МОСКОВСКИЙ ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЙ ИНСТИТУТ
(ТЕХНИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ)

КАФЕДРА АВТОМАТИЗИРОВАННОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА

ВЕНТИЛЬНО-ИНДУКТОРНЫЙ ЭЛЕКТРОПРИВОД

ДОКЛАДЫ
научно-практического семинара
1 февраля 2007 года

Издательство МЭИ
Москва 2007

УДК 62-83: 621.3.024
ББК 31.291
В 296

Вентильно-индукторный электропривод

Доклады научно-практического семинара. – М.: Издательство МЭИ, 2006. – 112 с.

ISBN 5-7046-1397-7

Представленные в сборнике доклады научно-практического семинара имеют своей целью информировать специалистов о принципиальных особенностях, состоянии и тенденциях развития вентильно-индукторного электропривода. Рассматриваются вопросы теории и практики разработки электроприводов этого типа. Затронуты актуальные вопросы применения и эксплуатации вентильно-индукторных электроприводов.

Сборник предназначен для специалистов по разработке и наладке электроприводов и технологических комплексов на их базе, а также может представлять интерес для научных и инженерно-технических специалистов, работающих в области автоматизации технологических процессов. Несомненный интерес материалы докладов представляют для студентов и аспирантов соответствующих специальностей.

Р Е Д А К Ц И О Н Н А Я К О Л Л Е Г И Я
Ю.Н. Сергиевский, С.К. Козырев, А.Н. Ладыгин

Научное издание

ВЕНТИЛЬНО-ИНДУКТОРНЫЙ ЭЛЕКТРОПРИВОД

ДОКЛАДЫ
научно-практического семинара
1 февраля 2007 года

Компьютерное макетирование В.Н. Кузнецовой
Корректор В.В. Сомова

Подписано к печати 30.12.2006
Формат 60×84 1/16 Физ. печ. л. 7,0
Тираж 250 Заказ

Издательство МЭИ, 111250, Москва, Красноказарменная ул., д. 14
Отпечатано в Полиграфическом центре МЭИ, 111250, Москва, Красноказарменная ул., д.13

ISBN 5-7046-1397-7 © Московский энергетический институт, 2006

СОДЕРЖАНИЕ

Ильинский Н.Ф. Вентильно-индукторный электропривод – проблемы и перспективы развития 4

Кузнецов В.А. Некоторые особенности разработки и применения вентильно-индукторных машин 14

Бычков М.Г. Алгоритмы и системы управления вентильно-индукторного электропривода 34

Красовский А.Б. Исследование и оптимизация на имитационных моделях электромеханических свойств вентильно-индукторного электропривода 73

Темирёв А.П. Опыт разработки вентильно-индукторных электроприводов ПКП «Ирис» 84

Остриров В.Н., Козаченко В.Ф., Русаков А.М. Новое направление в приводе – мощный многосекционный вентильно-индукторный электропривод с векторным управлением 102

Н.Ф. Ильинский
Московский энергетический институт (ТУ)

ВЕНТИЛЬНО-ИНДУКТОРНЫЙ ЭЛЕКТРОПРИВОД – ПРОБЛЕМЫ И ПЕРСПЕКТИВЫ РАЗВИТИЯ

Введение

Бурное развитие электроники подарило человечеству много удивительных общеизвестных вещей – компьютер, совершенные средства связи, великолепная аудиовидеотехника и т.п. Менее известны широкой публике, однако не менее важны для практики ставшие доступными мощные управляемые силовые ключи – транзисторы, коммутирующие токи до 600 А при напряжении до 1200 В с частотой 30 кГц и более, и процессорные средства, обеспечивающие создание уже весьма совершенного искусственного «мозга».

Именно эти достижения электроники оказали сильное, определяющее влияние на развитие современного электропривода: появились отличные преобразователи частоты, кардинально изменившие традиционный массовый электропривод с асинхронными двигателями с короткозамкнутым ротором, возникла целая гамма новых электроприводов с различными типами электромеханических преобразователей. Среди всех этих новых, рожденных электроникой электроприводов, особенно выделяется один – вентильно-индукторный (ВИП) или в англоязычной литературе – Switched Reluctance Drive (SRD).

Внешне обычный вентильно-индукторный электропривод очень прост, и в этом одна из его привлекательных сторон. Он состоит (рис. 1) из собственно двигателя – индукторной машины ИМ, электронного коммутатора К, подключенного к выпрямителю В параллельно с конденсатором С и управляемого обычно датчиком положения ротора Д через схему управления СУ. ИМ имеет явнополюсный статор, например, с $n = 6$ полюсами, несущий сосредоточенные обмотки – катушки, и явнополюсный пассивный ротор, число полюсов которого отличается от числа полюсов статора, например, $m = 4$. Катушки связаны с электронным коммутатором, на каждую из $n/2$ фаз которого приходятся в рассматриваемом примере два ключа – транзистора и два диода (на рис. 1 показана только одна фаза АХ).

Принцип действия ВИП также очень прост и состоит в притяжении металлического тела зубца ротора к возбужденному полюсу статора. Так, в изображенном на рис. 1 состоянии возбуждена фаза АХ, и к полюсам *a* статора притянуты зубцы α ротора. При отключении фазы АХ (конденсатор С позволяет это сделать без осложнений) и включении BY к возбуж-

денным теперь зубцам b статора притянутся ближайшие зубцы ротора β. Поле повернется по часовой стрелке на угол $2\pi/n$, а ротор – против часовой стрелки на угол $\frac{2\pi}{m}-\frac{2\pi}{n}=\frac{2\pi(n-m)}{mn}$. Если повторять указанный процесс коммутаций, ротор будет перемещаться. Управление движением – выбор моментов включения и отключения фаз, формирование нужных импульсов тока и т.п. осуществляется схемой управления СУ.

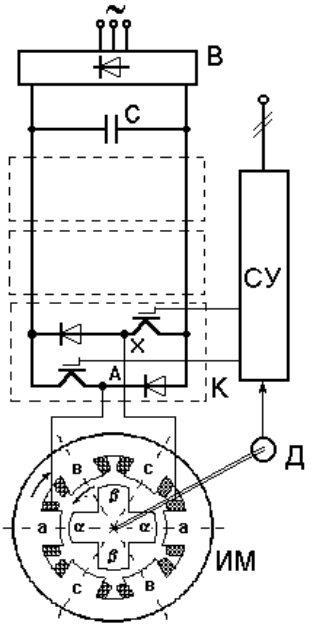


Рис. 1

Основным каналом регулирования скорости в ВИП служит напряжение на фазах двигателя в каждом такте коммутации. Вид электромеханических $\omega(i)$ и механических $\omega(M)$ характеристик можно получить в первом приближении из закона электромагнитной индукции

$$U \approx \frac{d\Psi}{dt}.$$

Представив потокосцепление Ψ в виде $\Psi = Li$, будем иметь

$$U=\frac{d(Li)}{dt}=L\frac{di}{dt}+i\frac{dL}{dt}=L\frac{di}{dt}+i\frac{dL}{d\Theta}\cdot\frac{d\Theta}{dt}.$$

Пренебрегая первым слагаемым, принимая $\frac{dL}{d\Theta}\approx$ const и полагая, что электромагнитный момент пропорционален квадрату тока, будем иметь в разомкнутой системе:

$$U \equiv i\omega \equiv \sqrt{M}\omega$$

или

$$U \equiv \frac{U}{i} \equiv \frac{U}{\sqrt{M}} \text{ (рис. 2).}$$

На вид механических характеристик оказывают влияние и углы коммутации, т.е. включения и выключения фаз. Диаграмма коммутации $\Psi(i)$ может иметь различную форму, и углы коммутации могут рассматриваться как дополнительный канал регулирования, влияющий, в частности, на энергетические характеристики электропривода.

Одна из характеристик на рис. 2, соответствующая номинальному напряжению питания и энергетически рациональным углам коммутации, может рассматриваться как естественная, однако точка номинального режима на ней может быть указана лишь условно.

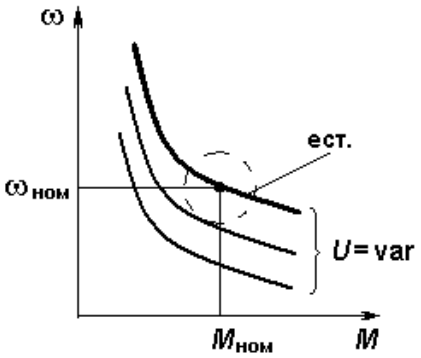


Рис. 2

Предыстория

Термин «новый» к вентильно-индукторному электроприводу может быть применен только условно: на самом деле это очень старый, может быть, – самый старый тип электропривода. Он появился, когда люди поняли, что металл притягивается к электромагниту, и это явление можно использовать в практических целях (1830 – 1840 гг.). На рис. 3 и 4 представлены две ранние конструкции такого двигателя (1840 г.). Первая содержит два переключаемых магнита на статоре и три металлических пластины на роторе, поочередно притягивающихся к активному в данный момент магниту. Вторая имеет четыре магнита и семь пластин, но принцип работы тот же.

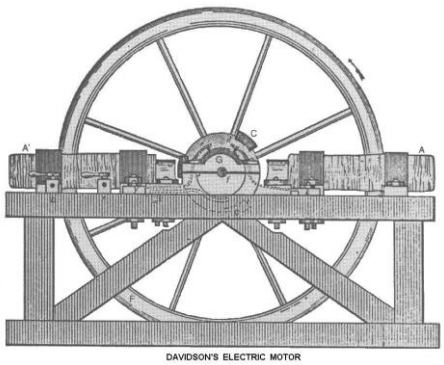


Рис. 3

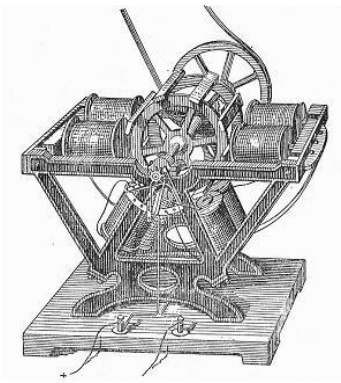


Рис. 4

Конструкции двигателя и электропривода на его основе постепенно совершенствовались, в составе электропривода появлялись новые элементы. Так, в 30-е годы XX века был построен экспериментальный электровоз с ртутными выпрямителями и похожими двигателями, однако другие типы электроприводов с асинхронными и синхронными двигате-

лями в нерегулируемом исполнении и с двигателями постоянного тока в регулируемом полностью наполнили рынок.

