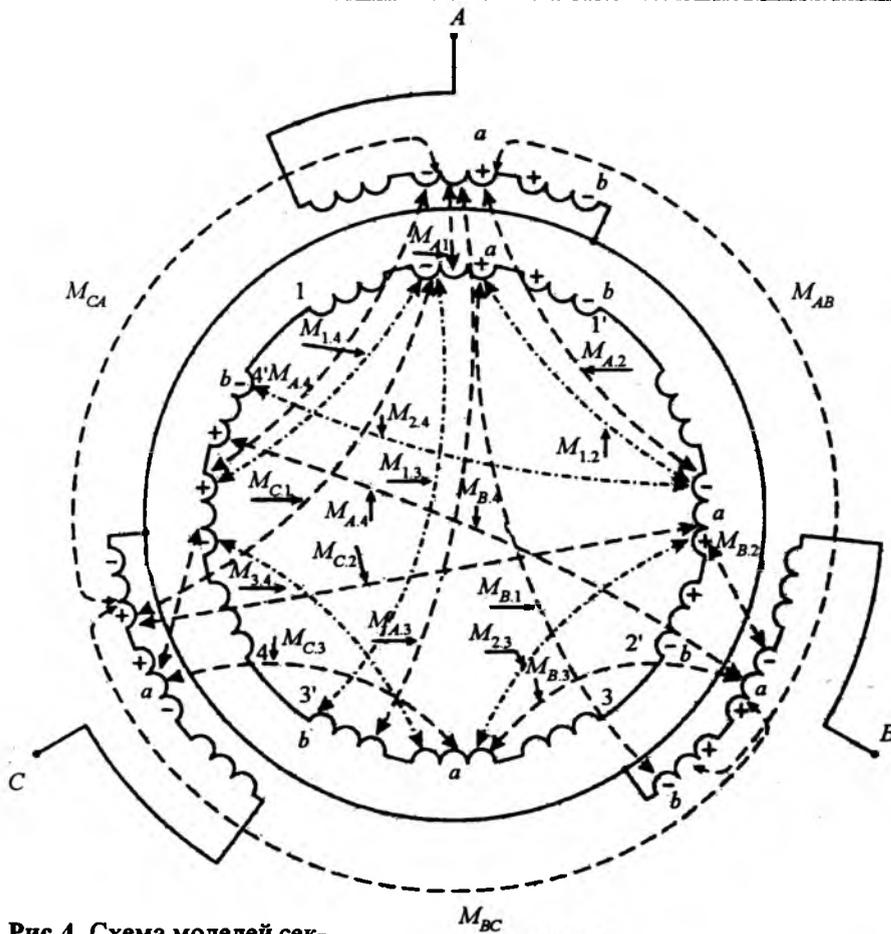
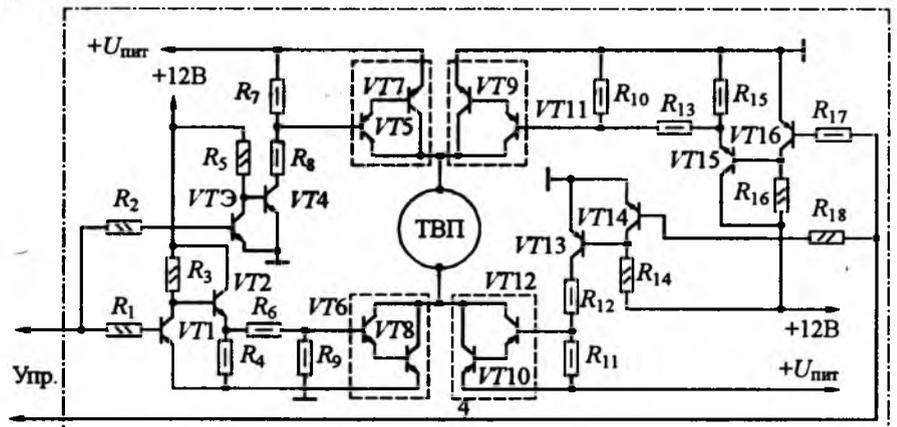


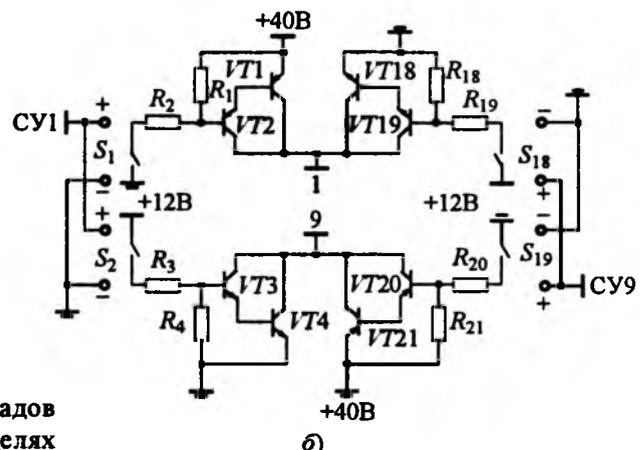
Рис.4. Схема моделей секций КО и фаз ТО ТВМП в МС 7

ли [2], что коммутационные всплески напряжений в макромодели КО оказываются максимальными при активно-индуктивной нагрузке, что связано с ограничениями, заложенными разработчиками в программу МС 7 и исключающими возможность уменьшения шага расчёта модели на этапах коммутации смежных пар СКЛ.

С целью подавления коммутационных всплесков напряжений в макромодели КО АИ на базе ТВМП было предложено [2] в макромодели выходных каскадов ТК параллельно СКЛ ввести дополнительные диоды



а)



б)

Рис.5. Принципиальные схемы выходных каскадов ТК в физической (а) и схемотехнической (б) моделях

VD1-VD4 (рис.9), что способствовало резкому, почти на два порядка (в 100 раз), снижению перенапряжений в секциях макромоделей КО.

На рис.10 в качестве примера приведены осциллограммы напряжений в выходной ТО ТВМП – V(66,75), в диагонали четырёхсекционной КО – V(2,9) и тока в секциях КО – i(R1) при 4 парах СКЛ в случае отсутствия и наличия дополнительных диодов, при активно-индуктивной нагрузке инвертора.

Из анализа осциллограмм напряжения в диагонали макромодели четырёхсекционной КО – V(2,9) следует, что без добавочных диодов перенапряжения

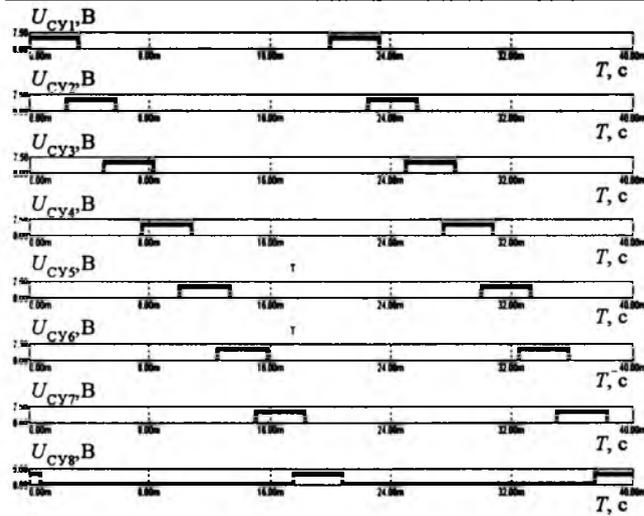


Рис.6. Сигналы, вырабатываемые СУ для включения 8-ми пар СКЛ ТК

в диагонали макромодели КО могут достигать 600 В, а во втором случае не превышают 14–16 В.

Разработанные в МС 7 схемотехнические модели АИ на базе ТВМП с различным числом пар СКЛ ТК, позволяют получать не только диаграммы кривых выходных напряжений в исследуемых моделях, но и их спектральный

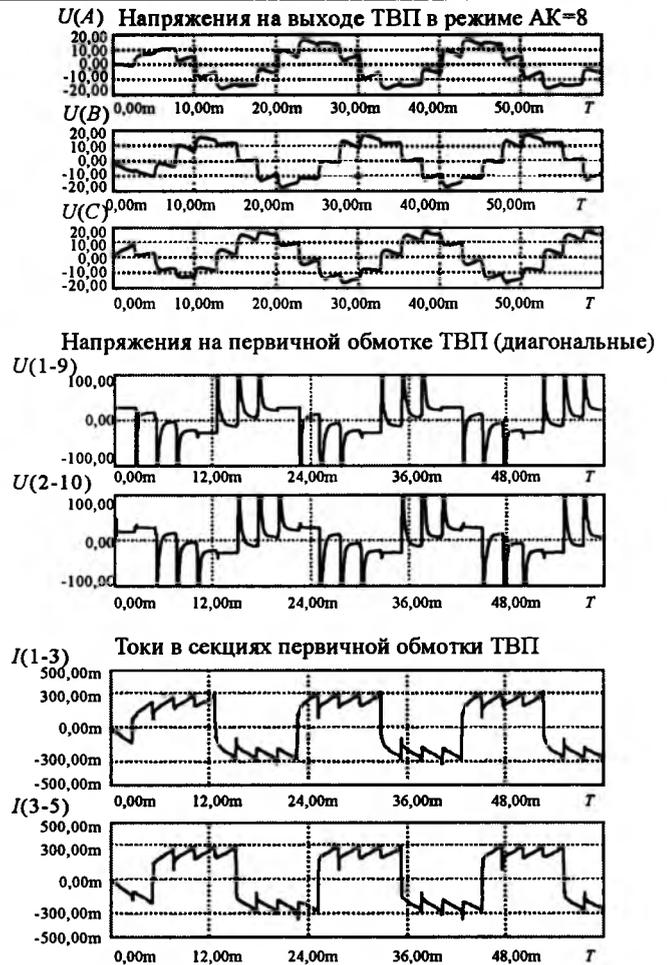


Рис.8. Токи и напряжения в ТО и КО ТВМП при 8 парах СКЛ

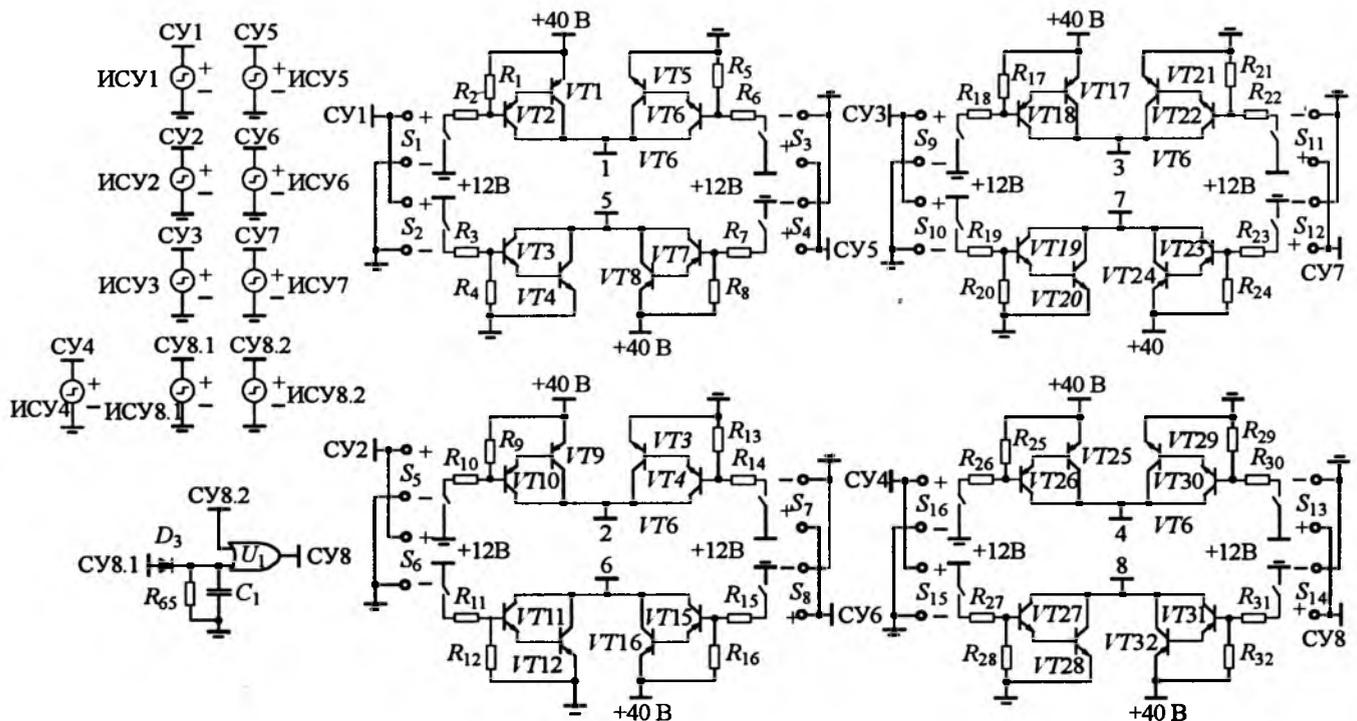


Рис.7. Макромодель системы управления и выходных каскадов ТК на восемь пар СКЛ

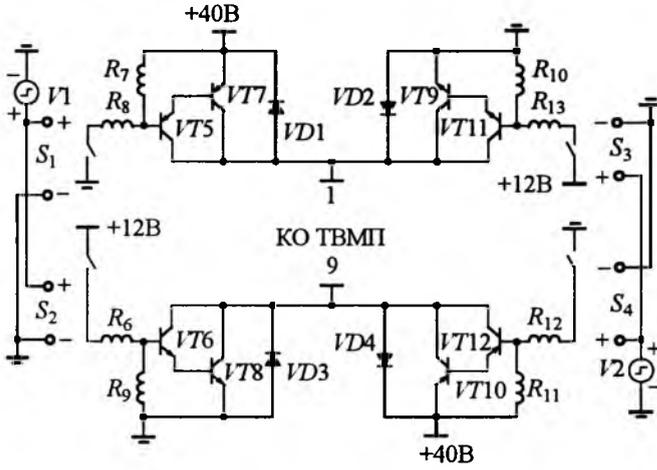


Рис.9. Макромодель выходных каскадов ТК с дополнительными диодами

состав. Для определения спектрального состава кривых можно воспользоваться стандартной функцией "Transient" из меню "Analysis" [4], а затем по найденному гармоническому составу рассчитать, например, коэффициент гармоник выходного напряжения инвертора:

$$K_r = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{40} U_n^2}}{U_1} \cdot 100\%, \quad (2)$$

где  $U_1$ ;  $U_n$  – действующее значение первой и  $n$ -й гармоники в напряжении АИ.