Новый всплеск интереса к электроприводам подобного типа возник в 60-е годы XX века на волне развития первых полупроводниковых приборов и выразился в создании дискретного электропривода с шаговыми двигателями, применявшегося для преобразования цифры или кода в дозированные механические перемещения. Этот электропривод развивался в Европе (Великобритания), в Японии, в 60 – 70-е годы он получил серьезное развитие в нашей стране благодаря работам М.Г. Чиликина, Б.А. Ивоботенко и их коллег и учеников. Были сформулированы основные принципы его организации, критически осмыслены и обобщены многочисленные варианты конструкций, отработаны алгоритмы управления, предложены эффективные новые технические решения, построена теория дискретного электропривода [1]. Передовая роль отечественной школы в этой области техники и большие практические успехи были отмечены двумя Государственными премиями СССР. Однако в то время не был завершен в силу ограниченности элементной базы очень важный шаг – переход к силовой версии электропривода, построенного на шаговом принципе.

Понадобились еще годы, чтобы этот последний шаг был сделан. Роль создателя силового вентильного электропривода (Switched Reluctance Drive) по праву принадлежит проф. П. Лоуренсону (Лидс, Великобритания), первые работы которого, демонстрирующие преимущества SRD [2], открыли целую волну разработок и публикаций на эту тему. Часть их удачно собрана и обобщена в монографии под редакцией Т. Миллера [3], дающей достаточно полное представление о состоянии дел с этой проблемой в мире.

До настоящего времени в технической литературе встречаются разночтения в названии обретающего силу нового электропривода. Основатель его современной версии профессор П. Лоуренсон дал ему трудно читаемое по-русски название Switched Reluctance Drive. Мы, продолжив в середине 90-х годов разработки 60-х, но уже в силовом варианте, назвали новый электропривод *вентильно-индукторным*, отразив в этом названии главную идею, видную даже в моделях стошестидесятилетней давности – наличие переключаемых («*вентильно-*») индукторов-возбудителей магнитного поля («*индукторный*»). Разумеется, принцип создания момента – реактивный, разумеется, ротор движется со скоростью ниже скорости поля – редукторный и т.п. Но главные, по моему мнению, физические признаки нового электропривода – наличие в нем коммутируемых индукторов, к которым притягиваются металлические полюса – отражены в русскоязычном названии, уже вошедшем в обиход.

Реализации

К настоящему времени в отечественной практике сложились две основные реализации вентильно-индукторного электропривода – традиционная, соответствующая мировому опыту, использующая вентильно-индукторный двигатель с *самовозбуждением*, т.е. с созданием магнитного поля от рабочих катушек полюсов статора (рис. 1), и с *независимым возбуждением*, содержащих дополнительную обмотку, создающую магнитное поле.

Отличительная особенность первой реализации – предельно простая машина и специальный коммутатор, формирующий импульсы тока в катушках. Эта реализация получила в последние годы интенсивное развитие за рубежом (рис. 5).

Особенности второй – более сложная технологически машина, но возможность использовать стандартные, разработанные для асинхронного электропривода преобразователи частоты и возможность управлять магнитным полем.

Каждая из реализаций имеет, по-видимому, свои ниши возможных применений, обе реализации будут детально рассматриваться в докладах, представленных на семинаре.

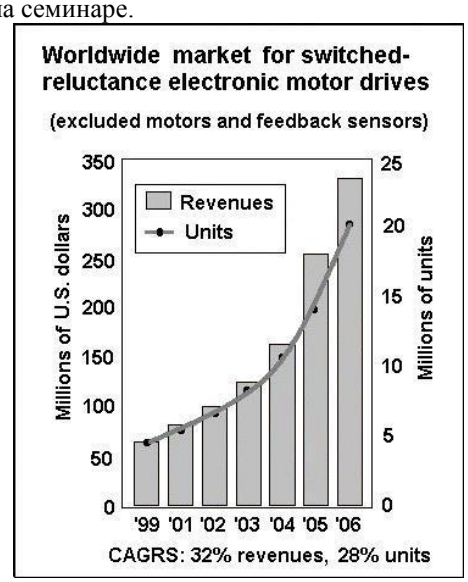


Рис. 5

Особенности

Итак, с чем же связан столь бурный интерес к вентильно-индукторному электроприводу в мире?

Во-первых, конечно, это предельно простая, технологичная, дешевая и надежная конструкция собственно двигателя в первой его реализации. В нем не используются существенно усложняющие технологию производства постоянные магниты, цена которых иногда составляет около половины цены всего электропривода. Отсутствует технологическая операция заливки ротора, неизбежная при производстве асинхронных двигателей с короткозамкнутым ротором. Обмотки (катушки) статора хорошо приспособлены к машинному производству, проста сборка и, что важно при массовых применениях, разборка для ремонта или утилизации. Пропитка осуществляется только собственно катушек, а не статора в целом, как у других типов машин, что также снижает долю технологических затрат. Лишь один элемент – датчик положения ротора выпадает из этого перечня благоприятных особенностей.

Итак, машина в ВИП позволяет преодолеть уже устойчивую тенденцию роста на 10 – 12% в год цены основных типов электрических машин: ее цена может быть в 2 и более раза ниже цены самого дешевого асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором.

Во-вторых, электронный коммутатор в той же реализации должен обеспечивать подачу на фазы двигателя однополярных импульсов, что позволяет выполнить его более надежным в сравнении с аналогичным преобразователем частоты для асинхронного электропривода – ликвидируется опасность сквозных коротких замыканий, упрощается защита. Среди большого числа исполнений коммутатора, разработанных для дискретного электропривода еще в 60-е годы, удается найти варианты с наименьшим количеством дорогих ключей – транзисторов, снизив в итоге его стоимость.

Эти преимущества коммутаторов проявлялись бы особенно заметно, если бы выпускались стойки транзистор-диод (см. рис. 1) и модули с такими парами.

В-третьих, по основным массогабаритным и энергетическим показателям новый электропривод не уступает и даже превосходит, например, частотно-регулируемый асинхронный электропривод. Так, в [2] сравниваются отношения номинальной мощности к объему стали двигателя в удельном выражении и КПД для электроприводов с двигателем постоянного тока (ДПТ), асинхронным (АД) и вентильно-индукторным (ВИП) примерно одинаковой мощности ~ 10 кВт (табл. 1).

Таблица 1

	ДПТ	АД	ВИП
$(P_н / V_{ст})_{удельн.}$	1	1,23	1,74
КПД, %	76	81	86

Заметное различие связано с положительным влиянием насыщения в определенных пределах в этом типе двигателя.

В-четвертых, благоприятные функциональные особенности ВИП: большие моменты при низких скоростях и небольших токах (рис. 6), гибкое управление скоростью, простая фиксация ротора в заданной позиции.

И, наконец, в-пятых, – большое разнообразие структур ВИП (различные отношения *n/m* – 4/2, 6/4, 8/6 и др., различные способы коммутации фаз) делают этот привод хорошо применимым как в низкооборотных (сотни об/мин), так и высокооборотных (десятки тысяч об/мин) версиях.

Перечисленные особенности относятся, в основном, к первой – основной реализации ВИП. В альтернативном варианте (вентильно-индукторные двигатели с независимым возбуждением) интересны другие особенности – штатные преобразователи частоты, возможность строить оригинальные модульные схемные решения систем и т.п.

Из изложенного следует вывод: ВИП – конкурент всех современных регулируемых электроприводов без ограничения по мощности, скорости и т.п.

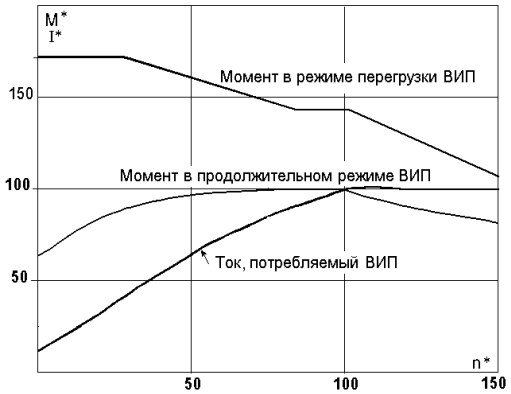


Рис. 6

Некоторые разработки

Изложенные особенности и преимущества вентильно-индукторного электропривода подтверждены исследованиями и разработками, проводившимися в России в последние 10 лет. Назову кратко некоторые из них, относящиеся к одной научной группе кафедры автоматизированного электропривода МЭИ, в которой работает автор.

Разработаны основы теории вентильно-индукторного электропривода [4].

Предложен и детально исследован один из алгоритмов бездатчикового управления в таком электроприводе [5].

Разработана микропроцессорная система управления ВИП в бездатчиковом варианте [6, 7].

Разработана методика проектирования вентильно-индукторных двигателей и поддерживающая ее прикладная компьютерная программа [8].

Разработаны тепловые и энергетические модели ВИП [9].

Разработан вариант ВИП для легких транспортных средств [10].

Проведены натурные эксперименты с новым электроприводом на действующей насосной станции одного из ЦТП Москвы [11].

Эти разработки выполнялись по госконтрактам с Минпромнауки РФ, грантам и программам Минобразования РФ, по контрактам с правительством Баварии, концерном Даймлер Крайслер, фирмой Топран (КНР).

Общей особенностью упомянутых разработок и исследований является их привязка к натурным образцам, получение и проверка результатов на базе экспериментов с реальными объектами. Здесь оказалась очень полезной и эффективной творческая связь с Ярославским электромашиностроительным заводом [12], на котором были произведены образцы вентильно-индукторных двигателей: 0,16 кВт, 160 об/мин для велосипеда, 0,5 кВт, 3000 об/мин и 1,5 кВт, 20000 об/мин для бытовой техники, 5 кВт, 1500 об/мин и 7,5 кВт, 3000 об/мин для общепромышленных применений и 15 кВт, 3000 об/мин для насосов (рис. 7).

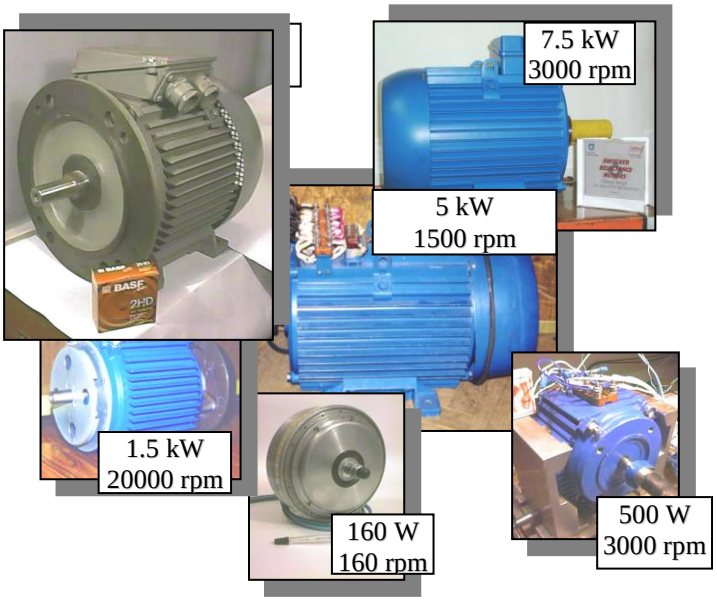


Рис. 7

В настоящее время разработки в области вентильно-индукторного электропривода интенсивно проводятся в нескольких научных центрах России, о чем свидетельствуют другие доклады и сообщения, представленные на семинаре.