На рис.11 приведены временные диаграммы выходных фазных напряжений инверторов с ТВМП и их спектрограммы для 6 (а), 8 (б),

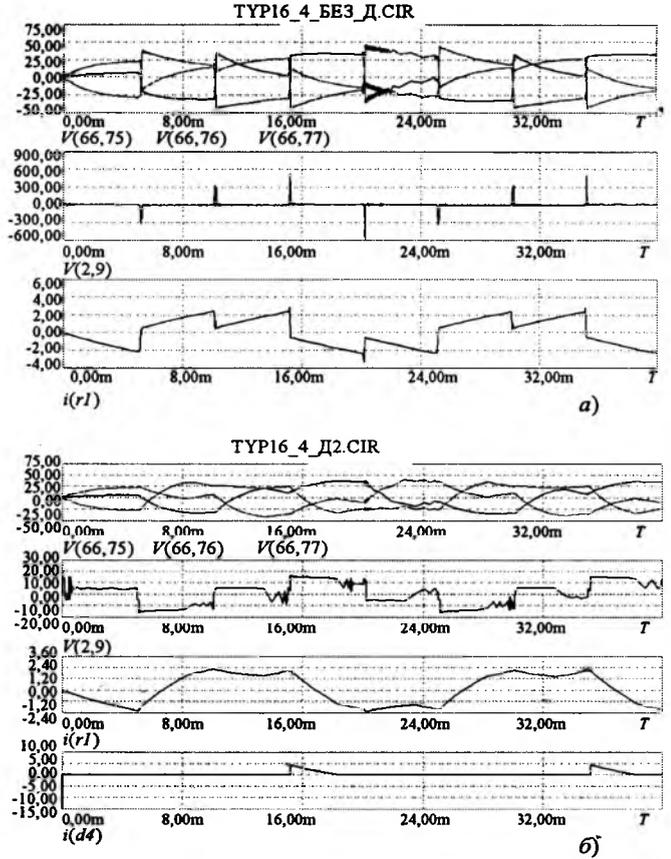
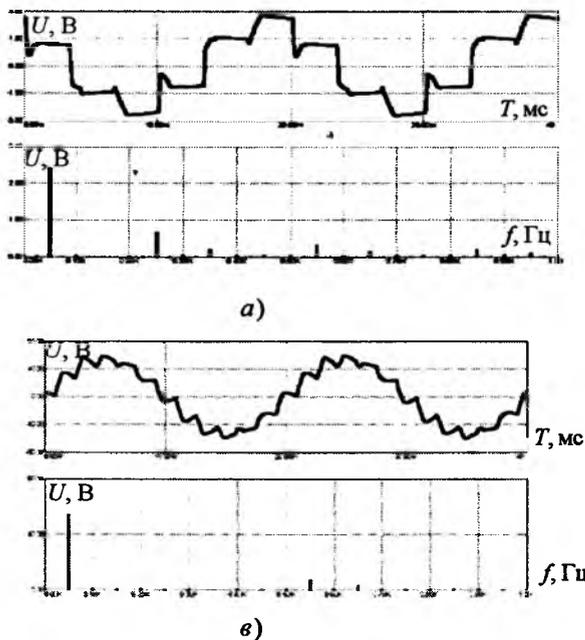


Рис.10. Осциллограммы напряжений в выходной ТО ТВМП –  $V(66,75)$  в диагонали четырёхсекционной КО –  $V(2,9)$  и тока в секциях КО –  $i(R1)$  при 4 парах СКЛ и отсутствии дополнительных диодов (а) и осциллограммы напряжений в выходной ТО ТВМП –  $V(66,75)$  в диагонали четырёхсекционной КО –  $V(2,9)$ , тока в секциях КО –  $i(R1)$ , а также тока в одном из дополнительных диодов  $i(d4)$  (б)

Рис.11. Осциллограммы фазных напряжений АИ и их спектрограммы

$n$	$N_{ск} = 6$	$N_{ск} = 8$	$N_{ск} = 12$	$N_{ск} = 16$
2	1,38	2,14	0,35	0,89
3	1,38	0,28	0,18	1,2
4	1,26	1,54	0,09	0,7
5	28,22	1,96	0,18	1,23
6	1,09	2,02	0,18	0,52
7	6,83	15,95	0,23	1,28
8	1,26	1,57	0,23	0,62
9	1,00	8,42	0,40	1,55
10	0,96	0,95	0,30	0,094
11	12,87	1,10	13,01	1,45
12	4,61	0,61	0,49	0,25
13	1,13	1,16	5,80	2,35
14	0,88	1,00	0,35	0,03
15	7,88	5,05	0,17	6,09
16	12,58	0,87	0,10	0,44
17	7,04	3,16	0,05	1,47
18	0,55	0,65	0,12	1,34
19	4,70	1,36	0,08	0,17
20	0,126	0,39	0,14	0,09
$K_r$	35,5%	19,8%	14,7%	7,6%

12 (в) и 16 (г) пар СКЛ при активном сопротивлении трёхфазной нагрузки инвертора.

Спектральный состав выходных напряжений АИ и расчёты коэффициентов гармоник с различным числом пар СКЛ ТК представлены в таблице. Анализ спектрального состава выходного напряжения АИ на базе ТВМП (таблица) показывает, что наибольших значений достигают высшие гармоники с порядковыми номерами  $n = N_{ск} - 1$ , где  $N_{ск}$  – число пар СКЛ ТК. Кроме того, выделяются высшие гармоники с нечётными порядковыми номерами.

Зависимость коэффициента гармоник в функции числа пар СКЛ ТК  $K_r = f(N_{ск})$ , представлена на рис. 12. Анализ зависимости  $K_r$  показывает, что качество выходного напряжения

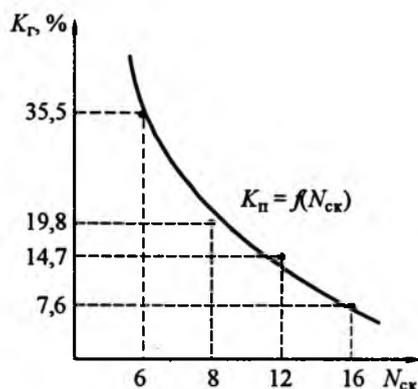


Рис. 12. Зависимость  $K_r$  от числа пар СКЛ ТК

инвертора соответствующее требованию ГОСТ 13109-97, без дополнительных мероприятий обеспечивается при  $N_{ск} = 16$ .

В остальных случаях могут быть использованы конструктивные приёмы подавления гармоник, применяемые в электрических машинах [1], что в принципе невозможно сделать в обычных трансформаторах [2].

### Выводы

1. Разработанные макромодели КО, ТО, ТВМП, ТК, СУ ТК и АИ на базе ТВМП характеризуются относительной простотой реализации и позволяют:

- ускорить разработку теории электромагнитных процессов в инверторах с ТВМП, в частности, исследовать работу АИ с ТВМП в симметричных и несимметричных режимах при различных видах нагрузки, а также статические, динамические и аварийные режимы их работы;

- подбирать оптимальные значения активных сопротивлений и индуктивностей фаз ТО и секций КО ТВМП и ускорять разработку способов и алгоритмов построения систем управления ТК АИ на базе ТВМП;

- определять оптимальное количество пар СКЛ ТК, при котором обеспечивается требуемое ГОСТ 13109-97 и отраслевыми стандартами качество напряжения на выходе инверторов с ТВМП, а также проводить сравнительный анализ предлагаемых АИ с ТВМП с классическими мостовыми АИ, содержащими трансформаторы с пульсирующими магнитными полями.

2. Анализ качества выходного напряжения в моделях инверторов с 4, 6, 8, 12 и 16 парами СКЛ показал, что коэффициенты гармоник по напряжению у них составляет соответственно 44,5; 35,5; 19,8; 14,7 и 7,6%, что хорошо согласуется с результатами, полученными в математической модели АИ с ТВМП разработанной в Matlab-Simulink.

3. Если у ТК АИ с ТВМП число пар СКЛ, коммутирующих отводы КО, меньше 16, то высокое качество выходного напряжения и тока может быть обеспечено методами, применяемыми в электрических машинах, в силу цилиндрического характера магнитопровода ТВМП.

### Список литературы

1. Копылов И.П. Математическое моделирование электрических машин. М.: Высшая школа, 2001.
2. Черевко А.И., Музыка М.М., Лимоиникова Е.В. Схемотехническое и математическое моделирование полу-

проводниковых преобразователей, содержащих согласующие трансформаторы с вращающимися магнитными полями. Архангельск: Изд-во АГТУ, 2005.

3. Червко А.И., Семенов Д.Н., Казакевич А.И. Схемотехнические модели выпрямителей с трансформаторами вращающегося магнитного поля в Micro-Cap 7 // Электротехника. 2005. № 4. С. 8–15.

4. Разевиг В.Д. Схемотехническое моделирование с помощью Micro-Cap 7 // М.: Горячая линия-Телеком, 2003.

Приложение

#### ПАРАМЕТРЫ ОБМОТОК ТВМП

Число пар СКЛ	$L_{\text{секц}} \text{ КО, Гн}$	$R_{\text{секц}} \text{ КО, Ом}$	$L_{\text{ф}} \text{ ТО, Гн}$	$R_{\text{ф}} \text{ ТО, Ом}$
4	0,01	0,01	5	0,1
6	0,01	0,01	5	0,1
8	0,01	0,01	5	0,1
12	0,015	0,015	10	0,1
16	0,015	0,015	10	0,1

Червко Александр Иванович – доцент кафедры "Электротехники и электроэнергетики", декан факультета повышения квалификации Севмашвуза – филиала Санкт-Петербургского государственного морского технического университета в г. Северодвинске, канд. техн. наук. Окончил завод-втуз Ленинградского кораблестроительного института в 1971 г. по специальности "Электрооборудование судов". Кандидатскую диссертацию защитил в специализированном Совете Ленинградского электротехнического института в 1977 г.

Семенов Дмитрий Николаевич – инженер по регулировке и настройке электрооборудования ФГУП СПО "Арктика". Окончил Севмашвуз – филиал Санкт-Петербургского государственного морского технического университета в г. Северодвинске в 2004 г.

Казакевич Андрей Игоревич – инженер-конструктор КБ ОГТ ФГУП МП "Звездочка". Окончил Севмашвуз – филиал Санкт-Петербургского государственного морского технического университета в г. Северодвинске в 2003 г.

## ЭЛЕКТРОПРИВОД

### Улучшение динамики электропривода с фазовой синхронизацией

БУБНОВ А.В.

Рассмотрены вопросы улучшения динамики электропривода с фазовой синхронизацией. Предложен эффективный способ регулирования электропривода с опережающей разблокировкой двухканального логического устройства сравнения в пропорциональный режим работы по сигналу дополнительного частотного дискриминатора. Разработан алгоритм работы частотного дискриминатора, основанный на контроле совпадений во времени импульсов двух импульсных последовательностей. В результате достигается уменьшение времени переходного процесса и снижение перерегулирования в электроприводе с фазовой синхронизацией.

Электроприводы с фазовой синхронизацией находят широкое применение при построении обзорно-поисковых систем, в робототехнике, системах передачи и воспроизведения информации благодаря высоким точностным показателям, хорошим динамическим свойствам и широкому диапазону регулирования [1, 2].

В основе построения таких электроприводов лежит принцип фазовой автоподстройки частоты

Questions of improving of dynamic of the electric drive with phase synchronization were surveyed in article. The effective control method of the electric drive with an outstripping unblocking of the two-channel logic device of comparison in a proportional mode of operation on a signal of the additional frequency discriminator was offered. The algorithm of work of the frequency discriminator, set up on the control of coincidence over a time of pulses of two impulse sequences was developed. In result reduction of transient response and decrease of an overcorrection in the electric drive with phase synchronization is achieved.

ты вращения (ФАПЧВ), в соответствии с которым в качестве задающего сигнала используется частотный сигнал  $f_{\text{оп}}$ , формируемый с помощью кварцевого генератора; в качестве сигнала обратной связи – частотный сигнал  $f_{\text{о.с.}}$ , формируемый на выходе импульсного датчика частоты (ИДЧ) вращения; в качестве сравнивающего элемента – логическое устройство сравнения (ЛУС) частот и фаз двух им-

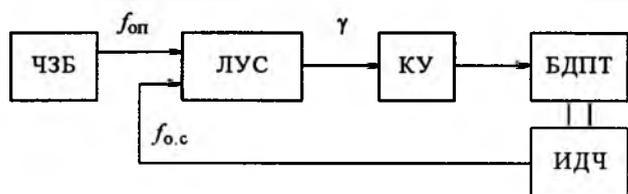


Рис.1. Функциональная схема электропривода с фазовой синхронизацией

пульсных последовательностей (рис.1, где ЧЗБ – частотно-задающий блок, КУ – корректирующее устройство, БДПТ – бесконтактный двигатель постоянного тока).

Несмотря на широкое использование принципа ФАПЧВ при построении прецизионных систем электропривода вопросы динамики и, в частности, улучшения качества регулирования таких систем рассмотрены недостаточно полно, что обусловлено наличием целого ряда нелинейностей в модели электропривода, отражающих алгоритм работы ЛУС и токоограничение БДПТ [3].

Целью данной статьи является разработка эффективных способов регулирования электропривода с фазовой синхронизацией.

В соответствии с принципом ФАПЧВ алгоритм функционирования логического устройства сравнения должен обеспечивать три режима работы электропривода: режим разгона с максимальным ускорением (при  $f_{оп} > f_{о.с}$ ), пропорциональный (линейный) режим (при  $f_{оп} \approx f_{о.с}$ ) и режим торможения с максимальным ускорением (при  $f_{оп} < f_{о.с}$ ). Реализация такого алгоритма работы электропривода обеспечивается благодаря наличию трёх режимов работы ЛУС: режима насыщения при разгоне, режима фазового сравнения и режима насыщения при торможении электропривода.

Использование в качестве ЛУС импульсно-частотно-фазового дискриминатора (ИЧФД) с обычным алгоритмом работы [4] позволяет обеспечить достаточно высокое качество переходных процессов в широком диапазоне регулирования частоты вращения при небольшом перерегулировании по  $\Delta\omega$ , которое обусловлено алгоритмом работы ИЧФД.

Для анализа динамических процессов в системах ФАПЧВ целесообразно использовать метод фазовой плоскости [3], при этом электропривод рассматривается как система с переменной структурой, и для каждой рабочей области строятся семейства фазовых траекто-

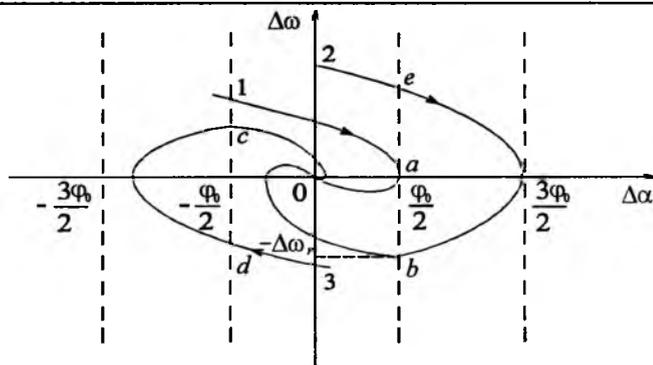


Рис.2. Фазовый портрет работы электропривода

рий. На рис.2 изображён фазовый портрет для режима синхронизации электропривода при различных начальных условиях. Фазовые траектории 1 и 2 соответствуют режиму синхронизации при разгоне, а траектория 3 – при торможении электропривода. Направление движения на траекториях обозначено стрелками.

Начальные условия по угловой ошибке  $\Delta\alpha$  и ошибке по угловой скорости  $\Delta\omega$  при переходе из режима разгона в пропорциональный режим работы (при синхронизации электропривода в точке  $\Delta\alpha = 0, \Delta\omega = 0$ ) [3] расположены на линии переключения  $\Delta\alpha = \varphi_0/2$  и определяются  $\Delta\alpha = \varphi_0/2; 0 \geq \Delta\omega > -\sqrt{2\omega_0 \epsilon_m} = -\Delta\omega_r$ , где  $\varphi_0 = 2\pi/z$  – угловое расстояние между двумя соседними метками ИДЧ;  $z$  – количество меток;  $\epsilon_m$  – максимальное угловое ускорение в режимах разгона и торможения электропривода;  $\Delta\omega_r$  – максимальная ошибка по угловой скорости в режиме вхождения электропривода в синхронизм со входным частотным сигналом  $f_{оп}$  (максимальное перерегулирование по  $\Delta\omega$ ).

Выражения для начальных условий по  $\Delta\alpha$  и  $\Delta\omega$  в режиме фазового сравнения ЛУС не зависят от заданной частоты вращения, а определяются только параметрами контура ФАПЧВ.

Уменьшить перерегулирование в электроприводе с фазовой синхронизацией можно, организуя опережающую разблокировку ИЧФД [2]. Один из вариантов опережающего переключения ИЧФД в режим фазового сравнения реализуется путём подачи на его вход в режиме разгона (торможения) вместо импульсов частоты  $f_{оп}$ , импульсов, поступающих с дополнительного генератора [5] с частотой  $f_{мв} = f_{оп} \mp \Delta f_0$ , где  $\Delta f_0$  – отклонение частоты  $f_{мв}$  от частоты  $f_{оп}$ , не превышающее  $\Delta\omega_r/\varphi_0$ , знак минус соответствует режиму разгона, а плюс – торможению электропривода.

После разблокировки ИЧФД импульсы частоты  $f_{мв}$  отключаются и осуществляется подача на его вход импульсов частоты  $f_{оп}$ .

Такая реализация ЛУС находит отражение на фазовой плоскости в параллельном сдвиге оси  $\Delta\alpha$  на  $\Delta\omega_0 = \varphi_0 \Delta f_0$  в режимах насыщения ИЧФД. В результате перерегулирование по частоте вращения может быть несколько снижено. В то же время неопределённость начальных условий по  $\Delta\alpha$  в момент разблокировки ИЧФД приводит к тому, что при некоторых начальных условиях по  $\Delta\alpha$  и  $\Delta\omega$  возможны повторные переходы импульсного частотно-фазового дискриминатора в режимы насыщения, в результате эффект от введения дополнительного генератора сводится к нулю.

При использовании дополнительного частотного дискриминатора (ЧД) может осуществляться опережающая разблокировка ИЧФД с помощью импульса, формируемого на выходе одновибратора (ОВ) [6], в момент изменения режима работы ЧД, т.е. при уменьшении ошибки по угловой скорости  $\Delta\omega$  до значения  $\Delta\omega_0$ , определяющего порог срабатывания ЧД.

В этом случае уравнение линии переключения на фазовой плоскости примет вид  $\Delta\omega = \Delta\omega_0$ , в результате обеспечивается опережение переключения в пропорциональный режим работы электропривода. Однако такой алгоритм регулирования допускает возможность повторных переходов ИЧФД в режимы насыщения в области  $|\Delta\omega| < \Delta\omega_0$ , что приводит к увеличению времени переходного процесса.

Исключить повторные выходы ИЧФД в режимы насыщения позволяет предлагаемый способ регулирования, в соответствии с которым по сигналу дополнительного ЧД осуществляется частичная разблокировка двухканального ЛУС [2]. В таком логическом устройстве сравнения второй выходной канал используется для получения сигнала, пропорционального  $\Delta\omega$ , в режимах насыщения ИЧФД путём дифференцирования выходного сигнала дополнительного фазового дискриминатора (ФД) с расширенной до  $\pm 1,5\varphi_0$  линейной зоной характеристики [7].

Функциональная схема регулятора приведена на рис.3, где ДУ – дифференцирующее устройство, УК – управляемый ключ. Корректирующий сигнал  $\Delta\omega'$ , пропорциональный отклонению угловой скорости, в переходных режимах формируется путём дифференцирования сигнала  $\Delta\varphi'$  измерителя фазового рассогласования, входящего в состав ЛУС, с расширенной до

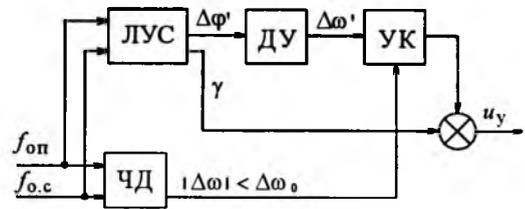


Рис.3. Функциональная схема регулятора с дифференцированием выходного сигнала дополнительного ФД

$\pm 1,5\varphi_0$  линейной зоной характеристики. Далее корректирующий сигнал суммируется с выходным сигналом ЛУС  $\gamma$  в диапазоне значений ошибки по угловой скорости  $|\Delta\omega| < \Delta\omega_0$ , определяемой с помощью ЧД. При частотных рассогласованиях, превышающих  $\Delta\omega_0$ , сигнал коррекции отключается.

Фазовый портрет работы контура ФАПЧВ при разгоне электропривода с учётом токоограничения электродвигателя (линии переключения  $ab$  и  $cd$ ) и дополнительного корректирующего сигнала в режиме насыщения ИЧФД для коэффициента усиления регулятора  $k = 1$  представлен на рис.4 [2].

Линии переключения ( $bm$  и  $dn$ ) на фазовой плоскости, ограничивающие область действия корректирующего сигнала в режиме разгона, описываются уравнением

$$\Delta\omega = -\Delta\omega_r \sqrt{k} / 4 \pm \Delta\omega_r / (4\sqrt{k}).$$

Область начальных условий по  $\Delta\alpha$  и  $\Delta\omega$  для режима фазового сравнения при разгоне электродвигателя расположена на линии переключения  $bm$  в пределах  $\varphi_0/2 \leq \Delta\alpha < 3\varphi_0/2$ ;

$$\Delta\omega = -\Delta\omega_r (\sqrt{k} - \sqrt{k}^{-1}) / 4.$$

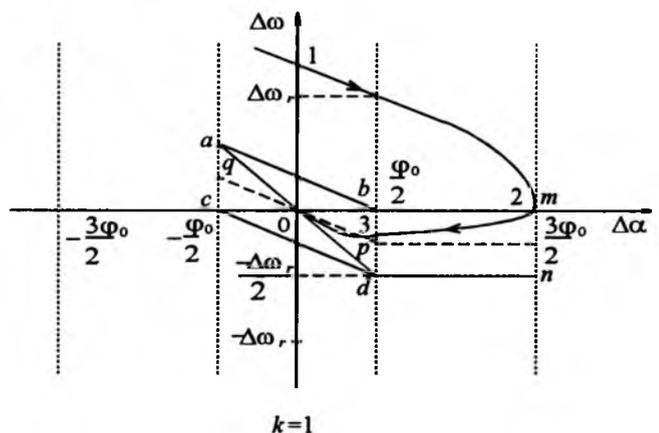


Рис.4. Фазовый портрет работы электропривода с дифференцированием выходного сигнала дополнительного фазового дискриминатора

В результате область начальных условий по  $\Delta\omega$  (при  $k = 1$ ) при переходе ИЧФД в режим фазового сравнения значительно сужается ( $0 < \Delta\omega \leq \Delta\omega_0/4$ ) по сравнению с работой контура ФАПЧВ без дополнительного корректирующего сигнала и соответственно уменьшается перерегулирование по  $\Delta\omega$ .

При больших коэффициентах усиления  $k$  корректирующего устройства эффективность действия корректирующего сигнала в режимах насыщения ИЧФД снижается и при  $k > 16$  практически не проявляется. Однако при небольших  $k$  ( $1 \leq k < 10$ ) рассмотренный способ коррекции при простоте технической реализации позволяет улучшить качество переходного процесса в контуре ФАПЧВ в широком диапазоне рабочих частот вращения.

Рассмотрим возможные варианты практической реализации ЧД для использования в системах регулирования электропривода с опережающей разблокировкой ЛУС. Основным требованием при выборе частотного дискриминатора является высокая точность измерения ошибки по угловой скорости  $\Delta\omega$ , так как сигнал разблокировки ИЧФД должен формироваться в области  $0 \leq |\Delta\omega| < \Delta\omega_0$ . В электроприводах, построенных на основе принципа ФАПЧВ, отношение заданной угловой скорости  $\omega_0$  к  $\Delta\omega$ , может достигать единиц и даже десятков тысяч, поэтому вопрос реализации ЧД требует серьёзной проработки.

Сигнал, пропорциональный ошибке по угловой скорости  $\Delta\omega$ , может быть получен путём сравнения периодов  $T_{оп}$  и  $T_{о.с}$  сравниваемых частот  $f_{оп}$  и  $f_{о.с}$  [6]. Задаваясь зоной срабатывания  $\Delta f_0$  частотного дискриминатора, получаем уравнение линии переключения (в режиме разгона)  $\Delta\omega = \Delta\omega_0$  и область начальных условий:  $-\varphi_0/2 < \Delta\alpha \leq \varphi_0/2$ ;  $\Delta\omega = \Delta\omega_0$ .

Более эффективный алгоритм работы может обеспечить предлагаемая схема ЧД, работа которого основана на определении момента времени, когда произойдёт совпадение во времени входных импульсов частот  $f_{оп}$  и  $f_{о.с}$  длительностью  $\tau$  не менее двух раз подряд [8] (рис. 5, где ФКИ – формирователь коротких импульсов стабильной длительности  $\tau$ ).

Совпадение во времени входных импульсов ЧД определяется с помощью логического элемента И, а количество таких повторных совпадений подсчитывается первым двухразрядным счётчиком импульсов СТ1. Второй счётчик им-

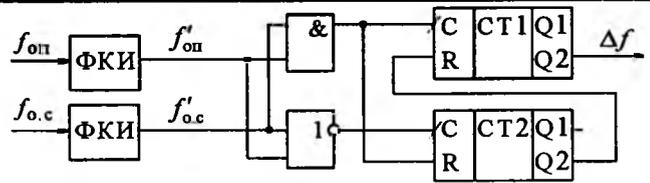


Рис. 5. Функциональная схема ЧД

пульсов СТ2 подсчитывает количество повторно совпадающих пауз, определяемых с помощью логического элемента ИЛИ–НЕ между повторными наложениями входных импульсов. Если такое количество совпадений пауз превышает единицу, то счётчик импульсов СТ1 устанавливается в нуль по сигналу с выхода Q2 счётчика импульсов СТ2, и разблокировка ИЧФД не происходит. Если же повторное совпадение импульсов произошло на следующем такте  $f_{оп}$ , то появляется единица на выходе Q2 счётчика СТ1 (выходной сигнал ЧД  $\Delta f$ ), по которой срабатывает одновибратор, осуществляющий разблокировку ИЧФД в пропорциональный режим работы.

При таком алгоритме работы ЧД периоды сравниваемых частот в момент его срабатывания отличаются друг от друга не более чем на  $2\tau$ , а ошибка по угловой скорости  $\Delta\omega$  при повторном совпадении входных импульсов ЧД находится в области [9]  $|\Delta\omega| < \Delta\omega_0 = 2\tau\omega_0^2 / \varphi_0$ .

Уравнение линии переключения на фазовой плоскости (при разгоне электропривода) записывается в виде  $\Delta\alpha = \varphi_0/2$ , а начальные условия  $\Delta\alpha = \varphi_0/2$ ;  $\Delta\omega \leq \Delta\omega_0$ , причём разблокировка ИЧФД происходит не после изменения знака  $\Delta\omega$ , а непосредственно перед этим изменением.