Проблемы и перспективы

Как следует из изложенного, вентильно-индукторный электропривод по ряду показателей превосходит другие типы электропривода и имеет в силу этого хорошие перспективы широкого использования. Вместе с тем, его фактическое применение далеко не соответствует возможностям.

По-видимому, причин здесь несколько.

Первая и, возможно, главная: его конкурент – частотно-регулируемый асинхронный электропривод мощно «раскручен» и прочно завоевал современный рынок регулируемых электроприводов. Выпускаются отличные преобразователи частоты, серийные прекрасно отработанные двигатели, имеется опыт работы с этим электроприводом у пользователей и т.п. У вентильно-индукторного электропривода пока что такой базы нет.

Вторая причина – сложность управления процессами в электроприводе для обеспечения его высоких качеств. Попытки быстро получить хорошие результаты приводили и, по-видимому, приводят к разочарованиям.

На больших выставках в Нюрнберге автор беседовал с рядом производителей электрических машин и электроприводов из разных стран. На вопрос об SRD они отвечали примерно одно и то же – пробовали, ничего хорошего не вышло: шумит, гремит, работает непонятно как, бросили.

Принцип действия ВИП в чем-то похож на работу двигателя внутреннего сгорания: для хорошей работы в цилиндры должно вовремя подаваться топливо нужного состава и поджигаться в строго определенный момент. Общеизвестно, как будет работать двигатель, если эти требования не будут соблюдаться. Общеизвестно также, сколько усилий потребовалось затратить специалистам за сто лет автомобильной эры для получения совершенных решений. Создание совершенного «мозга» ВИП – главная и иногда трудно преодолимая проблема, стоящая на пути продвижения на широкий рынок этого, в принципе очень хорошего, электропривода.

И, наконец, третья причина – это, как всегда, человеческий фактор, т.е. недостаточная энергия разработчиков в продвижении своего детища в практику.

Вместе с тем, пройдена основная и, может быть, самая трудная часть пути: найдены, обоснованы и проверены основные технические решения, устраняющие главные препятствия в развитии ВИП; создана и проверена экспериментально методика проектирования ВИП; наработан и испытан программный продукт, оптимизирующий работу «мозга» ВИП.

Коллеги представят свои разработки, расширяющие и углубляющие знания о новом электроприводе, о его промышленном использовании. Это будет свидетельствовать о том, что процесс становления нового электропривода идет.

Литература

1. **Дискретный** электропривод с шаговыми двигателями / Б.А. Ивоботенко, В.П. Рубцов, Л.А. Садовский и др. М.: Энергия, 1972.
2. **Lawrenson P. J. Stephenson J.M**. et al. Variable-speed Switched Reluctance Motors //IEE Proc., vol. 127, Pt. B N4, June 1980. P. 253 – 265.
3. **Electronic** Control of Switched Reluctance Machines/Edited by T.J.E. Miller. Newnes, 2001, 272 p.
4. **Бычков М.Г.** Элементы теории вентильно-индукторного электропривода // Электричество. 1997. № 8. С. 35-44.
5. **Пат. 2241301.** Вентильно-индукторный электропривод/ М.Г. Бычков, В.Н. Кузнецова // БИ. 2004. № 33.
6. **Бычков М.Г., Кисельникова А.В., Дроздов П.А.** Разработка алгоритмов и структуры системы управления вентильно-индукторного электропривода / 2-я междун. конф. «Состояние разработки и перспективы применения вентильно-индукторных приводов в промышленности и на транспорте»// Тезисы докл. М.: Интерэлектро, 2001. С. 60–65
7. **Фукалов Р.В.** Варианты реализации микропроцессорной системы бездатчикового управления вентильно-индукторным электроприводом//Вестник МЭИ. 2005. № 1. С. 50–55.
8. **Проектирование** вентильно-индукторных машин общепромышленного назначения / Н.Ф. Ильинский, Й. Штайнбрунн, Ю.И. Прудникова, Е.В. Бычкова, А.Г. Федоров // Вестник МЭИ. 2004. № 1. С. 37–43.
9. **Ильинский Н.Ф., Докукин А.Л., Кузьмичев В.А**. Тепловые модели вентильно-индукторного электродвигателя // Электричество. 2005. № 8. С. 27–33.
10. **Нестеров Е.В.** Определение базовых геометрических параметров вентильно-индукторного двигателя обращенной конструкции // Электричество. 2006. № 5. С. 63–65.
11. **Натурные** испытания вентильно-индукторного электропривода насоса в центральном тепловом пункте / Б.М Сарач, А.С. Паньшин, А.В. Кисельникова, Р.В. Фукалов // Вестник МЭИ. 2003. № 3. С. 56–58.
12. **Вентильно-индукторный** электропривод – перспективы применения / Т.А. Ахунов, Л.Н. Макаров, М.Г. Бычков, Н.Ф. Ильинский // Приводная техника. 2001. № 2. С. 14–17.

В. А. Кузнецов
Московский энергетический институт (ТУ)

НЕКОТОРЫЕ ОСОБЕННОСТИ РАЗРАБОТКИ И ПРИМЕНЕНИЯ ВЕНТИЛЬНО-ИНДУКТОРНЫХ МАШИН

Хорошо известно, что в последние 25 лет большое внимание электромехаников уделялось применению бесконтактной электромеханики на основе вентильно-реактивной электрической машины. Очевидные преимущества электромеханического преобразователя (ЭП) реактивного типа (увы, безусловно, неотделимые от неизбежных его недостатков) вызвали беспрецедентный всплеск публикаций во всем электротехническом мире. Основная заслуга в появлении новых типов, как говорят, «интеллектуальных» ЭП, принадлежит профессору П. Лоуренсону (Великобритания), основателю компании Oulton Drives, опубликовавшему вместе с коллегами статьи в 1979, 1980 годах в журнале IEE[1,2].

С этих пор появились десятки книг, сотни статей, было защищено множество диссертаций, разработаны ЭП в диапазоне мощностей от нескольких Ватт до 5 – 7 МВт. Все это доказывает конкурентоспособность нового типа ЭП, объединяющего известную довольно простую конструкцию электрической машины с современным полупроводниковым преобразователем, управляемым интеллектуальным микропроцессорным блоком.

Вместе с горячими сторонниками нового типа ЭП появились и трезвые критики, указывающие на принципиальные недостатки этих ЭП. Справедливо отмечалось то, что подобные ЭП в течение долгого времени находили применение в электротехнике, и они не всегда безупречны.

Аналогичного типа ЭП, называемые шаговым электроприводом, интенсивно разрабатывались в мире, и в том числе в СССР. Московскому энергетическому институту в решении этой проблемы принадлежала весьма заметная роль. Различие между шаговым приводом и предложенными П. Лоуренсоном вентильно-реактивными двигателями виделось в основном только в обеспечении режима движения – непрерывное враще-

---

[1] Lawrenson P. J. etc. Variable-speed switched reluctance motors // IEE Proc., vol. 127, Pt. B, No. Y, June 1980, PP. 253-265

[2] Stepherson J. M., Cord J. Computation of torque and current in double salient reluctance motors from non-linear magnetization data // IEE Proc., vol. 126, No. 5, May 1979. PP. 393-396

ние по сравнению с шаговым и «старт-стопным» вариантом. Тем более, что проф. П. Лоуренсон был хорошо известен в мире как создатель и разработчик шаговых и реактивных двигателей.

За относительно короткий отрезок времени вентильно-индукторные машины (ВИМ), получившие в нашей стране акроним ВИП (вентильно-индукторный привод), ВРД (вентильно-реактивный двигатель), за рубежом SRD (Switched-Reluctance Drives) и т. д., стали лидировать по числу публикаций, и по проявляемому к ним интересу, а главное, по числу областей, в которых, по оценкам экспертов, они могли бы быть перспективно применимы. Эти надежды подкреплялись постоянными и впечатляющими успехами полупроводниковой техники, не слишком сложной технологией изготовления ВИМ, хорошей степенью их утилизации, способностью функционировать в агрессивных средах при возможности герметизации полости ротора, невысокой стоимости материалов и технологии изготовления. Достоинства ВИМ легко могут быть и приумножены.

Одновременно и недостатки применяемых ВИМ были трезво оценены специалистами, так что дальнейшие усилия были направлены на их если не устранение, то хотя бы на заметное смягчение. Комплексный характер трудностей разработки ВИМ объясняет интенсивность появления публикаций. Уже на 2001 год общее число их достигло 8 тысяч. Примечательно, что до 1980 г. было опубликовано только 48 работ, в 1990 – 92 работы, а только в одном 2002 – 336 (без учета российских). На конец 2001 г. по рассматриваемой тематике было выдано 4843 патента. Бóльшая их часть принадлежит крупным фирмам, финансирующим соответствующие проекты. Лидирует среди них американская фирма Emerson-SRDrives, «проглотившая» английскую Oulton Drives.

В настоящее время в России большое число организаций занимается вопросами создания и внедрения ВИП. Это осуществляется в Москве, Санкт-Петербурге, Новочеркасске, Самаре, Новосибирске, Саратове и многих других пунктах. Защищено большое число кандидатских и докторских диссертаций по различным аспектам теории, расчета и конструирования установок с ВИМ.

В объеме представленного доклада безнадежно претендовать на сколь-нибудь обширный анализ публикаций по теме ВИМ. Реально только познакомить участников семинара с некоторыми направлениями работы, проводимой в МЭИ (ТУ) на кафедре электромеханики.

Наиболее заметными из них представляются кандидатские и докторские работы З. Бадера (1990), Ся-Бэнь-Чуна (1994), Ло-Инли (1993), А. В. Матвеева (2006), В. А. Кузьмичева (2004), В. В. Николаева (2005). В докторской работе А. В. Матвеева, защищенной в 2006 г., поставлены вопросы применения ВИМ в области электропривода.

Усложнение технологических процессов и рост цен на энергоносители требует все более широкого применения регулируемых электроприводов в промышленности и коммунальном хозяйстве. Около 30 – 40 лет назад асинхронный электропривод (АЭП) начал вытеснять электропривод постоянного тока (ЭППТ) в области применений с регулируемой скоростью. Причиной этому послужили недостатки ЭППТ – невысокая надежность и необходимость регулярного обслуживания из-за наличия коллекторно-щеточного узла, а также сравнительно высокая стоимость машины постоянного тока.