Предложенный способ регулирования и алгоритм работы ЧД обеспечивают снижение перерегулирования и уменьшение времени переходного процесса в электроприводе с фазовой синхронизацией за счёт опережающей разблокировки ИЧФД и введения корректирующего сигнала в основной канал регулирования в режимах насыщения ИЧФД при малых значениях ошибки по частоте вращения.

#### Список литературы

1. Трахтенберг Р.М. Импульсные астатические системы электропривода с дискретным управлением. М.: Энергоиздат, 1982.
2. Бубнов А.В. Вопросы анализа и синтеза прецизионных систем синхронно-синфазного электропривода постоянного тока. Омск: Омский научный вестник, 2004.

3. Бубнов А. В. Исследование режима синхронизации в контуре фазовой автоподстройки частоты вращения. Омск: Изд-во ОмГТУ, 1999.

4. Стребков В. И. Импульсный частотно-фазовый дискриминатор на интегральных микросхемах // Электронная техника в автоматике. М.: Советское радио, 1977. Вып. 9. С. 223–230.

5. А. с. 467440 СССР, МКИ<sup>2</sup> Н02 Р 5/06. Система синхронизации скорости вращения электродвигателя постоянного тока / И. В. Булин-Соколов, В. Н. Катькалов, С. М. Миронов.

6. А. с. 1280685 СССР, МКИ<sup>4</sup> Н02 Р 5/06. Электропривод постоянного тока / В. М. Сбоев, Н. А. Завражных, А. П. Протасов.

7. А. с. 1508334 СССР, МКИ<sup>4</sup> Н02 Р 5/06. Стабилизированный электропривод / А. В. Бубнов, В. Г. Кавко, А. М. Суторин.

8. А. с. 1624649 СССР, МКИ<sup>5</sup> Н02 Р 5/06. Стабилизиро-

ванный электропривод / А. В. Бубнов, Б. М. Ямановский.

9. Бубнов А. В. Анализ влияния алгоритма работы импульсного частотно-фазового дискриминатора на динамику электропривода с фазовой синхронизацией // Известия Томского политехнического университета. 2004. Т. 307. № 6. С. 139–143.

**Бубнов Алексей Владимирович** – доцент кафедры "Электроснабжение промышленных предприятий" (ЭСПП), заведующий секцией "Промышленная электроника" кафедры ЭСПП Омского ГТУ, канд. техн. наук. Окончил факультет автоматики и телемеханики Омского института инженеров железнодорожного транспорта в 1978 г. Защитил кандидатскую диссертацию по теме "Прецизионный дискретный электропривод с бесконтактным двигателем постоянного тока для системы оптико-механической развёртки" в 1993 г.

## Системный подход к оценке потерь в синхронном микроэлектроприводе

ГЛАЗУНОВ В. Ф., ПИКУНОВ В. В., МИТРОФАНОВ А. С.

*Выполнены анализ и сравнение энергетических показателей синхронных микроэлектроприводов с усилителями мощности в линейном и импульсном режимах работы. Рассмотрены энергетические характеристики усилителя мощности с линейным режимом работы при двигательной нагрузке. Предложен комплексный подход к оценке энергетики рассматриваемого класса электроприводов. Определено использование усилителя мощности с точки зрения минимизации потерь в зависимости от угла нагрузки.*

Известен ряд работ по оценке потерь энергии в регулируемых электроприводах [1, 2]. Определение энергетических показателей в них основывается на методе гармонического анализа или выполняется без учёта высших гармонических тока и напряжения, возникающих при использовании усилительных (преобразовательных) устройств. Анализ обоснованности такого подхода к решению задач по минимизации потерь энергии в электроприводе позволил дать оценку точности получаемых результатов расчёта. Так, неучёт высших гармонических приводит к занижению расчётных потерь энергии в двигателе по отношению к реальным до 40%.

Целью работы является обоснование необходимости системного подхода к оценке потерь энергии в синхронном микроэлектроприводе.

При использовании метода гармонического анализа для расчётов потерь в двигателе в работах других авторов используется разложение

*Analysis and comparison of energetic characteristics of synchronous micro electrical drive with amplifiers in line and impulsive operating conditions were made. Energetic characteristics of the amplifiers with line operation conditions were considered in motive load. The integral approach to the energetic evaluation of energetic of the electrical drive type in question was suggested. Using of the amplifier type in view of minimizing losses depending on the angle of loading was defined.*

напряжения в ряд Фурье. Однако потери энергии зависят напрямую от тока, а определение реального тока двигателя возможно только при использовании современной компьютерной техники.

Для определения тока двигателя может быть использована его известная модель [3]. Для нахождения тока в различных режимах работы при разной нагрузке с учётом известной погрешности могут быть использованы уравнения для установившегося режима работы [2].

При использовании автономного инвертора напряжения из-за несинусоидальности питающего напряжения для одного значения угла проекции тока в осях  $d$ ,  $q$ ,  $\gamma$  могут иметь разные значения. Предлагаем определять ток средним значением за период времени его изменения для одного и того же угла нагрузки. Тогда выражения для напряжения, тока, момента, мощности представляются в функции двух переменных: угла нагрузки  $\varrho$  и времени  $t$ .

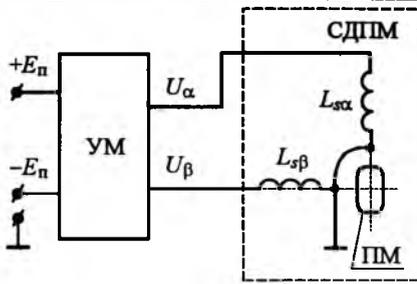


Рис.1. Функциональная схема электропривода "усилитель мощности – синхронный двигатель с постоянными магнитами на роторе" (+Eп, -Eп – напряжение питания усилителя мощности; Uα, Uβ – напряжения питания обмоток статора двигателя; ПМ – постоянные магниты ротора; Lsα, Lsβ – обмотки статора)

Проведём сравнительную оценку разомкнутых систем микроэлектропривода в линейном и импульсном режимах работы усилителя мощности. Как известно [4], принципиальным отличием таких преобразователей с точки зрения энергоэффективности является то, что усилитель мощности в импульсном режиме работает с КПД близким к 1. Максимально возможный КПД усилителя мощности в линейном режиме работы 0,785.

Электропривод, функциональная схема которого представлена на рис.1, состоит из синхронного двигателя с постоянными магнитами на роторе (СДПМ) и усилителя мощности (УМ). Усилитель мощности в линейном режиме работы может состоять из двух двухтактных усилителей, работающих в режиме класса В или АВ. При работе усилителя мощности в импульсном режиме схема может быть выполнена на основе двух однофазных инверторов с нулевым выводом.

Для анализа энергетических показателей указанных электроприводов необходимы математические модели преобразователей и электрической машины, включающие в себя соотношения для определения потерь энергии.

Математические модели усилителей мощности построены на основе формы выходного напряжения. Формы выходных напряжений рассматриваемых типов преобразователей представлены на рис.2, 3.

Сформированные напряжения в осях α, β отдельно для усилителя мощности в линейном режиме работы и нелинейного усилителя мощности необходимо преобразовать в базис d, q, используя выражения:

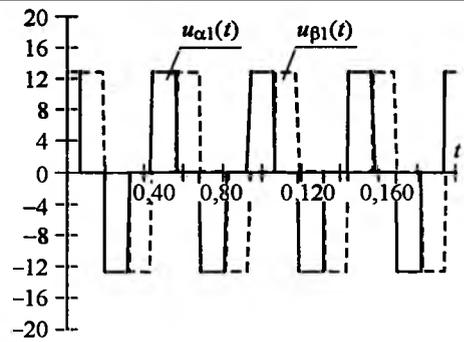


Рис.2. Выходные напряжения нелинейного усилителя мощности в системе координат α, β

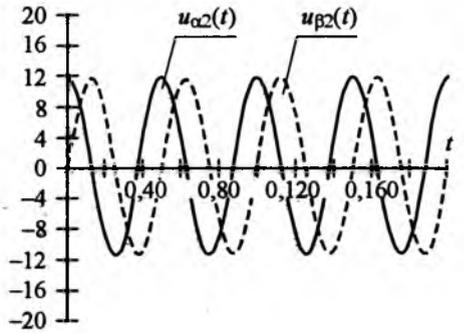


Рис.3. Выходные напряжения в системе координат α, β усилителя мощности с линейным режимом работы

$$u_d(t, Q) = u_\alpha(t) \cos(\omega_c t - Q) + u_\beta(t) \sin(\omega_c t - Q); \quad (1)$$

$$u_q(t, Q) = u_\alpha(t) \sin(\omega_c t - Q) - u_\beta(t) \cos(\omega_c t - Q); \quad (2)$$

где  $u_\alpha(t)$ ,  $u_\beta(t)$  – напряжения по осям α, β электрической машины;  $u_d(t, Q)$ ,  $u_q(t, Q)$  – напряжения питания в системе координат d, q; Q – угол нагрузки;  $\omega_c$  – частота основной гармоники питающего напряжения (сети).

Выражения для токов двигателя в установленном режиме работы, используя [2, 3], запишем в виде:

$$i_d(t, Q) = \frac{u_d(t, Q)R - u_q(t, Q)x_d - E_0 x_d}{R^2 + x_d x_q}; \quad (3)$$

$$i_q(t, Q) = \frac{u_q(t, Q)R + u_d(t, Q)x_q + E_0 R}{R^2 + x_d x_q}; \quad (4)$$

где R – активное сопротивление обмоток статора;  $x_d$ ,  $x_q$  – индуктивное сопротивление обмотки статора;  $E_0$  – ЭДС машины.

Тогда потери в двигателе

$$p_{дв}(t, Q) = \frac{m}{2} (i_d^2(t, Q)R + i_q^2(t, Q)R). \quad (5)$$

Усреднённое значение потерь энергии по периодической  $t$

$$P_{\text{дв}}(Q) = \frac{1}{T} \int_0^T m (i_d^2(t, Q)R + i_q^2(t, Q)R) dt, \quad (6)$$

где  $m$  – число фаз;  $T$  – период времени.

На основе выражений (1)–(4), (6) могут быть определены потери энергии в активном сопротивлении электрической машины при различной форме питающего напряжения.

Потери мощности в нелинейном усилителе мощности состоят из потерь в транзисторных ключах, включающих потери в транзисторах и шунтирующих диодах [4, 5]. В силовых транзисторах потери состоят из статических потерь  $P_{\text{ст}}$  в открытом и закрытом состояниях и динамических потерь  $P_{\text{дин}}$  в процессе переключения. В шунтирующих диодах потери пропорциональны частоте переключения транзисторных ключей.

Анализ литературы по вопросу определения потерь энергии в усилителе мощности с линейным режимом работы показал отсутствие информации об энергетических показателях усилителя мощности при работе на двигательную нагрузку. Рассматриваемые в литературе методики определения потерь энергии, КПД усилителей применимы только для активной нагрузки [4, 6] и, как показали исследования, являются частным случаем.

Получены выражения для энергетических характеристик усилителя мощности с линейным режимом работы, состоящего из двух двухтактных усилителей мощности, работающих в режиме класса В на нагрузку, имеющую произвольный комплексный характер.

Для усилителя мощности с линейным режимом работы потери мощности

$$P_{\text{ум.лин}}(t, Q) = p_n(t, Q) - p_{\text{дв}}(t, Q), \quad (7)$$

где  $p_n(t, Q) = p_{n\alpha}(t, Q) + p_{n\beta}(t, Q) = (U_m + \Delta U_{\text{к.э}}) \times (|i_\alpha(t, Q)| + |i_\beta(t, Q)|)$  – мощность, потребляемая усилителями от источников питания;  $p_{n\alpha}$ ,  $p_{n\beta}$  – мощность, потребляемая усилителем по фазам  $\alpha$ ,  $\beta$ , соответственно;  $i_\alpha(t, Q)$ ,  $i_\beta(t, Q)$  – токи обмоток статора;  $U_m$  – амплитудное значение напряжения питания статорной обмотки;  $\Delta U_{\text{к.э}}$  – падение напряжения на коллекторном переходе транзистора.

Усредненное значение потерь энергии

$$P_{\text{ум.лин}}(Q) = \frac{1}{T} \int_0^T (p_n(t, Q) - p_{\text{дв}}(t, Q)) dt. \quad (8)$$

Исследования показали, что при двигательной нагрузке это значение уменьшается.

КПД рассматриваемого линейного усилителя приближается к 0,785 при увеличении амплитуды выходного сигнала и уменьшении реактивной нагрузки.

Потери мощности в системе электропривода

$$P(Q) = \frac{1}{T} \int_0^T (p_{\text{дв}}(t, Q) + p_{\text{ум}}(t, Q)) dt. \quad (9)$$

На основе приведённых соотношений составлена модель системы "преобразователь – двигатель" с учётом энергетических показателей. Эта модель позволяет исследовать потери энергии как привода в целом, так и элементов в отдельности. Получены зависимости потерь энергии в электрической машине в функции угла нагрузки при использовании усилителя мощности с линейным режимом работы в классе В и нелинейного усилителя мощности. Результаты приведены на рис.4.

Результаты моделирования показывают, что потери энергии в двигателе (номинальная мощность  $P_n = 1,2$  Вт) при питании его от нелинейного усилителя мощности больше на 0,77 Вт, чем при питании от усилителя мощности с линейным режимом работы, и в зависимости от угла нагрузки изменяются от 1,15 до 5,6 Вт. При питании от усилителя мощности с линейным режимом работы потери находятся в пределах от 0,4 до 4,8 Вт.

На рис.5, 6 приведены зависимости потерь мощности и КПД указанных систем в функции угла нагрузки.

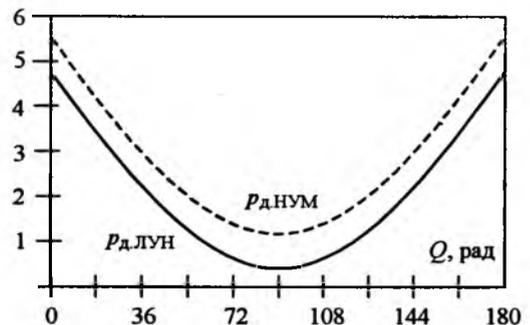


Рис.4. Потери в двигателе при синусоидальной форме питающего напряжения и при питании от нелинейного усилителя мощности ( $P_{\text{д.ЛУМ}}$  – потери энергии в активном сопротивлении электрической машины при синусоидальной форме питающего напряжения;  $P_{\text{д.НУМ}}$  – потери энергии в активном сопротивлении электрической машины при питании от нелинейного усилителя мощности)

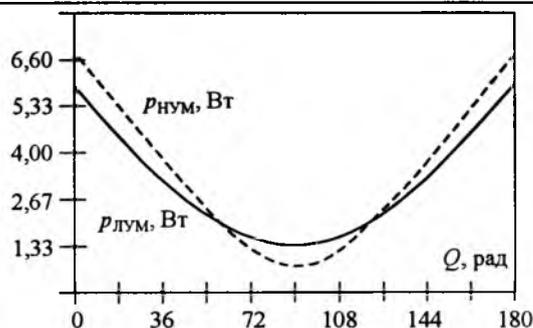


Рис.5. Потери в системе "преобразователь – двигатель" ( $P_{\text{нум}}$  – потери энергии, в системе "нелинейный усилитель мощности – двигатель";  $P_{\text{лум}}$  – потери энергии в системе "усилитель мощности с линейным режимом работы – двигатель")

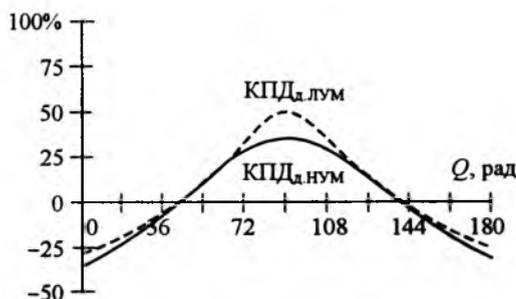


Рис.6. КПД в функции угла нагрузки систем "нелинейный усилитель мощности – двигатель", "усилитель мощности с линейным режимом работы – двигатель"

Результаты моделирования показывают, что значение потерь зависит от режима работы. Так, при изменении угла нагрузки от 0 до 60° и от 120 до 180° потери в системе "двигатель – усилитель мощности с линейным режимом работы" составляют больше, чем в диапазоне углов от 60 до 120°, причём разница потерь при угле нагрузки 90° достигает 50%.

Из анализа потерь можно сделать вывод, что при прочих равных условиях при работе рассматриваемого электропривода с углом нагрузки от 60 до 120° предпочтительнее выбирать питание двигателя от усилителя мощности с линейным режимом работы.

Полученные значения потерь энергии отличаются от потерь, рассчитанных при использовании динамической модели [5, 7] для нескольких значений углов нагрузки, не более, чем на 1%. Ошибка связана с учётом производной по току, который изменяется из-за пульсации напряжения. Преимуществом рассмотренного подхода по сравнению с [7], где потери рассчитываются на основе динамической модели, является возможность получения зависимости потерь в функции угла нагрузки, что позволяет

определить желательные режимы работы привода и оптимизировать систему управления с позиции энергопотребления электропривода в целом.

Таким образом, анализ энергетических характеристик должен производиться системно, т.е. с учётом потерь в двигателе и усилителе мощности в их рабочих режимах работы. Разработанный подход позволяет проанализировать потери энергии при использовании и других типов двигателей и преобразователей.

#### Список литературы

1. Добрускин В.А., Рождественский А.Ю. Потери в регулируемом асинхронном электроприводе с автономным инвертором напряжения // Исследование специальных электрических машин и машинно-вентильных систем. Томск, 1981. С.107–109.
2. Осин И.Л., Колесников В.П., Юферов Ф.М. Синхронные микродвигатели с постоянными магнитами. М.: Энергия, 1976.
3. Глазунов В.Ф., Пикунов В.В., Митрофанов А.С. Математическая модель синхронного двигателя с постоянными магнитами на роторе // Электромеханические системы и комплексы: Межвузовский сб. науч. тр. Магнитогорск: МГТУ, 2002. Вып. 6. С. 40–48.
4. Опачий Ю.Ф., Глудкин О.П., Гуров А.Н. Аналоговая и цифровая электроника. М.: Горячая Линия – Телеком, 2000.
5. Глазунов В.Ф., Пикунов В.В., Митрофанов А.С. Энергопотребление электропривода по системе "автономный инвертор напряжения – синхронный микродвигатель с постоянными магнитами на роторе" // Электротехнические системы и комплексы: Межвузовский сб. науч. тр. Магнитогорск: МГТУ, 2004. Вып. 9. С. 27–34.
6. Забродин Ю.С. Промышленная электроника. М.: Высшая школа, 1982.
7. Глазунов В.Ф., Пикунов В.В., Митрофанов А.С. Математическое моделирование системы преобразователь – синхронный двигатель с учётом энергетических показателей // Материалы I Международной научно-технической конференции "Перспективы использования компьютерных технологий в текстильной и легкой промышленности" (Пиктел-2003). Иваново: ИГТА, 2003. С. 127.

Глазунов Виктор Федорович – заведующий кафедрой "Электропривод и автоматизация промышленных установок" Ивановского государственного энергетического университета, профессор. Окончил электромеханический факультет Ивановского энергетического института (ИЭИ) в 1968 г. Защитил докторскую диссертацию по теме "Анализ и совершенствование управления процессами транспортирования ткани в условиях интенсификации отделочного производства" в Костромском государственном технологическом университете в 1985 г.

Пикунов Владимир Васильевич – доцент кафедры "Электропривод и автоматизация промышленных установок" Ивановского государственного энергетического университета. Окончил электромеханический факультет Ивановского энергетического института (ИЭИ) в 1978 г. Защитил кандидатскую диссертацию по теме "Разработка и исследование асинхронного электропривода с векторным управлением электромагнитным моментом" в ИЭИ в 1987 г.

Митрофанов Андрей Сергеевич – аспирант кафедры "Электропривод и автоматизация промышленных установок" Ивановского государственного энергетического университета. Окончил электромеханический факультет Ивановского государственного энергетического университета в 2000 г.

# Особенности динамики тиристорного электропривода при малых угловых скоростях вращения<sup>1</sup>

ИВАНОВ А.Г., СЕРГЕЕВ А.Г.

Рассмотрены вопросы динамики электропривода на низких скоростях под нагрузкой. Приведены математические зависимости динамических параметров системы.

В настоящее время достаточно хорошо разработана динамика тиристорного электропривода (ТЭП) в "малом" и в "большом" в режимах прерывистого (РПТ) и непрерывного (РНТ) тока, в том числе с линеаризацией регулировочных характеристик управляемого выпрямителя (УВ) [1–4]. Однако при этом оказываются не изученными вопросы пусковых режимов ТЭП на малых угловых скоростях вращения двигателя, которые существенно зависят от значения характера нагрузки, а также уровня скорости электродвигателя.

В данной статье анализируются динамические свойства ТЭП при постоянном статическом моменте типа "сухое трение" при пуске и реверсе электродвигателя для большого диапазона регулирования скорости.

Рассмотрим этот вопрос на примере структуры электропривода постоянного тока с преобразователем П с линейной характеристикой "вход-выход" и коэффициентом передачи  $K_{\Pi}$ . Электропривод имеет ПИ-регулятор скорости (РС), основную отрицательную обратную связь по скорости  $K_{oc}$  и компенсирующую положительную связь по ЭДС двигателя  $K_E$  (рис. 1, а). Последняя осуществляет компенсацию внутренней отрицательной обратной связи по ЭДС в двигателе ( $K_{\Pi}K_E = 1$ ). В этом случае выходной сигнал РС определяет ток двигателя  $i$  и мы имеем так называемую САР с упреждающим токоограничением без регулятора тока (рис. 1, б). Очевидно при пуске двигателя (появлении напряжения  $U_3$ ) его вращение начинается при достижении током значения, соответствующего моменту статической нагрузки  $M_c \equiv i_c$  (рис. 1, в), при  $i \leq i_c$  скорость равна нулю и система по цепи обратной связи оказывается разомкнутой.

The electric drive dynamic features on low speeds with load are considered. Mathematical dependences of system dynamic parameters are determined.

Определим для данного случая функцию  $i(t)$  при скачкообразном изменении задающего сигнала:

$$\left. \begin{aligned} U_3(t) &= U_3 \cdot 1(t) = \text{const}; & U_3(p) &= \frac{U_3}{p}; \\ i(p) &= U_3(t) \frac{K_{\kappa} K_{\Pi}}{R_3} \frac{T_{\kappa} p + 1}{T_{\kappa} p (T_3 p + 1)} = N \frac{(p+d)}{p^2(p-a)} \end{aligned} \right\} (1)$$

где  $N = \frac{U_3 K_{\kappa} K_{\Pi}}{R_3 T_3}$ ;  $d = \frac{1}{T_{\kappa}}$ ;  $a = -\frac{1}{T_3}$ .

По таблицам преобразований Лапласа определим временную функцию  $i(t)$ , соответствующую изображению  $i(p)$ :

$$i(t) = [Ae^{at} + K + K_1 t] N, \quad (2)$$

где  $A = \frac{a+d}{a^2} = \frac{T_3}{T_{\kappa}} (T_3 - T_{\kappa})$ ;  $K = -A = \frac{T_3}{T_{\kappa}} (T_{\kappa} - T_3)$ ;

$$K_1 = -\frac{d}{a} = \frac{T_3}{T_{\kappa}}.$$

В результате найдём:

$$\begin{aligned} i(t) &= N \frac{T_3}{T_{\kappa}} [(T_{\kappa} - T_3)(1 - e^{-t/T_3}) + t] = \\ &= \frac{K_{\kappa} K_{\Pi} U_3}{R_3} \left[ \left( 1 - \frac{T_3}{T_{\kappa}} \right) (1 - e^{-t/T_3}) + \frac{t}{T_{\kappa}} \right]. \end{aligned} \quad (3)$$

Примерный характер  $i(t)$  для нереверсивного электропривода приведен на рис. 2, а, где кривая тока при  $t = 0$  начинается с нуля. Отсюда возможно определить время нарастания тока  $t_1$  до его значения, соответствующего статическому моменту. В точке  $i = i_c$  начинается вращение двигателя. В течение времени  $t_1$  в кривой изменения  $n(t)$  появляется пауза (запаздывание). Для крайнего случая  $T_3 \rightarrow 0$ , что имеет место, например, для малоиндуктивных двигателей с печатной обмоткой или гладким якорем, из (3) при  $i = i_c$  имеем:

$$t_1 \approx T_{\Pi} \left( \frac{i_c R_3}{K_{\Pi} U_3} - K_{\kappa} \right). \quad (4)$$

<sup>1</sup> Печатается в порядке обсуждения.

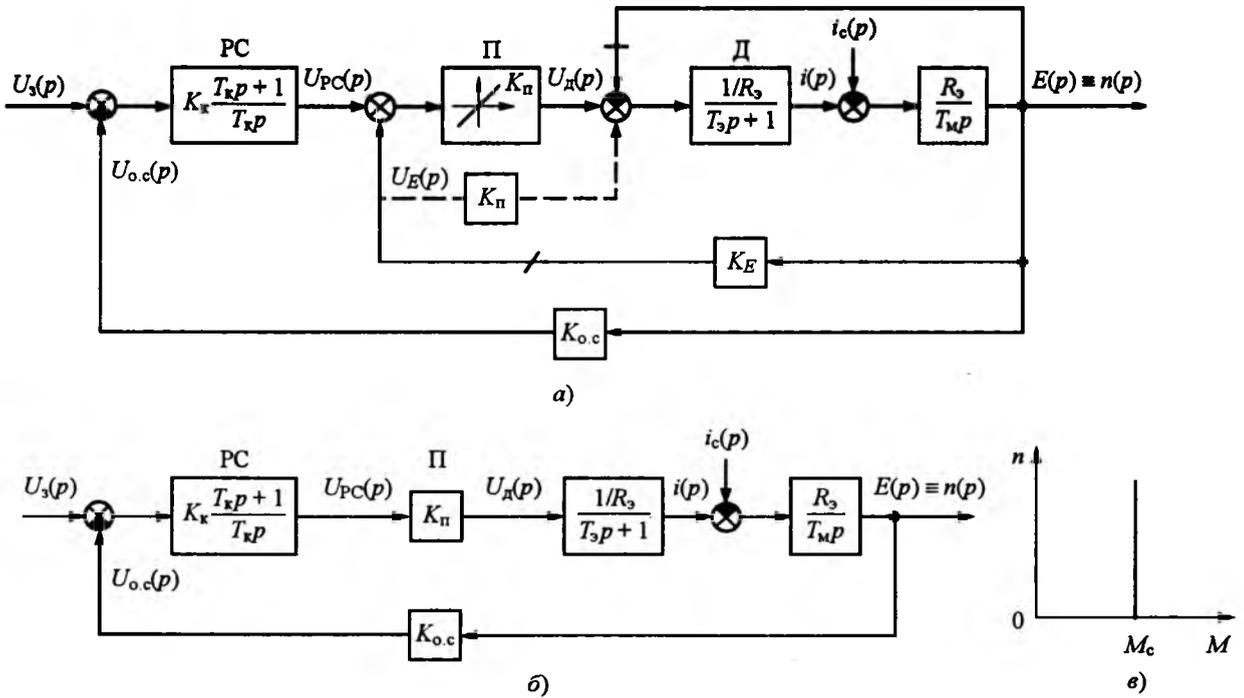


Рис.1. Структурная схема электропривода

Из (4) следует, что при высоких угловых скоростях вращения ( $U_3$  велико) время  $t_1$  мало, при низких угловых скоростях вращения, когда  $U_3$  составляет доли или единицы милливольт, запаздывание  $t_1$  практически достигает нескольких секунд:

$$t_{1\max} \approx T_{\Pi} \frac{i_c R_3}{K_{\Pi} U_{3\min}} \quad (5)$$

Для реверсивного электропривода переходные процессы при реверсировании двигателя на низких скоростях вращения имеют вид по рис.2,б. На участке  $t_2$  происходит спадание тока до нуля и торможение двигателя под действием статического момента нагрузки, а затем реверсирование тока и скорости. При достижении равенства  $|i(t)| = |i_c|$  начинается разгон двигателя в другую сторону.