В настоящее время уже и АЭП не всегда удовлетворяет высоким требованиям по энергетическим показателям, ремонтопригодности и стоимости, что приводит к многочисленным попыткам рассмотреть альтернативные системы электропривода, например, управляемые машины с постоянными магнитами, реактивные или индукторные машины. ВИП является одной из возможных альтернатив АЭП. Этот тип привода находится в центре внимания научного мира в течение более чем 20 лет. За этот период сделан целый ряд успешных разработок ВИП для различных применений в промышленности, коммунальном хозяйстве, транспорте, военной сфере и многих других областях. Однако, несмотря на ряд преимуществ ВИП, таких как высокий КПД, технологичность, ремонтопригодность, невысокая стоимость индукторной машины, широкого внедрения ВИП пока не произошло. Ряд специалистов объясняют это отсутствием инфраструктуры компонентов и технологий, ориентированных на ВИП. Под инфраструктурой понимается наличие на рынке соответствующих модулей силовой электроники, контроллеров, технологической базы для производства машин. При этом ключевым аспектом является ориентированность крупных компаний на традиционные системы электропривода, что подразумевает соответствующую направленность технологического перевооружения, маркетинговых акций и т.п.

Главный вопрос – может ли ВИП стать альтернативой АЭП в качестве общепромышленного электропривода для широкого спектра применений. Конечно, ответить на подобный вопрос может только время (наряду с чисто техническими факторами на развитие техники влияют также экономические и даже социальные факторы), но оценить перспективы того или иного типа электропривода можно расчетами и лабораторными экспериментами.

В работе поставлена цель: оценить перспективы серии ВИП интегрированного типа (машина конструктивно объединена с электронным преобразователем). Предполагается, что подобная серия может производиться в диапазоне мощностей от 0,75 до 7,5 кВт на скорости до 3000 и 6000 об/мин. Области применения серии – насосы, вентиляторы, компрессоры, конвейеры, экструдеры, миксеры и многие другие механизмы.

Для оценки перспектив серии необходимо создание математических моделей и их экспериментальная проверка, а также выработка общего подхода к проектированию. Сопутствующая задача – показать новые возможности на различных этапах проектирования ВИП.

В процессе решения поставленных задач получен ряд результатов.

Мультидисциплинарная математическая модель

Разработана мультидисциплинарная модель, которая включает в себя взаимосвязанные модели электромагнитных, тепловых и виброакустических процессов в ВИП. Все составляющие данной модели прошли экспериментальную проверку, что позволило использовать модель для «виртуальной разработки» новой серии интегрированных ВИП.

Модели электромагнитных процессов

Разработаны оригинальные математические модели электромагнитных процессов в машине и электроприводе в целом: во-первых, модель с высокой скоростью расчета, объединяющая блочную диаграмму SIMULINK и программный код MATLAB (рис. 1), во-вторых, многоуровневая модель для более точного моделирования.

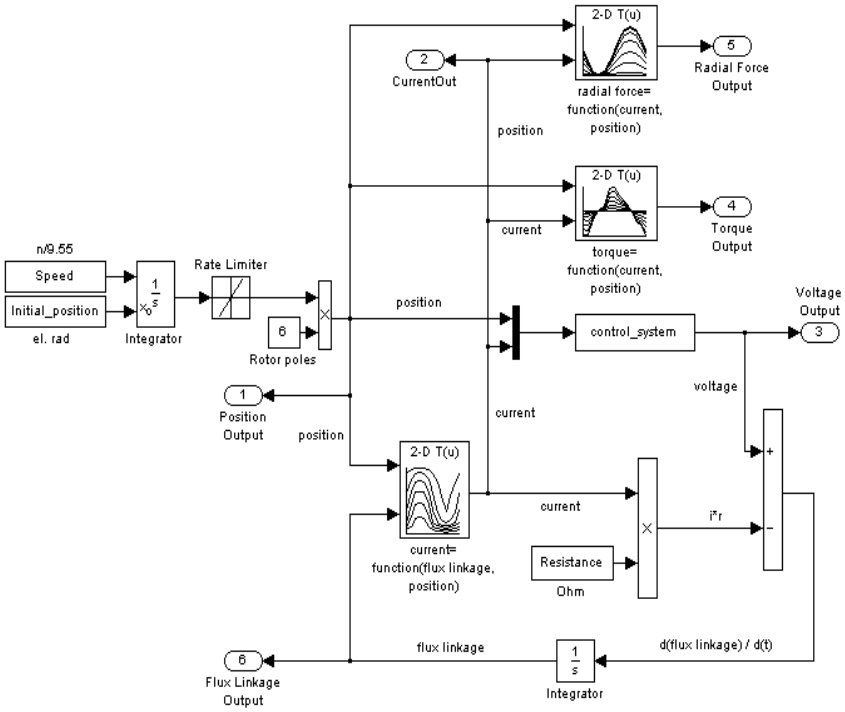


Рис. 1. Блочная диаграмма, описывающая процессы в одной фазе ВИМ

Краевые эффекты

Для учета краевых эффектов в машине разработан набор несложных формул. Данные формулы позволяют производить коррекцию кривых намагничивания, полученных в результате расчета поля в поперечном сечении машины. Формулы учитывают «выпучивание» потока в торцевой зоне машины в зависимости от углового положения ротора. Для учета влияния сердечника на индуктивность лобовых частей введен специальный коэффициент экранирования.

Учет всех потерь

Учитываются все основные потери в машине и полупроводниковом преобразователе, в том числе потери в обмотке, включая потери от высокочастотных составляющих, и потери в сердечниках. Потери в сердечниках рассчитываются, принимая во внимание несинусоидальную форму кривых напряжения и тока.

Тепловые процессы

Разработана оригинальная эквивалентная схема тепловых процессов для расчета, в частности, превышения температуры обмотки. Для расчета схемы используется простой матричный метод. Для расчета обмотки предложена модель «эквивалентного цилиндра» (рис. 2).

Общий подход к проектированию

Предложенный подход к проектированию нестандартен, поскольку его реализация требует создания полной модели комплектного электропривода и соответствующего программного обеспечения. Выразить идею подхода можно посредством следующего выражения:

$$\left\{ \begin{array}{c} \mathrm{OD} = \mathrm{PS} / \mathrm{E} + \mathrm{MLM} \\ \mathrm{PS} = (\mathrm{MDM} * \mathrm{EV})^{(\mathrm{GA}+\mathrm{EDM})} \end{array} \right\},$$

где

OD – оптимальная конструкция;

PS – множество оптимальных по Парето вариантов;

E – работа эксперта по выбору одного оптимального варианта;

MLM – многоуровневая модель;

MDM – мультидисциплинарная модель;

EV – экспериментальная проверка модели;

GA – генетический алгоритм в векторной формулировке;

EDM – оптимизационный алгоритм (из теории планирования эксперимента).

Выражение может быть прочитано следующим образом:

”Оптимальная конструкция может быть найдена посредством использования экспериментально проверенной мультидисциплинарной модели, к которой происходит постоянное обращение в оптимизационных процедурах. Данные процедуры работают в соответствии с генетиче-

ским алгоритмом и методом планирования экспериментов. Результатом оптимизации является семейство оптимальных по Парето вариантов, из которого эксперт выбирает наиболее подходящий вариант. Выбранный вариант конструкции анализируется с помощью многоуровневой модели, включающей полевые расчеты машины».

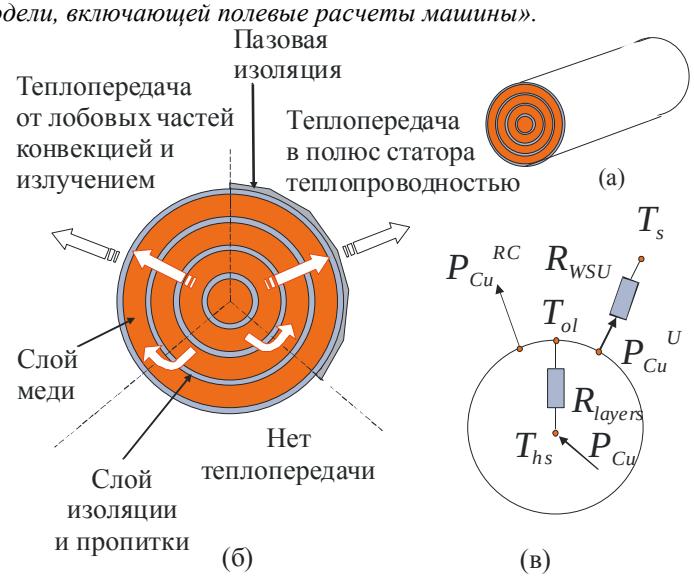


Рис. 2. Модель «эквивалентного цилиндра»

Идея синтеза ВИП иллюстрируется на рис. 3.

Экспертная система, построенная на базе искусственной нейронной сети (ИНС)

В качестве альтернативы стандартным подходам к проектированию предложена экспертная система на базе ИНС. Данная система может рассматриваться как прообраз будущих систем автоматизированной разработки на основе искусственного интеллекта.

Новое программное обеспечение

Для решения поставленных задач создан новый программный пакет SRD-DASP (рис. 4), работающий в среде MATLAB.

Представление результатов синтеза в координатах «характеристики – стоимость»

Предложенная форма представления результатов синтеза (оптимизации) позволяет сравнивать различные методы оптимизации, оценивать влияние различных переменных, параметров и т.п. Каждая кривая «характеристики – стоимость» представляет собой геометрическое место точек оптимальных по Парето вариантов.

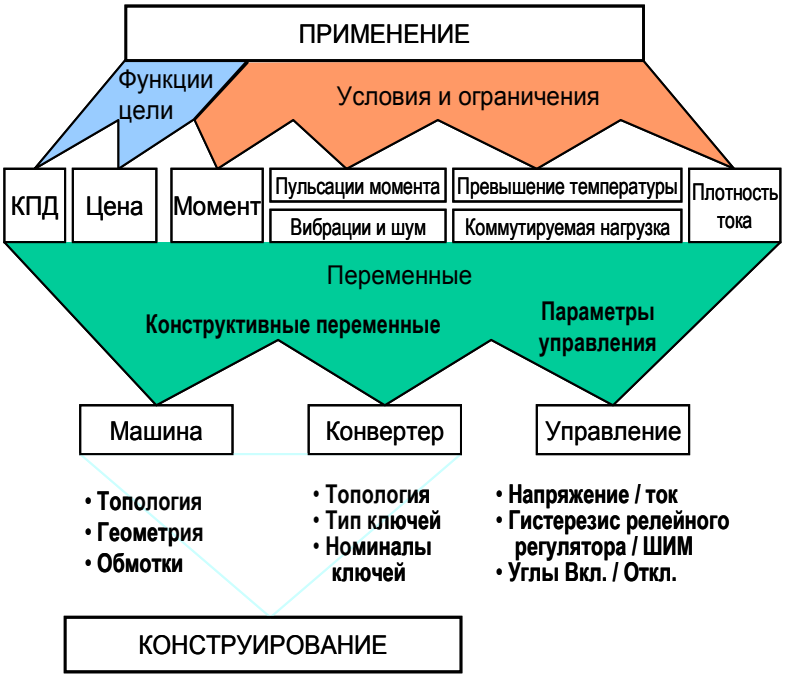


Рис. 3. Идея синтеза ВИП

Новая серия оборудования

На основании представленного подхода и с использованием предложенных новых идей проведено предварительное проектирование новой серии интегрированных ВИП. Расчеты показали, что новая серия имеет значительные преимущества по сравнению с существующими сериями ПЧ-АД интегрированного исполнения. Впрочем, надо признать, что недостатки, такие как повышенные шумы и вибрации, пульсации момента, также имеют место.