Следует отметить, что на низких скоростях из-за медленного реверсирования сигнала  $u_{PC}(t)$ , а следовательно, и тока (момента двигателя), электрическое торможение двигателя в отличие от реверса при больших угловых скоростях вращения отсутствует. На участке  $\Delta t = t_2 - t_3$  под действием статического момента происходит быстрый останов двигателя. Максимальное запаздывание при реверсировании двигателя на малых скоростях

$$t_{\Sigma\max} = t_{1\max} + t_{3\max} \approx 2t_{1\max} \quad (6)$$

Рассмотренные особенности динамики САР ТЭП присущи широко распространённому электроприводу серии ЭПУ1М, выполненному по системе подчиненного регулирования с линеаризацией характеристик в РПТ и имеющему широкий диапазон регулирования скорости ( $D \geq 10000$ ). Линеаризация характеристик УВ здесь осуществляется с помощью нелинейного звена НЗ и компенсирующей положительной связи по ЭДС двигателя. Данное техническое решение предложено в [1,2] для аналоговых электроприводов и с успехом применяется ав-

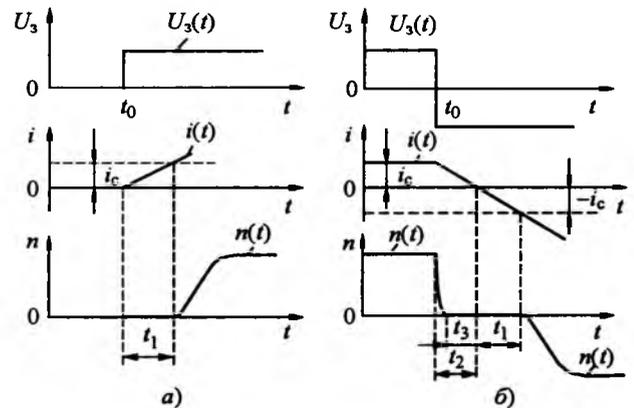


Рис.2. Динамические характеристики электропривода:

а – нереверсивный электропривод; б – реверсивный электропривод

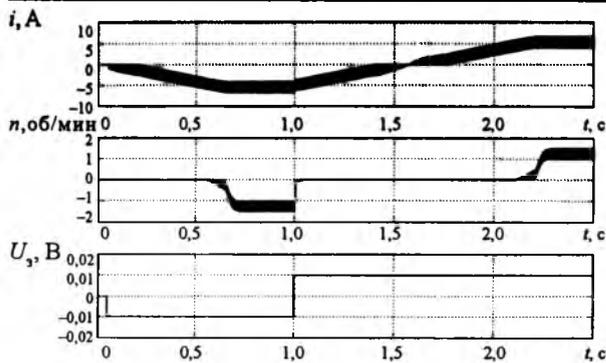


Рис.3. Осциллограмма пуска-реверса электропривода ЭПУ 1М для  $n = 0,001n_n$  и  $M_c = M_n$

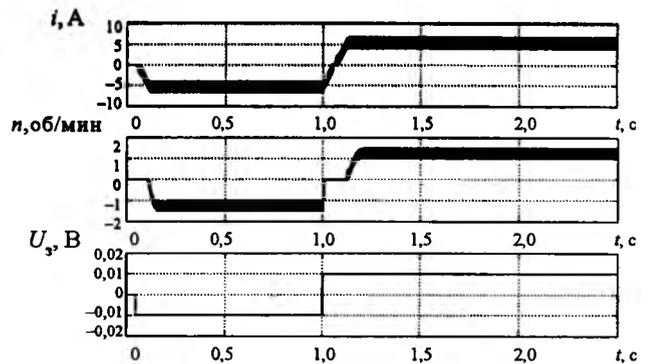


Рис.4. Осциллограмма пуска-реверса электропривода для  $n = 0,001n_n$  и  $M_c = M_n$  с устройством оптимизации

торами в микропроцессорных системах [3, 4].

Следует отметить, что полученные результаты справедливы также и для структур электропривода без компенсирующей положительной связи по ЭДС. Это обусловлено тем, что падение напряжения в якорной цепи двигателя от статического тока нагрузки при малых скоростях значительно превышает соответствующее значение противоЭДС.

На рис.3 приведена осциллограмма процессов пуска и реверса электропривода ЭПУ 1М, полученная на SIMULINK-модели при номинальной нагрузке и диапазоне  $D = 1000$ . При  $n = 0,001n_n$  и  $M_c = M_n$  время запаздывания скорости при реверсе составляет около секунды.

В новой разработке авторов микропроцессорного электропривода за счёт введения устройства оптимизации рассмотренные выше проблемы динамики сведены к минимуму (рис.4).

Проведённый анализ может быть использован для различного типа широкорегулируемых электроприводов постоянного и переменного тока.

### Выводы

1. Пусковые режимы в электроприводах с полупроводниковыми преобразователями на малых угловых скоростях вращения под нагрузкой являются медленнодействующими и для их анализа следует использовать квазинепрерывные динамические модели.

2. Время регулирования скорости в этом случае определяется уровнем скорости, моментной нелинейностью статической нагрузки и параметрами интегральной части ПИ-регулятора скорости.

3. В современных широкорегулируемых электроприводах постоянного и переменного тока время регулирования под нагрузкой на минимальной скорости ( $n \leq 0,001n_n$ ) измеряется секундами.

Повышение быстродействия широкорегулируемого электропривода возможно осуществить в микропроцессорном исполнении электропривода с помощью устройства оптимизации.

### Список литературы

1. Донской Н.В., Иванов А.Г., Никитин В.М., Поздеев А.Д. Динамика вентильного электропривода постоянного тока. М.: Энергия, 1975.
2. Донской Н.В., Иванов А.Г., Никитин В.М., Поздеев А.Д. Управляемый выпрямитель в системах автоматического управления. М.: Энергоатомиздат, 1984.
3. Иванов А.Г., Сергеев А.Г. Методика определения параметров самонастройки в микропроцессорных САР с управляемыми выпрямителями// Материалы V Всероссийской научной конференции "Динамика нелинейных дискретных систем". Чебоксары: ЧГУ, 2003.
4. Иванов А.Г., Арзамасов В.Л., Сергеев А.Г. Особенности построения микропроцессорной системы управления тиристорным электроприводом. // Труды АЭН ЧР. 2004. № 1.

**Иванов Александр Григорьевич** – начальник бюро электропривода ОАО "ЧЭАЗ", профессор кафедры "Промышленная электроника" Чувашского ГУ, академик АЭН ЧР. Окончил электромеханический факультет Ивановского энергетического института им. В.И. Ленина в 1960 г. В 1998 г. защитил докторскую диссертацию по теме "Создание и исследование электромеханических систем с управляемыми выпрямителями для машиностроения и нефтедобычи". Заслуженный изобретатель России и ЧР.

**Сергеев Александр Георгиевич** – инженер-исследователь бюро электропривода ОАО "ЧЭАЗ", аспирант кафедры "Промышленная электроника" Чувашского ГУ. Окончил факультет радиотехники и электроники Чувашского ГУ в 2001 г.

# Исследование динамических процессов в электроприводе с синхронным двигателем при векторном управлении

РЕШМИН Б.И.

*Исследуются динамические процессы в приводе с синхронным двигателем с постоянными магнитами при наличии датчика угла поворота ротора с использованием традиционных непрерывных регуляторов, обеспечивающих высокое качество регулирования. Определена нелинейная зависимость коэффициента демпфирования контуров управления от угловой скорости и даны рекомендации по настройке регуляторов для высокоскоростных приводов. Приведено решение по построению регуляторов для торможения привода без рекуперации энергии в сеть под действием статического момента.*

Широкое применение двигателей переменного тока в управляемых электроприводах стало возможным с появлением специализированных быстросрабатывающих микропроцессоров, реализующих сложные алгоритмы формирования момента двигателя. Принцип формирования момента в приводах постоянного тока за счёт регулирования отдельно потока возбуждения и тока поддерживается и в системах управления приводами переменного тока.

С этой целью трёхфазная машина заменяется эквивалентной обобщённой двухфазной машиной, в которой результирующие векторы напряжений, токов и потокосцеплений рассматриваются в выбранной системе координат [1]. Как правило, системы управления работают в системе координат ротора  $d, q$ , используя возможность измерить его частоту вращения с измерением токов статора, так как в машине момент статора равен по абсолютному значению и противоположен по знаку моменту ротора. Напряжения трёх фаз двигателя получают путём преобразования напряжений обобщённой двухфазной машины в координатах ротора  $u_d, u_q$  в неподвижную систему координат с использованием электрического угла поворота ротора. Три измеренные тока статора с использованием электрического угла поворота ротора преобразуются в токи  $i_d, i_q$ , которые реализуют обратные связи по току.

Как правило, большая часть приводов переменного тока не предназначена для полноценного управления в четырёх квадрантах, что требовало бы регулируемого инвертирования энергии в сеть переменного напряжения за счёт услож-

*Dynamic processes in a drive with the permanent magnet synchronous motor with encoder feedback are investigated, with use of the traditional continuous regulators, providing high quality of regulation. Nonlinear dependence of damping ratio in closed loops from angular frequency is determined and recommendations on adjustment of regulators for high-speed drives are given. The circuit decision of regulators for braking without recuperation under action of the static moment is resulted.*

нения системы. Поэтому проблемы реализации регуляторов для приводов переменного тока в режиме торможения сходны с проблемами реализации регуляторов для неререверсивных приводов постоянного тока.

Перечислим некоторые из требований к системам управления электроприводами общего назначения, которые сформулированы на базе опыта их разработки и наладки:

- время регулирования момента (тока) должно составлять около 20–30 мс, для того чтобы иметь экономически оправданный запас по напряжению питания и частоту среза системы, отстоящую достаточно далеко от собственной частоты упругих колебаний механизма;

- должно быть компенсировано вредное влияние противоЭДС двигателя при конечном времени регулирования;

- регулятор должен иметь возможность адаптироваться при меняющихся параметрах объекта регулирования;

- в системах управления приводами, не имеющими возможности рекуперировать энергию в сеть при торможении, должны быть предусмотрены узлы, предотвращающие размыкание системы по току при торможении с последующими бросками тока при замыкании.

## Математическое описание электропривода

На рис. 1 представлена система управления и схема замещения синхронного двигателя с постоянными магнитами в системе координат ротора  $d, q$ , реализованная на базе известных уравнений [1]:

$$\left. \begin{aligned} L_d(di_d/dt) &= u_d - Ri_d + L_q i_q p_n \omega_r; \\ L_q(di_q/dt) &= u_q - Ri_q + L_d i_d p_n \omega_r - \Psi_r p_n \omega_r; \\ M &= 1,5 p_n [\Psi_r i_q + (L_d - L_q) i_d i_q]; \\ M + M_b &= J(d\omega_r/dt). \end{aligned} \right\} (1)$$

Как следует из рис. 1, регуляторы тока выполняются интегральными по входу и интегрально-пропорциональными по каналам обратной связи [2,3]. Ток  $i_d$  по оси  $d$  стремятся поддерживать равным нулю регулятором тока. Потокосцепление по оси  $d$  должно определяться в основном потокосцеплением от магнитов  $\Psi_r$ . Ток  $i_q$  по оси  $q$  создает момент двигателя. Так как  $L_d = L_q = L_0$ , из (1) следует, что  $M = 1,5 p_n \Psi_r i_q$  и  $T_d = T_q = T_0$ .

С использованием рис. 1 записываем систему уравнений для двигателя, считая входом напряжение  $u_q$ , а выходом угловую скорость  $\omega_r$ , при  $M_b = 0$  и включённом регуляторе тока по оси  $d$ , который должен поддерживать задание тока  $i_{dz} = 0$ :

$$\left. \begin{aligned} [u_q - \omega_r p_n (\Psi_d + \Psi_r) \Psi_r - 1,5 p_n / [R(1 + T_0 p) J p] = \omega_r; \\ [-i_d (1 + T_x p) / (T_i p) + \omega_r p_n \Psi_q] / [R(1 + T_0 p)] = i_d; \\ \Psi_q = i_q L_0; \Psi_d = i_d L_0; u_q / p_n \Psi_r = \omega_z; \\ 1,5 p_n \Psi_r i_q = J \omega_r p. \end{aligned} \right\} (2)$$

При решении уравнений (2) назовём  $B_i = T_i R$  постоянной времени интегрирования замкнутого контура тока (предполагается, что коэффициент передачи датчика тока  $K_i = 1$  В/А и поэтому  $B_i = T_i R / K_i$ , имеет размерность времени) и  $T_{зм} = J R / [1,5(p_n \Psi_r)^2]$  назовём электромеханической

постоянной времени двигателя. С учётом введённых обозначений из (2) получим:

$$\frac{\omega_r(p)}{\omega_z(p)} = \frac{1}{[1 + (\Psi_d / \Psi_r)] \{ \{ T_0 T_{зм} p^2 / [1 + (\Psi_d / \Psi_r)] \} + \{ T_{зм} p / [1 + (\Psi_d / \Psi_r)] \} + 1 \}} \quad (3)$$

Если регулятор поддерживает ток  $i_d$  равным нулю ( $\Psi_d = 0$ ), то передаточная функция (3) имеет тот же вид, что и передаточная функция двигателя постоянного тока. Если этот ток отличен от нуля, коэффициент демпфирования системы будет уменьшаться, но  $\Psi_d$  меняется во времени. Из (2)

$$\Psi_d(p) = \Psi_r \frac{(T_0 p_n)^2 T_{зм} B_i \omega_r^2 p^2}{B_i T_0 p^2 + (B_i + T_x) p + 1} \quad (4)$$