Возможным практическим применением ВИП является энергетика. Это направление относительно новое. Впервые вопрос о возможности использования ВИП в механизмах собственных нужд (СН) ТЭС России был поднят В. А. Кузьмичевым на внутреннем семинаре электрического цеха ОАО «Фирма ОРГРЭС» [3] осенью 2001 г. Позже, на заседании Секции электротехнического оборудования НТС ОАО «РАО ЕЭС России»,

[3] В настоящее время данная организация является филиалом ОАО «Инженерный центр ЕЭС».

которое состоялось 29 марта 2002 г., было принято решение о целесообразности разработки предложений по созданию опытных образцов ВИП большой мощности для нужд энергетики и металлургии. Эту работу предлагалось выполнить МЭИ при поддержке ОАО «Фирма ОРГРЭС» и АО «ВНИИЭ».

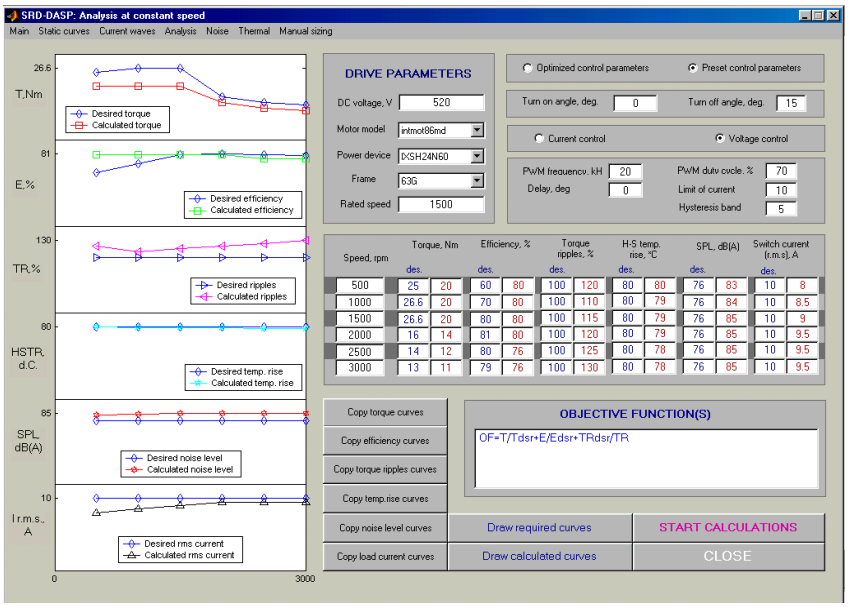


Рис. 4. Одно из окон пакета SRD-DASP

На первом этапе был определен круг механизмов СН ТЭС, использование в которых регулируемого электропривода вообще, и ВИП, в частности, наиболее целесообразно. Было установлено, что таковыми, прежде всего, являются дутьевые вентиляторы, дымососы и питательные насосы (рис. 5).

На приводы этих механизмов приходится до 70% всей электроэнергии расходуемой на СН. Внедрение в них регулируемого электропривода, по существующим оценкам, даст экономию электроэнергии до 32%. Значительную экономию электроэнергии следует ожидать также от внедрения регулируемого электропривода на сетевых и циркуляционных насосах.

Перед проектированием ВИП для привода выбранных механизмов были изучены условия их эксплуатации и предъявляемые к ним требования, а также положительный опыт внедрения в них асинхронного частотно-регулируемого электропривода, накопленный ОАО «Мосэнерго» и АО «ВНИИЭ».

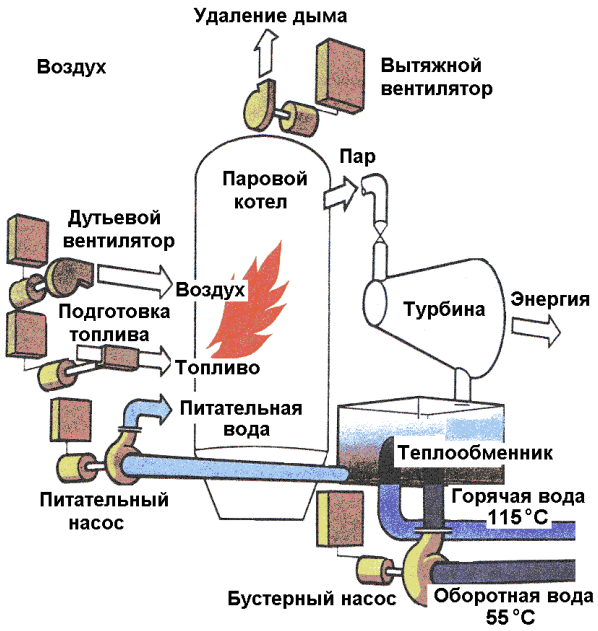


Рис. 5. Механизмы собственных нужд ТЭС

Дутьевые вентиляторы, дымососы и питательные насосы относятся к группе ответственных механизмов СН, отказ которых может привести к повреждению главного оборудования ТЭС. Основным требованием, предъявляемым к их электродвигателям, является повышенная надежность. К числу особенностей работы следует отнести частые пуски и остановы, изменения нагрузки, агрессивную окружающую среду.

Опыт эксплуатации показал, что двигатели общепромышленного применения, выполненные по ГОСТ 183, не обеспечивают приемлемой надежности при данных условиях эксплуатации. В настоящее время на ТЭС происходит постепенная замена двигателей устаревших серий на новые, удовлетворяющие ГОСТ Р 51757–2001 “Двигатели трехфазные асинхронные напряжением свыше 1000 В для механизмов собственных нужд тепловых электростанций. Общие технические условия”. Основой для него послужили технические требования на асинхронные высоковольтные двигатели СН тепловых и атомных станций, используемые с 1987 г. при проектировании двигателей для энергетики. В настоящее время им удовлетворяют двигатели серий ДАЗО4-560, АТД4, АДО, АО2-21 и др.

На ТЭС ОАО «Мосэнерго» по состоянию на 2001 г. было установлено 13 асинхронных частотно регулируемых электроприводов. Приводы

дутьевых вентиляторов и дымососов имеют мощность 630 кВт, питательных насосов – 4 МВт. Напряжение питания, подаваемое на преобразователь частоты, равняется 6 кВ. Напряжение же подводимое к двигателю для питательных насосов – 6 кВ, для дымососов и дутьевых вентиляторов – 3,3 кВ. Использование напряжения 3,3 кВ было продиктовано необходимостью обеспечения требований электромагнитной совместимости. Для обеспечения нормальной работы двигателей их обмотки в последнем случае были переключены со схемы звезда на схему треугольник.

Рассчитанные ВИП для обозначенных выше механизмов имели в качестве прототипов следующие двигатели ДАЗО2-17-44-8/10У1 (дымосос, дутьевой вентилятор) 2АЗМ-4000/6000 (питательный насос). При проектировании, считалось, что напряжение, подаваемое на двигатель в первом случае, равно 3,3 кВ, во втором – 6 кВ.

Проектирование выполнялось в несколько этапов. На первом осуществлялся предварительный (ручной) расчет, который уточнялся в дальнейшем при моделировании спроектированного двигателя с использованием «быстрых» и «точных» математических моделей. На заключительном этапе проводился расчет виброакустических характеристик.

Предварительный (ручной) расчет осуществлялся с использованием оригинальной методики на основе обобщения многочисленных работ отечественных и зарубежных специалистов.

Главные размеры индукторной машины (ИМ) для ВИП определяются из модифицированного выражения машинной постоянной с использованием накопленного опыта проектирования. Машинная постоянная в этом случае записывается следующим образом

$$C_A = \frac{D_R^2 \cdot l_\delta \cdot \Omega_{2b}}{P_{2max}} = \frac{4}{\pi \cdot M_\rho},$$

где D_R, l_δ – диаметр ротора и длина сердечника ИМ, Ω_{2b} – базовая частота вращения ротора; $P_{2\max}$– максимальная (базовая) механическая мощность, M_ρ – удельный электромагнитный момент.

Значение удельного момента может быть определено по традиционным рекомендациям. Отношение же длины сердечника и диаметра ротора находится в диапазоне от 0,5 до 2,0.

Выбор числа фаз и конфигурации магнитной системы проводится для каждого случая отдельно с учетом следующего:

– увеличение числа фаз приводит к увеличению количества тактов коммутации на один оборот ротора (интервалов времени, в пределах которых работает одна фаза или их комбинация и не происходит включение другой фазы или их комбинации) и стоимости инвертора;

– увеличение числа полюсов ротора при прочих равных условиях приводит к уменьшению тактового угла (угла поворота ротора за один такт коммутации), что способствует снижению пульсаций момента и повышению стабильности частоты вращения, но приводит к снижению отношения индуктивностей согласованного и рассогласованного положения и, как следствие, к снижению удельного момента и повышению мощности преобразователя частоты;

– при неизменном значении напряжения звена постоянного тока инвертора увеличение числа повторений базовой конфигурации в магнитной системе двигателя приводит к увеличению момента только в случае, если ширина полюсов превышает 50% ширины полюсов двигателя базовой конфигурации;

– рост числа повторений базовой конфигурации уменьшает интервал нарастания потокосцепления и увеличивает противоЭДС, что при неизменном значении напряжения звена постоянного тока инвертора требует снижения числа витков в фазе;

– в двигателе с числом повторений N_{rep} = 2 оптимальное электромеханическое преобразование энергии достигается при ширине полюсов статора и ротора равной 70 % ширины полюсов для двигателя с N_{rep} = 1.