Подставив (4) в (3), получим:

$$\omega_z [B_i T_0 p^2 + (B_i + T_x) p + 1] = \omega_r T_{зм} p (1 + T_0 p) \times [B_i T_0 p^2 + (B_i + T_x) p + 1] + \omega_r [B_i T_0 p^2 + (B_i + T_x) p + 1] + T_{зм} (T_0 p_n)^2 B_i \omega_r^3 p^2. \quad (5)$$

Так как уравнение (5) нелинейно, будем рассматривать его в приращениях угловой скорости  $\Delta\omega_r$  относительно  $\omega_z$  при установившемся решении, т.е. когда

$$\begin{aligned} (\omega_z + \Delta\omega_z) [B_i T_0 p^2 + (B_i + T_x) p + 1] = \\ = (\omega_z + \Delta\omega_r) T_{зм} p (1 + T_0 p) \times \\ \times [B_i T_0 p^2 + (B_i + T_x) p + 1] + (\omega_z + \Delta\omega_r) [B_i T_0 p^2 + \\ + (B_i + T_x) p + 1] + T_{зм} (T_0 p_n)^2 B_i (\omega_z + \Delta\omega_r)^3 p^2. \end{aligned} \quad (6)$$

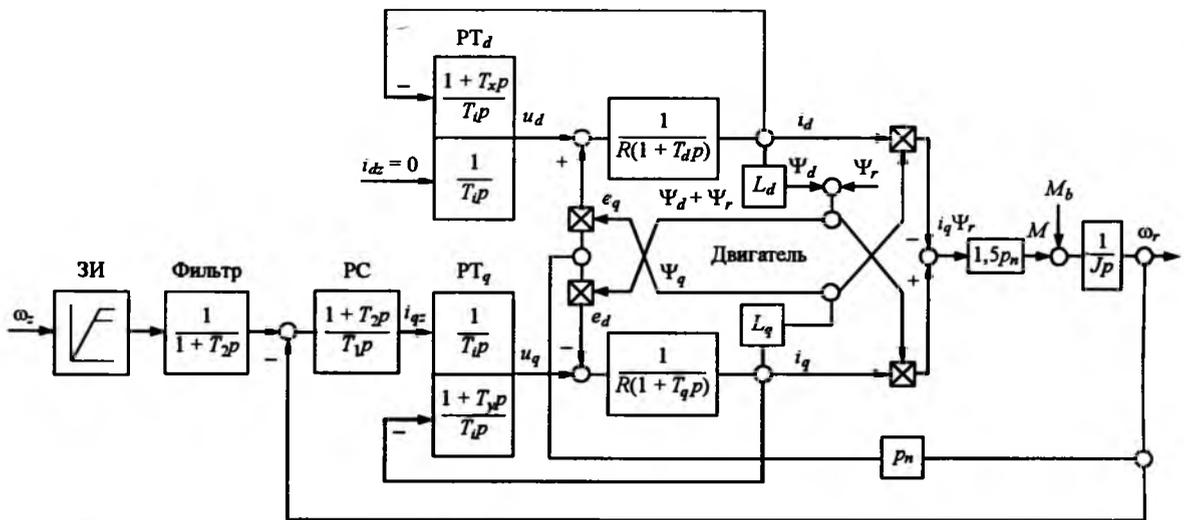


Рис. 1. Электропривод с синхронным двигателем с постоянными магнитами в координатах ротора  $d, q$  (ЗИ – задатчик интенсивности нарастающего сигнала; PC – регулятор скорости;  $PT_d, PT_q$  – регуляторы тока по осям;  $p_n$  – число пар полюсов;  $J$  – момент инерции ротора;  $R$  – сопротивление статора;  $u_d, u_q, e_d, e_q$  – напряжения и противоЭДС;  $L_d, L_q$  – индуктивности статора;  $\Psi_r$  – приведённое к статору потокосцепление от магнитов ротора;  $\Psi_d, \Psi_q$  – потокосцепления статора;  $i_d, i_q, i_{dz}, i_{qz}$  – токи и заданные токи;  $\omega_r, \omega_z$  – угловая скорость ротора и заданная скорость;  $T_d = L_d/R, T_q = L_q/R$ )

Вторая производная от  $(\omega_z + \Delta\omega_r)^3$  в уравнении (6) для больших угловых скоростей равна  $3(\omega_z^2 + 2\omega_z) \approx 3\omega_z^2$ . С учётом этого для приращений угловой скорости  $\Delta\omega_r$  при  $B_i \ll T_{эм}, T_0, T_x$  получим передаточную функцию:

$$\frac{\Delta\omega_r(p)}{\Delta\omega_z(p)} = \frac{B_i T_0 p^2 + (B_i + T_x)p + 1}{B_i T_{эм} T_0 p^4 + T_{эм} T_0 (2B_i + T_x)p^3 + [T_{эм}(T_0 + T_x) + B_i(T_0 + T_{эм}) + T_{эм}(T_0 p_n)^2 B_i 3\omega_z^2] p^2 + [T_{эм} + (B_i + T_x)]p + 1} \approx \frac{T_x p + 1}{T_{эм} T_0 T_x p^3 + T_{эм} [T_0 + T_x + 3(\omega_z T_0 p_n)^2 B_i] p^2 + (T_{эм} + T_x)p + 1} \quad (7)$$

Рассмотрим передаточную функцию (7) при  $B_i \rightarrow 0$ . При этом условии передаточная функция (6) синхронного двигателя превращается в передаточную функцию двигателя постоянного тока:

$$\frac{\omega_r(p)}{\omega_z(p)} = \frac{1}{T_{эм} T_0 p^2 + T_{эм} p + 1}$$

То же самое будет при стремлении  $\omega_z$  к нулю, так как при этом потокосцепление от тока  $i_d$  по сравнению с потокосцеплением от магнитов стремится к нулю. Как следует из (7), из-за увеличения члена при  $p^2$  при высоких угловых скоростях уменьшается демпфирование контура, что может привести к неустойчивости замкнутой системы, если настраивать регуляторы без учёта значения  $\omega_z$  для высокоскоростных двигателей. Уменьшение демпфирования переходных процессов в двигателе с ростом скорости связано с тем, что момент двигателя, от которого зависит угловая скорость, определяется потокосцеплением от постоянных магнитов, а противоЭДС по оси  $d$  определяется суммой потокосцеплений от постоянных магнитов и тока  $i_d$ . Для увеличения демпфирования контура необходимо уменьшать  $B_i$  и увеличивать  $T_x$ . В этом случае член при  $p^2$  в (7) меньше зависит от  $\omega_z$ .

Рассмотрим зависимость тока  $\Delta i_d$  от усиления в контуре при возмущении со стороны ЭДС  $\Delta e_q$ . Передаточная функция между  $i_d$  и  $e_q$

$$\frac{\Delta i_d(p)}{\Delta e_q(p)} = \frac{B_i p}{R[B_i T_0 p^2 + (B_i + T_x)p + 1]} \quad (8)$$

Приращение противоЭДС  $\Delta e_q$  зависит

от приращений  $\omega_r$  или  $i_q$ . Наибольшее приращение  $\Delta e_q$  связано с быстрым изменением момента двигателя (тока  $i_q$ ) и изображение приращения равно  $K/p$ ,  $K = \Delta e_q / \Delta t$ , где  $\Delta t$  – время достижения  $\Delta e_q$ . Время изменения момента составляет несколько десятков миллисекунд и наибольшее приращение  $\Delta e_q$  будет при максимальном значении  $\omega_r$ . Из (8) получим изображение тока

$$\Delta i_d(p) = \frac{(\Delta e_q B_i) / (R \Delta t)}{B_i T_0 p^2 + (B_i + T_x)p + 1} \quad (9)$$

Из (9) следует, что чем меньше  $B_i$ , тем меньше будет динамическое приращение тока  $\Delta i_d$ . Кроме того, необходимо увеличивать постоянную времени  $T_x$ , чтобы препятствовать изменению тока  $i_d$ , особенно при резком увеличении  $e_q$  в моменты быстрого нарастания и спадания динамического тока  $i_q$ .

### Регулирование токов

В регуляторе по оси  $q$  член характеристического уравнения при  $p$  равен  $B_i + T_y$ ,  $B_i \ll T_y$ ,  $B_i = T_y R$ . На основании выведенной передаточной функции между  $\Delta\omega_r(p)$  и  $\Delta\omega_z(p)$  для приращений на рис.2 приведена структура регулирования тока  $\Delta i_q$ . Передаточная функция для контура тока имеет вид:

$$\frac{\Delta i_q(p)}{\Delta i_{qz}(p)} = \frac{1 + T_x p}{[1 + (B_i / T_{эм})] \left\{ \frac{B_i T_0 T_x}{1 + (B_i / T_{эм})} p^3 + \frac{B_i(T_0 + T_x) + T_y T_x + 3(T_0 p_n B_i \omega_z)^2}{1 + (B_i / T_{эм})} p^2 + \left[ \frac{B_i + T_y}{1 + (B_i / T_{эм})} + T_x \right] p + 1 \right\}} \quad (10)$$

Из (10) следует, что демпфирование контура увеличивается за счёт малых постоянных времени интегрирования  $B_i$ , регуляторов тока по осям  $d, q$ . Кроме того, демпфирование увеличивается при малых значениях  $B_i$  при увеличении независимых постоянных времени  $T_y, T_x$ . В то же время увеличение всех параметров, входящих сомножителями с  $\omega_z$ , уменьшает демпфирование контура. При

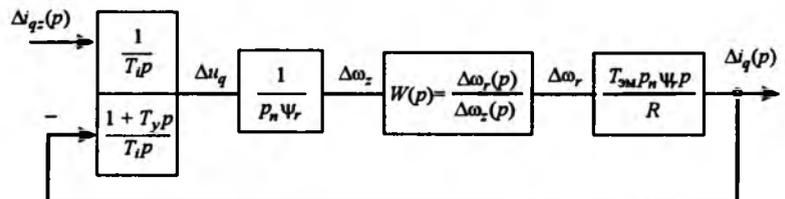


Рис.2. Контур регулирования тока  $\Delta i_q$

$\omega_z \rightarrow 0$  или при достаточно малых значениях  $B_i$ , из (10) имеем:

$$\frac{i_q(p)}{i_{qz}(p)} = \frac{1}{[1 + (B_i/T_{эм})] \left[ \frac{B_i T_0}{1 + (B_i/T_{эм})} p^2 + \frac{B_i + T_y}{1 + (B_i/T_{эм})} p + 1 \right]} \quad (11)$$

Передаточная функция (11) имеет тот же вид, что и передаточная функция двигателя постоянного тока с таким же регулятором тока. Следует отметить, что при изменении параметров объекта переходные процессы меняются незначительно ввиду малого изменения коэффициента при  $p$  характеристического уравнения при малом  $B_i$ . Влияние противоЭДС определяется коэффициентом  $1 + (B_i/T_{эм})$ . Чем ближе этот коэффициент к единице, тем меньше это влияние. Таким образом, при малом значении  $B_i$  и при такой структуре регулятор обладает адаптивными свойствами при меняющихся параметрах объекта и компенсирует вредное влияние противоЭДС на переходные процессы. Следует отметить, что пропорционально-интегральный регулятор при том же быстроедействии контура регулирования, которое при коэффициенте демпфирования  $\xi > \sqrt{2}/2$  определяется членом при  $p$  характеристического уравнения, не решил бы рассматриваемые проблемы.

Для передаточной функции (10) площадь регулирования мало зависит от постоянной времени  $T_x$ , которая входит как в числитель, так и в знаменатель. Так как площадь регулирования контура тока определяет настройку контура регулирования скорости, при расчёте контура скорости следует брать передаточную функцию (11) внутреннего контура тока. Для высокоскоростных двигателей время регулирования момента будет значительно больше, так как даже при малых значениях  $B_i$  для увеличения демпфирования контура повышается  $T_y$ . При максимальном с точки зрения возможности реализации  $T_x$  минимальное значение  $T_y$ , определяющее быстроедействие кон-

тура тока, должно выбираться из условия получения хорошего демпфирования переходного процесса. Если при выбранной частоте коммутации вентилей пульсации на выходе регулятора тока  $i_d$  велики, можно установить фильтр в канал обратной связи по току с постоянной времени 1–2 мс. Обычно коэффициент демпфирования контура выбирается  $\xi \geq \sqrt{2}/2$ . При малых значениях  $B_i$  в (10) можно пренебречь членом при  $p^3$  характеристического уравнения и записать его в виде, принятом для уравнения второго порядка:

$$\frac{B_i(T_0 + T_x) + T_y T_x + 3(T_0 p_n B_i \omega_z)^2}{1 + (B_i/T_{эм})} p^2 + \left[ \frac{B_i + T_y}{1 + (B_i/T_{эм})} + T_x \right] p + 1 = p^2 / \omega_n^2 + (2\xi / \omega_n) p + 1, \quad (12)$$

где  $\omega_n$  – частота недемпфированных колебаний звена второго порядка.

Из (12)

$$\xi = 0,5 \times \frac{B_i + T_y + T_x [1 + (B_i/T_{эм})]}{\sqrt{[1 + (B_i/T_{эм})] [B_i(T_0 + T_x) + T_y T_x + 3(T_0 p_n B_i \omega_z)^2]}} \quad (13)$$

При заданных значениях  $\xi$  и  $T_x$  из (13) находится минимальное значение  $T_y$ .