При выборе *внутренних размеров ИМ* учитываются следующее:

– при прочих равных условиях уменьшение воздушного зазора приводит к росту индуктивности согласованного положения и коэффициента отношения максимальной и минимальной индуктивности фазы, что способствует повышению степени эффективности электромеханического преобразования энергии в ВИП. Зазор следует выбирать минимально возможным;

– ширина полюсов статора и ротора определяют коэффициент перекрытия кривых индуктивности соседних фаз, увеличение которого снижает пульсации момента и, начиная с некоторого значения, отрицательно влияет на эффективность электромеханического преобразования энергии;

– высота полюсов ротора в значительной степени определяет индуктивность рассогласованного положения фазы и, как следствие этого, эффективность преобразования энергии; при достижении определенного значения дальнейшее ее увеличение не сопровождается уменьшением индуктивности рассогласованного положения;

– высоты полюса и ярма статора оказывают влияние на его резонансные частоты колебаний. С целью улучшения виброакустических характеристик следует стремиться к снижению высоты полюса и увеличению высоты ярма. Наилучшие результаты при этом получаются при выполнении определенных соотношений между высотой полюсов статора и ротора и высотой ярма статора и ширины его полюса соответственно;

– определяющим фактором при выборе высоты ярма ротора является минимизация потерь в стали, в силу чего ее выбирают таким образом, чтобы гарантированно обеспечить линейность магнитных характеристик ярма во всех режимах работы.

В качестве «быстрой» математической модели при реализации данного проекта была применена модель, в которой используется Fröhlich-аппроксимация кривых потокосцепления фазы в функции углового положения ротора, а для определения статического момента посредством любой реализации метода виртуальных перемещений предусмотрена процедура пересчета зависимостей потокосцепления фаз от положения ротора в кривые намагничивания.

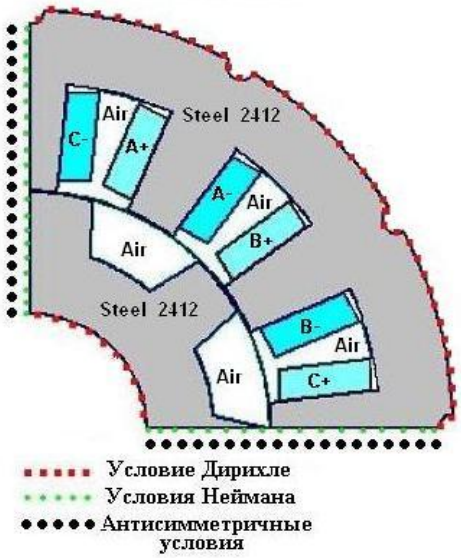
Точная математическая модель была реализована в пакете конечно-элементного анализа Flux2D. В качестве примера на рис. 6 представлены модели магнитной и электрических цепей точной математической модели для двигателя конфигурации 12/8.

По структуре источников шума и вибраций ВИМ ничем не отличаются от других типов электрических машин, обмотки которых получают питание от преобразователя частоты. Механические и аэродинамические шумы могут быть рассчитаны по общепринятым методикам и не требуют дополнительного изучения, в то время как определение магнитных – в настоящее время вызывает некоторые трудности.

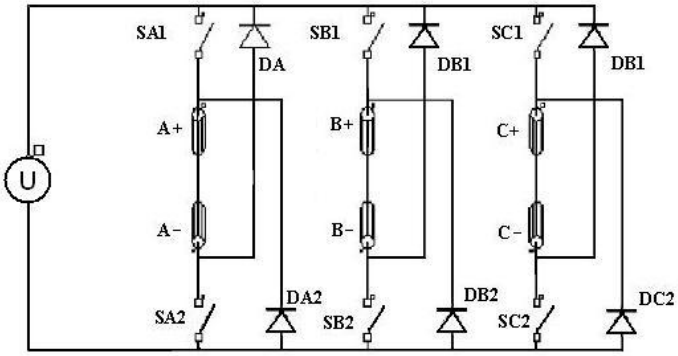
Оригинальная динамическая модель статора основана на положениях прикладной механики материалов и конструкций и теории колебаний. При выводе уравнений модели сердечник статора рассматривается как колебательная система с распределенными параметрами и многими степенями свободы, совершающая вынужденные азимутальные и радиальные колебания под действием внешних возмущающих факторов, которыми являются азимутальная f_{ai} и радиальная f_{ri} составляющие электромагнитной силы и момент m_{1i}, действующие на полюс статора. Характерный элемент этой системы приведен на рис. 7.

Такая колебательная система (рис. 8) может быть представлена в виде совокупности пар азимутальных и радиальных гармонических осцилляторов, каждый из которых имеет свои параметры, зависящие от порядка возбуждаемой гармониками электромагнитной силы собственной формы деформации сердечника статора, а сам виброакустический расчет сводится к расчету их колебаний.

По результатам работы были спроектированы ВИП для приводов дутьевого вентилятора, дымососа и питательного насоса, показавшие перспективность проведения дальнейших исследований в направлении изучения возможности применения ВИП в механизмах СН ТЭС.



а)



б)

Рис. 6. Магнитная (а) и электрическая (б) цепи точной математической модели ВИП:

A, B, C – фазы ВИП; SA, SB, SC – полупроводниковые ключи;
DA, DB, DC – диоды

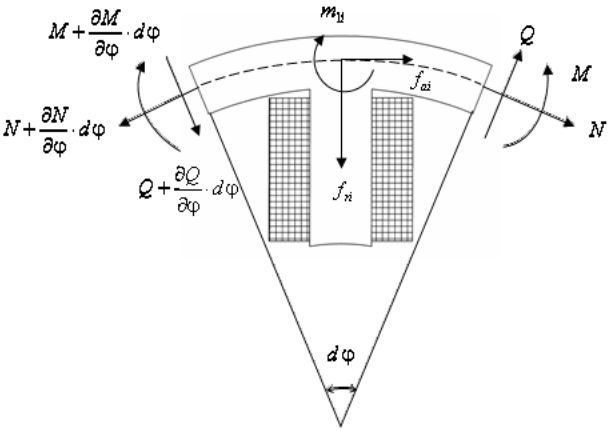


Рис. 7. Элемент колебательной системы статора угловой величины $d\varphi$:

M – изгибающий момент; *N* – азимутальная сила; *Q* – поперечная сила

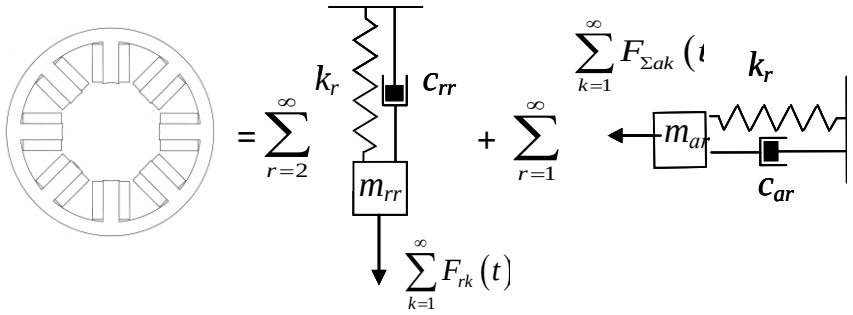


Рис. 8. Динамическая модель статора ИМ конфигурации 8/6 для расчета его деформации:

$F_{\Sigma ak}(t)$ – *k*-я гармоника результирующей азимутальной силы

Определенные достоинства ВИМ позволяют распространить сферу их применения на автономные установки, где прежде задачи преобразования энергии решались с помощью двух различных электрических преобразователей — двигателей и генераторов. Это силовые объекты, использующие двигатели внутреннего сгорания (ДВС), дизельные, реактивные и тому подобные установки. Противоречивые требования, предъявляемые к ним, долгое время не позволяли успешно использовать в качестве стартер-генераторов одну электрическую машину (ЭМ). На сегодняшний

день стартеры и генераторы автономного объекта в большинстве случаев являются различными ЭМ.

Одним из популярных направлений деятельности электротехнических компаний ныне становится разработка установок на базе ВИМ, совмещающей в себе характеристики двигателя и генератора — вентильно-индукторного стартер-генератора (ВИСГ). В. В. Николаевым показано, что несинусоидальный характер пространственного распределения и временного изменения магнитного поля предопределяет принципиальную невозможность использования при проектировании ВИСГ традиционных методов электромашинных подходов. При выполнении работы были использованы аналитические и численные методы моделирования магнитных полей и процессов с помощью стандартных программных пакетов (Mathcad, Femm, Flux 2D, Flux 3D, AutoCAD, Eagle, Electronics Workbench, Scilab и др.).

При интегрированном варианте стартер-генератора для ДВС он размещается непосредственно на коленчатом валу ДВС. Данное решение, наряду с ростом мощности генераторной установки, обеспечивает следующие преимущества по сравнению с обычными системами:

— отказ от традиционно применяемого редуктора, выступающего маховиком ДВС, благодаря чему запуск двигателя происходит быстрее и с меньшим уровнем шума, а масса силовой установки снижается на 5 — 10%;

— отказ от ременной передачи позволяет значительно увеличить надежность системы;

— реализация принципа «старт-стоп», что экономит топливо во время остановки автомобиля;

— повышение экономии топлива до 20% и соответствующее снижение вредных выбросов в атмосферу при использовании генератора для рекуперации энергии;

— реализация режима бустера.

По сравнению с другими типами электрических машин ВИМ обеспечивает преимущества:

— высокую надежность из-за отсутствия обмотки ротора, постоянных магнитов, а также благодаря сосредоточенной обмотке ротора;

— пониженную стоимость производства при высокой технологичности, низкие эксплуатационные расходы;

— высокий пусковой момент в стартерном режиме и высокую частоту генерируемого напряжения, что уменьшает пульсации выпрямленного напряжения в режиме генератора постоянного тока;

— требуемые характеристики в широком диапазоне частот вращения, обеспечиваемых цифровой системой управления.

Механическая характеристика ВИМ имеет широкий диапазон скоростей вращения (рис. 9), что усложняет процесс проектирования при низком напряжении питания (6 – 42 В) и необходимости ограничения пускового тока, вызванного опасностью повреждения при пуске аккумуляторных батарей.

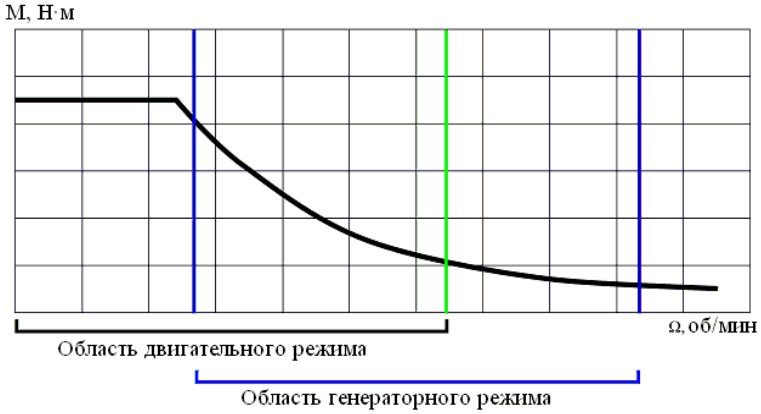


Рис. 9. Диапазоны рабочих скоростей ВИСГ

Коммутация фазы ВИМ для двигательного и генераторного режимов (рис. 10, а, б) представляет собой весьма деликатную операцию, особенно при высоких частотах вращения, что реализуется структурной схемой блока управления с датчиками тока и положения ротора (рис. 11). На рис. 12 представлены результаты моделирования переходного процесса пуска ВИСГ, а на рис. 13 — зависимости тока фазы (1), механического момента, развиваемого фазой (2), напряжения питания, подаваемого на обмотку фазы (3), потокосцепления фазы (4) при частоте вращения ВИСГ 1375 мин$^{-1}$.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Опыт последних двух десятилетий исследования и применения показывает, что ВИМ относится к перспективному, быстро развивающемуся типу электромеханического преобразователя, далеко не исчерпавшего свои возможности в различных сферах применения. Интенсивное распространение ВИМ и установок с ними обусловлено не только их достоинствами, но и факторами, определяемыми общим технологическим прогрессом, главными из которых являются:

— впечатляющее развитие силовой электроники;

— интеллектуальным и техническим багажом, накопленным в области дискретного привода;

— мощным прорывом в компьютерной и микропроцессорной технике;

— созданием эффективных методов и способов численного расчета магнитных полей и электромеханических явлений.

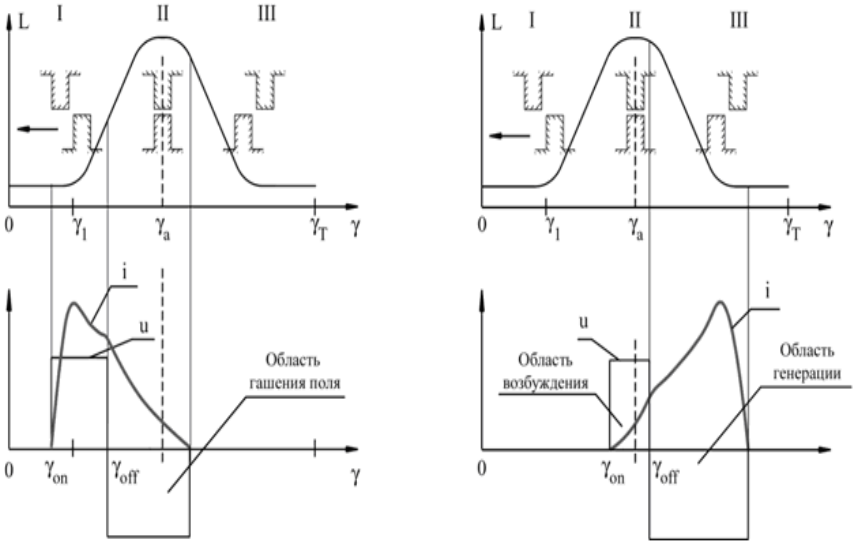


Рис. 10. Коммутация фазы ИМ:
а) двигательный режим; б) генераторный режим

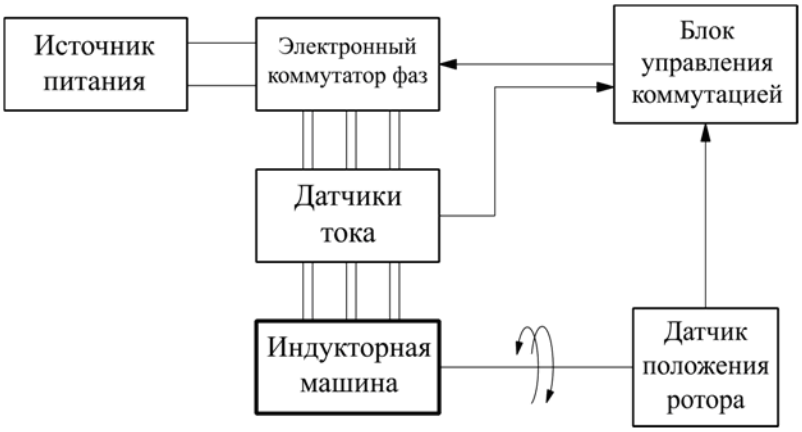


Рис. 11. Структурная схема блока управления ВИМ

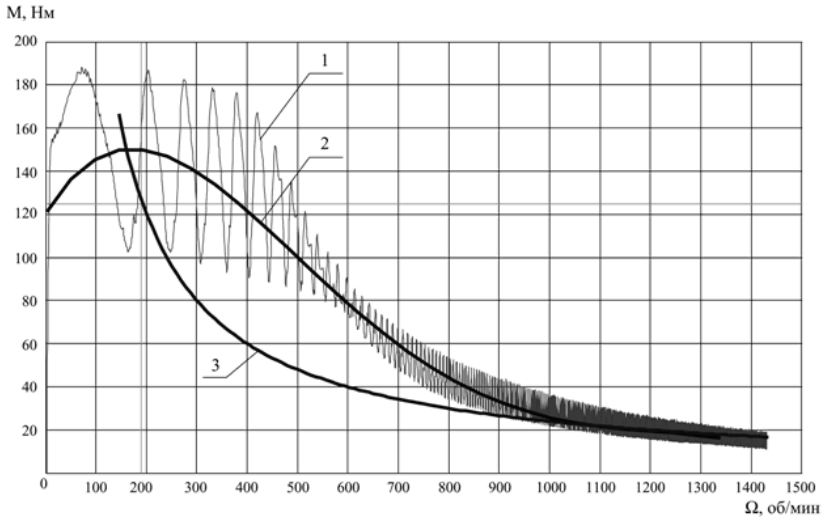


Рис. 12. Результаты моделирования переходного процесса пуска ВИСГ:
1- мгновенное значение механического момента;
2- среднее значение механического момента;
3- механический момент, соответствующий мощности 2,5 кВт

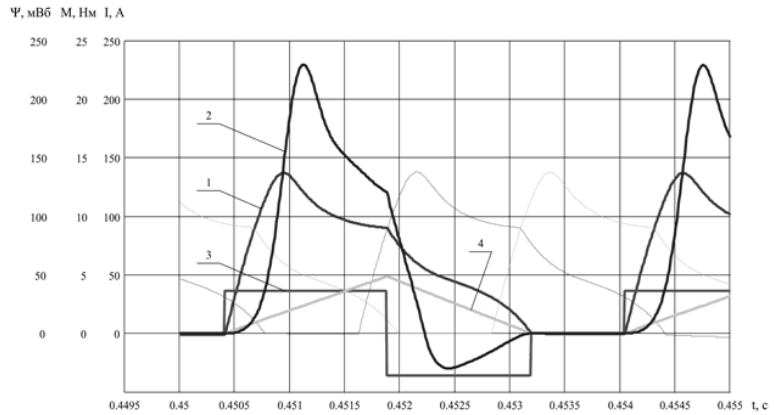


Рис. 13. Зависимость основных величин от времени при скорости вращения 1375 об/мин:
1 – ток фазы; 2 – механический момент, развиваемый фазой; 3 – напряжение питания, подаваемое на обмотку фазы; 4 – потокосцепление фазы

Таким образом, появление и прогресс ВИМ, идеи которого были заложены еще в XIX веке, является не случайным, а сформированным ходом развития науки.

С точки зрения ценологического анализа электромеханики ВИМ и приводы на их основе должны занять в ближайшие года в определенном смысле пустовавшую нишу всей гаммы электромеханических преобразователей, потеснив часть «саранчовой касты» преобразователей постоянного тока, асинхронных и синхронных преобразователей, особенно в области интеллектуального привода.

В этом дружеском соперничестве, где каждый вид ЭП найдет свое достойное место, взаимный обмен теоретическими, конструкторскими и технологическими достижениями будет способствовать дальнейшему развитию и совершенствованию средств преобразования энергии.

Для ВИМ обращают на себя внимание вопросы расчета потерь в магнитных сердечниках. Высокая частота их перемагничивания, сложный пространственный характер меняющегося магнитного поля, особенно в зубцах перемещающихся друг относительно друга сердечников в сильной степени девальвируют точность общепринятых формул по вычислению магнитных полей. Даже при использовании численных расчетов полей нет уверенности в правильной трактовке ныне существующих методов определения потерь. Тем более, что разделение потерь от вихревых токов и по причине наличия гистерезиса и их вычисление вряд ли возможно на современном этапе. Еще более неопределенная ситуация существует при желании учитывать потери и усилия от явления магнитострикции (синоним — пьезомагнитный эффект). В настоящее время наблюдается серьезное внимание по влиянию магнитострикции на потери и виброакустические явления в электромеханических преобразователях и трансформаторах, однако прогресс в этом вопросе не слишком впечатляющий.

Явление магнитострикции может заметно влиять на усилия, деформации, виброакустические показатели. Как известно, под магнитострикцией понимают изменение размеров ферромагнитных тел, находящихся в магнитном поле. Упругая деформация сопровождает явления намагничивания. Длина железного стержня, помещенного в возрастающее продольное магнитное поле, сначала немного увеличивается. Это явление носит название эффекта Джоуля, или положительной магнитострикции. Около напряженности поля в 250 эрстед (возвратная точка Виллари) стержень начинает сокращаться, достигает первоначальной длины и становится короче (отрицательная магнитострикция). Иные магнитострикционные эффекты — это выпрямление согнутого стержня в магнитном поле (эффект Гуллемина). Эффект Видеманна состоит в скручивании в магнитном поле стержня при протекании по нему тока. Эффект Виллари, или обратный джоулеву эффект, — это изменение индукции магнитного поля вод влиянием механического воздействия. Эффект Гуллемина, вообще говоря, имеет место во всех электрических машинах в зоне поворота магнит-

ного потока из зубца в ярмо, но это явление должно быть наиболее заметно в крупнозубцовых структурах ВИМ, где имеет место небольшое число зубцов (4, 6, 8, 12, 18…).

Другая задача, сопрягаемая с предыдущей, — это расчет усилий в таких крупнозубцовых структурах, с близкими числами зубцов на статоре и роторе. Традиционно моменты и усилия в ВРД определяются энергетическим методом, в которой в известной мере вуалируется доля магнитной энергии, сконцентрированной в магнитных телах. В современных вычислительных пакетах усилия рассчитываются по тензору напряжения, что может привести к заметным погрешностям при проходе условной поверхности расчета сквозь зону весьма небольшого зазора между статором и ротором.

Момент, развиваемый ВИМ, и создающую его азимутальную силу можно успешно определить по эпюре индукции вдоль радиально ориентированных стенок пазов. Эта эпюра, как показали многочисленные расчеты полей, резко меняет свой характер при глубоком насыщении углов сближающихся зубцов, что имеет место в ВИМ.