### Регулирование угловой скорости

Настройка пропорционально-интегрального регулятора скорости выполняется по "симметричному оптимуму", в основе которого лежит модульный критерий оптимизации [4,5]. При ударном приложении нагрузки перерегулирование момента (тока) составляет 43%, перерегулирование по скорости при скачке задания и предвключенном фильтре – 8%. Для расчёта регулятора на рис.3 приведена структура системы регулирования угловой скорости, в которой замкнутый контур регулирования тока представлен инерционным звеном, что допустимо при коэффициенте демпфирования контура тока  $\xi \geq \sqrt{2}/2$ . Постоянная времени регулятора  $T_2$ , равная постоянной времени фильтра на входе, находится из выражения:

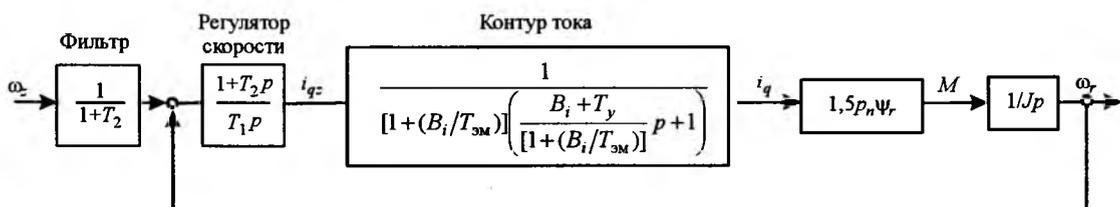


Рис.3. Контур регулирования угловой скорости

$$T_2 = 4(B_i + T_y) / [1 + (B_i / T_{эм})].$$

Постоянная времени двойного интегрирования контура

$$B_{\omega} = T_1 [1 + (B_i / T_{эм})] J / (1,5 p_n \Psi_r) = 8 \{ (B_i + T_y) / [1 + (B_i / T_{эм})] \}^2.$$

Из этого выражения находится интегральная постоянная времени регулятора  $T_1$ .

### Моделирование электропривода

Альтернативным решением построения регулятора тока по отношению к предложенному является использование релейного регулятора. При предельно малой зоне нечувствительности релейного регулятора его режим работы близок к скользящему и обеспечивает быстрое регулирование и малый состав гармоник более высокого порядка по отношению к заданной частоте. Однако в режиме работы регулятора, близком к скользящему, частота коммутации вентиля очень велика, что увеличивает потери в инверторе. В связи с этим расширяют зону нечувствительности релейного регулятора в целях уменьшения частоты коммутации вентиля.

При моделировании сравнивались эти две системы управления при одинаковой частоте коммутаций вентиля 7,5 кГц. Моделирование выполнялось с использованием параметров синхронного трёхфазного двигателя с постоянными магнитами СД5,5-150 с параметрами: мощность  $P = 5,5$  кВт; частота  $f = 150$  Гц; амплитуда фазного напряжения  $u = 160$  В; число пар полюсов  $p_n = 3$ ; амплитуда потокосцепления от магнитов ротора, приведённая к статору,  $\Psi_r = 0,17$  Вб; момент инерции ротора  $J = 0,012$  кг·м<sup>2</sup>; сопротивление статора  $R = 0,252$  Ом; индуктивности по осям  $L_d = L_q = 0,00235$  Гн. Инвертор на базе транзисторов IGBT питается от сети постоянного напряжения, т.е. возможна рекуперация энергии в сеть.

Моделировался пуск двигателя без нагрузки с приложением скачком номинального момента и последующим снижением задания скорости. Контур регулирования токов настроены с параметрами:  $B_i = 0,5$  мс,  $T_x = 40$  мс,  $T_y = 6$  мс. Осциллограммы переходных процессов представлены на рис.4.

Для получения реальных значений осциллографируемых параметров необходимо значения на осциллограммах делить на масштабные коэффициенты  $m_x$ :  $\omega_z, \omega - m_{\omega} = 1/\text{рад/с}$ ;  $M, M_b - m_M = 10$  кг·м;  $\Psi_r + i_d L_0 - m_{\Psi} = 588,23$  Вб;  $u_d, u_q - m_u = 2,4$  В;  $i_a, i_b, i_c - m_i = 1$  А.

Как следует из осциллограмм, при релейном регуляторе пульсации момента и тока больше, чем при непрерывных. Непрерывный регулятор достаточно хорошо поддерживает постоянным потокосцепление по оси  $d$ , т.е.  $\Psi_r + i_d L_0 \approx \Psi_r$ .

### Торможение без рекуперации тока

Основная масса приводов при торможении не может рекуперировать энергию в сеть и обеспечить одинаковое качество управления в четырёх квадрантах. Независимо от способа торможения необходимо принимать меры, исключающие замыкание системы по току в процессе торможения с последующими бросками тока в момент замыкания, приводящими к её отключению. Такая же проблема существует в системах управления неререверсивными приводами постоянного

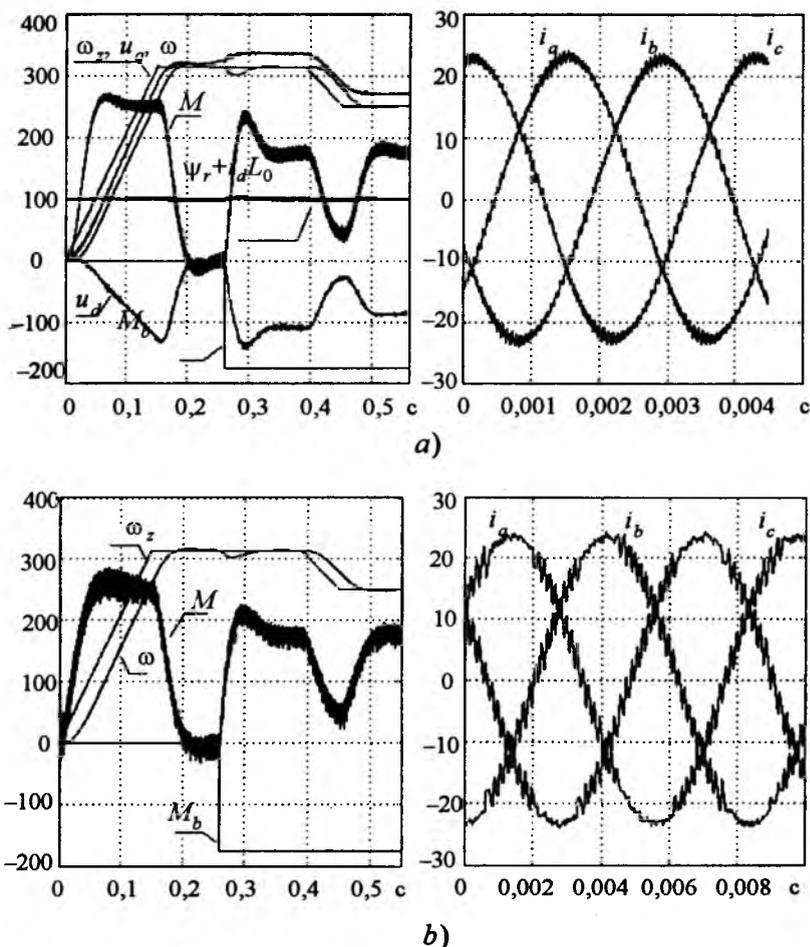


Рис.4. Осциллограммы переходных процессов при регуляторах тока: а – интегральном по входу и интегрально-пропорциональном по каналу обратной связи; б – релейном

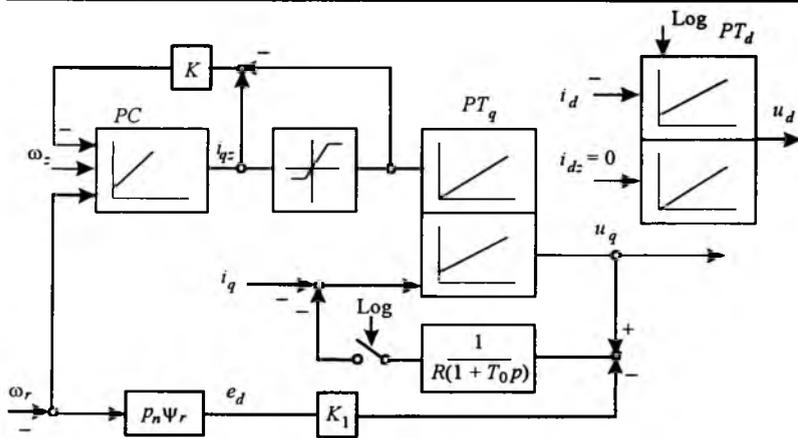


Рис.5. Узел слежения напряжения  $u_q$  за ЭДС двигателя при размыкании системы по току

тока. На рис.5 представлено решение этой задачи, обеспечивающее слежение напряжения  $u_q$  за противоЭДС двигателя  $e_d$  для случая, когда привод тормозится без тока под действием статического момента сопротивления. Это решение может быть использовано с необходимой доработкой и для других способов торможения.

На выходе регулятора скорости  $PC$  установлен ограничитель задания тока  $i_{qz}$ , обеспечивающий малое задание тока в режиме торможения, т.е. при отрицательном задании тока. При положительном задании тока уставка ограничителя соответствует максимальному току двигателя и он не препятствует работе системы регулирования, так как сигнал на выходе усилителя с коэффициентом  $K$  равен нулю. В режиме торможения при отсутствии тока в инверторе по сигналу  $Log$  сбрасывается в нуль интегральный регулятор тока  $PT_d$  и к регулятору тока  $PT_q$  подключается обратная связь по току модели. При этом сигнал на выходе регулятора скорости мал и определяется сигналом ограничителя, так как регулятор скорости имеет обратную связь с большим коэффициентом усиления  $K$  и его передаточная функция

$$W(p) = \frac{1+T_2p}{K\{1+[T_2+(T_1/K)]p\}} \approx 1/K \approx 0.$$

Коэффициент  $K_1 < 1$  (см. рис.5) и таким образом напряжение  $u_q$  при слежении всегда меньше ЭДС двигателя. На рис.6 приведены осциллограммы переходных процессов для модели с независимым инвертором напряжения, в котором диодный мост исключает инвертирование энергии в сеть. Так как в звене постоянного тока независимого инвертора включены дроссель и накопительный конденсатор, то без перестройки регуляторов наблюдается небольшое отличие в осциллограмме пускового момента по сравнению с той же осциллограммой, представленной на рис.4. Без применения рассмотренного узла размыкание

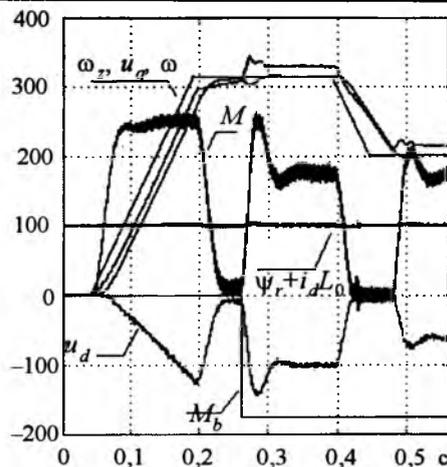


Рис.6. Осциллограммы переходных процессов в системе с независимым инвертором напряжения при торможении под действием статического момента

системы по току при торможении с последующим замыканием вызывало большие броски тока, приводящие к отключению привода.

### Выводы

1. Описанные регуляторы и методика их настройки позволяют значительно ослабить вредное влияние противоЭДС двигателя и изменения его параметров на устойчивость системы управления, получить токи двигателя с минимальным составом высших гармоник.

2. Выявленное влияние угловой скорости ротора на устойчивость замкнутой системы регулирования и рекомендации по настройке регуляторов с учётом этого явления следует использовать при реализации систем с высокоскоростными двигателями.

3. Приведённое решение по построению регуляторов для торможения привода без рекуперации энергии в сеть под действием статического момента сопротивления может служить основой при разработке узлов того же назначения для систем с другим видом торможения.

### Список литературы

1. Иванов-Смоленский А.В. Электрические машины: Учебник для вузов. М.: Энергия, 1980.
2. Naidi V.S.R. Modern electrical drive systems // Iron and Steel Engineer. 1970. Vol.47, N10.
3. Марков В.Г., Решмин Б.И., Цаллагов А.П., Ямпольский Д.С. Улучшение динамических качеств вентильного электропривода при работе без уравнивающих токов // Электричество. 1975. N 9.
4. Kessler C. Über Vorausberechnung optimal abgestimmter Regelkreise // Regelungstechnik. 1954. N 12.
5. Решмин Б.И., Ямпольский Д.С. Проектирование и наладка систем подчиненного регулирования электроприводов. М.: Энергия, 1975.

Решмин Борис Иванович – начальник лаборатории НПВ ВНИИЭМ, канд. техн. наук. Окончил МЭИ в 1962 г. Диссертацию по теме "Динамика позиционных систем регулирования непрерывных широкополосных станов горячей прокатки" защитил в 1977 г.

## ТЕОДОР ЗИНОВЬЕВИЧ ПОРТНОЙ

Скончался известный инженер и учёный в области электропривода, Лауреат Государственной премии, кандидат технических наук Теодор Зиновьевич Портной.

Окончив в 1941 г. Московский энергетический институт Теодор Зиновьевич, в июне 1941 г. уходит добровольцем на фронт.

После демобилизации в 1946 г. Т.З. Портной поступает работать в конструкторское бюро треста "Электропривод" Министерства электротехнической промышленности. В этой организации он работал более 50 лет до ухода на пенсию. Здесь началась его научно-техническая деятельность и здесь он в течение многих лет был научным руководителем одного из важнейших направлений в электротехнике – электропривода машин и механизмов горно-топливной отрасли.



В 1954 г. Т.З.Портной возглавил лабораторию нефтяного электрооборудования, а с 1960 г. отдел горного электропривода.

Под его руководством и при непосредственном участии были созданы новые современные поколения электроприводов и электрооборудования для буровых установок наземного и

морского бурения, экскаваторов и других механизмов.

В 1984 г. за работы по созданию электрооборудования для мощных экскаваторов он стал Лауреатом Государственной премии СССР в области науки и техники.

Т.З.Портной известен широкой научно-технической общественности, как автор многих научных трудов по проблемам автоматизированного электропривода.

За боевые и трудовые заслуги Т.З.Портной награждён двумя орденами и многими медалями.

Неистощимый новатор, инициатор многих пионерских решений и разработок по электрооборудованию, электротехник высокого класса с государственной ответственностью, много сделавший для развития отечественного электропривода – таким он останется в памяти его коллег, друзей и товарищей.

**Индекс  
71111**

**ISSN 0013-5860 Электротехника. 2005. № 11. 1—64.**