Следующей задачей, которую придется решать электромеханикам, является создание дружественных программ совместного расчета магнитных явлений в ВИМ и электрических процессов в их обмотках, питаемых от преобразователей. Только на этом пути возможно оптимизация структуры самих ВИМ и режимов их питания с целью совершенствования характеристик ВИМ, уменьшения пульсаций моментов, шумов, вибраций и т. д. В распоряжении инженеров имеется ряд таких пакетов: Mathcad, Mathlab и т. д. Кафедра электромеханики располагает современной программой CASPOC 2005 (Power Electronics and Electrical Drives Modeling and Simulation Software), вполне пригодной для подобных задач.

Литература

1. **Кузнецов В.А., Кузьмичев В.А.** Вентильно-индукторные двигатели. М.: Издательство МЭИ, 2003. 70 с.

2 . **Фисенко В.Г., Попов А.Н.** Проектирование вентильных индукторных двигателей. М.: Издательство МЭИ, 2005. 56 с.

М.Г. Бычков
Московский энергетический институт (ТУ)

АЛГОРИТМЫ И СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ВЕНТИЛЬНО-ИНДУКТОРНОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА

Достижения в области силовой электроники и микропроцессорной техники обеспечивают в современных регулируемых электроприводах получение требуемых статических и динамических характеристик для разнообразных применений при использовании различных типов электромеханических преобразователей – вращающихся, линейных и планарных электрических машин. Заданные требования достигаются не только за счет соответствующего выбора конструктивных и электромагнитных параметров электрической машины, но и в значительной степени за счет применения все более и более сложных алгоритмов управления, реализуемых программно в специально ориентированных на управление электродвигателями высокопроизводительных микроконтроллерах. Быстродействие и вычислительные ресурсы микроконтроллеров растут столь стремительно, что фактически снимают ограничения на объем обрабатываемой информации и сложность алгоритмов управления. Оптимисты могут надеяться на создание в будущем универсальной высокоинтеллектуальной (адаптивной, самонастраивающейся, саморазвивающейся и т.п.) микропроцессорной системы, способной управлять любым типом электропривода. Однако до настоящего времени задача выбора структуры системы управления и применяемых алгоритмов для конкретного применения остается актуальной, несмотря на наблюдаемую тенденцию к их унификации.

В предлагаемом докладе рассматриваются многообразие и особенности алгоритмического и аппаратного обеспечения систем управления вентильно-индукторного электропривода, обеспечивающих ему конкурентоспособные технико-экономические показатели.

Отметим, что получившие широкое распространение типовые структуры подчиненного регулирования координат электропривода с последовательной коррекцией предполагают достаточно унифицированные типы регуляторов и приемы настройки. Однако платой за это является принудительная взаимосвязь между статической жесткостью механической характеристики и временем реакции системы на управляющие и возмущающие воздействия и неполное использование ее возможностей по быстродействию. Можно утверждать, что в рамках концепции подчиненного регулирования координат особенности разных типов электромеханических преобразователей проявляются только во внутреннем контуре

регулирования электромагнитного момента и в значительной степени подавляются при стандартной настройке на технический оптимум. Получение более высоких статических и динамических показателей в замкнутой системе при неблагоприятном сочетании компенсируемых параметров в объекте регулирования, их неопределенности и нестационарности, наличие разного рода нелинейностей требует перехода к другим принципам, алгоритмам и структурам систем управления электропривода (модальное управление, генетические алгоритмы, нечеткая логика и т.п.). В то же время существует масса применений, где требования к точности электропривода относительно невелики, но особенно важны его надежность, экономичность, простота эксплуатации, ремонтопригодность и удобство утилизации. Для таких применений может быть достаточно простейших разомкнутых систем управления, обладающим необходимым минимумом защитных функций.

Среди отличительных особенностей вентильно-индукторной машины от традиционных типов электромеханических преобразователей энергии можно выделить:

- наличие двойной зубчатости в магнитной системе машины с различными полюсными делениями и числами зубцов статора и ротора;
- реактивный характер электромагнитного момента;
- практическое отсутствие магнитной взаимосвязи между фазами, их независимость и дискретность работы;
- наличие в зонах перекрытия зубцов сильного локального насыщения ферромагнитного материала, что обеспечивает высокую степень электромеханического преобразования энергии, но приводит к существенной нелинейности магнитных характеристик.

Совокупность указанных отличительных свойств ВИМ приводит к тому, что традиционные структуры и алгоритмы управления регулируемых электроприводов оказываются мало приспособленными к применению в ВИП. Следует заметить, что ВИП оказывается чрезвычайно устойчивым к ошибкам в проектировании и изготовлении, сбоям в алгоритмах управления. Другими словами, ВИП будет работать почти всегда, несмотря на присутствие указанных негативных явлений. Однако каждая неисправность в той или иной степени ухудшает его технико-экономические показатели. Поэтому совершенствование методик проектирования и алгоритмов управления ВИП является решающим фактором обеспечения его высоких технико-экономических показателей и улучшения потребительских свойств.

Как показывает анализ многочисленных источников научно-технической информации, в развитии общей теории автоматического

управления и ее конкретных приложений в области систем управления электропривода можно выделить по крайней мере три принципиально различных направления. В рамках первого направления, имеющего истоки в концепции так называемого “управления черным ящиком”, сознательно игнорируются естественные электромеханические свойства разомкнутой системы электропривода. Альтернативным направлением развития является построение системы управления с максимально полным учетом особенностей электромеханического преобразования энергии в конкретном типе электрической машины. В особый класс можно выделить системы управления, обладающие свойством структурной робастности к отклонениям параметров объекта управления. Характерным примером таких систем могут служить системы с различными комбинациями релейных регуляторов, работающие в так называемых “скользящих” режимах. В приводимых далее примерах систем управления вентильно-индукторного электропривода можно обнаружить черты каждого из указанных направлений развития.

1. Основные соотношения и цикл работы ВИМ

Основными параметрами, характеризующими геометрию зубцового слоя вентильно-индукторной машины, являются: Z_S – число зубцов статора, Z_R – число зубцов ротора, R_δ – радиус расточки статора, δ – воздушный зазор между зубцом статора и ротора в согласованном положении, β_S – угловой размер зубца статора и β_R – угловой размер зубца ротора по диаметру воздушного зазора (рис. 1).

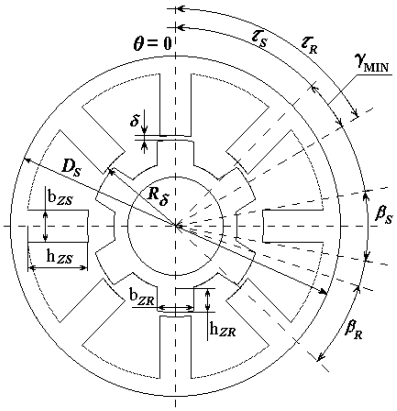


Рис. 1. Геометрические параметры магнитной системы ВИМ

Указанные геометрические параметры названы основными постольку, именно они наряду с магнитодвижущей силой (МДС) обмотки Iw, длиной пакета магнитной системы l и магнитными свойствами стали определяют развиваемый ВИМ момент, зону его эффективного воспроизведения, число фаз обмотки m, а также соотношение между частотой коммутации f_K и угловой скоростью ротора ω.

В [1] достаточно подробно рассмотрен дизайн машин с различным числом зубцов Z_S и Z_R. Показанная на рис. 1 конфигурация $Z_S / Z_R = 8/6$ относится к классу так называемых регулярных машин, у ко-

торых и зубцы статора, и зубцы ротора распределены по окружности. В нерегулярных структурах зубцового слоя возможны различные комбинации неравномерного расположения зубцов, главным образом для уменьшения длины пути замыкания магнитного потока. Однако наиболее часто встречаются базовые комбинации $Z_S / Z_R = 8/6$ и $Z_S / Z_R = 6/4$ с числом фаз обмотки $m = Z_S / 2$, а также мультиплицированные на два конфигурации $Z_S / Z_R = 16/12$ и $N_S / N_R = 12/8$ с числом фаз обмотки $m = N_S / 4$. Машины с удвоенным числом полюсов оказываются идентичными своим прототипам в электрическом аспекте, но имеют вдвое меньшую скорость вращения при одинаковой частоте коммутации.

Для получения диапазона возможных значений β_S и β_R рассмотрим приведенные на рис. 2 идеализированные графики изменения магнитной проводимости зубцовой пары Λ_δ и фазных токов от времени и соответственно от угла поворота ротора для так называемой смешанной несимметричной коммутации в ВИМ с конфигурацией 8/6, когда импульсы тока в соседних фазах частично перекрываются.

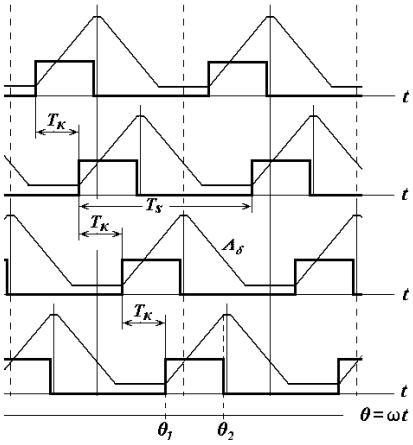


Рис. 2. Несимметричная коммутация для ВИМ с $N_S / N_R = 8/6$

Примем за начало отсчета угла θ поворота ротора согласованное положение каких-либо двух зубцов статора и ротора, когда совпадают их оси симметрии (например, верхние зубцы на рис. 1), а положительное направление – вращение по часовой стрелке. В ряде работ за начало отсчета выбирается полностью рассогласованное положение, когда ось зубца статора совмещается с осью впадины ротора, в других работах – угол, при котором начинается перекрытие зубцов. Хотя выбор начала отсчета не имеет принципиального значения, второй вариант менее удобен, так как в этом случае координата угла поворота оказывается зависи-

мой от ширины зубцов и их числа, и, следовательно, не будет совпадать для машин различной конфигурации. Кроме того, выбор за начало отсчета согласованного положения зубцов совпадает с координатной системой традиционных синхронных машин. Отличие состоит в том, что при $N_S \neq N_R$ полюсные деления статора и ротора

$$\tau_S = 2\pi / Z_S \ , \ \tau_R = 2\pi / Z_R \qquad (1)$$

не равны друг другу, поскольку, как правило, $Z_S > Z_R$. За базовое значение примем τ_R , так как для получения равномерного вращения при одинаковой длительности импульсов токов в фазах ротор должен повернуться на угол τ_R после полного цикла коммутации всех фаз (за m циклов перекоммутации между фазами). При сопоставлении изменения во времени механических и электрических величин необходимо также различать механические и электрические координаты. Как и для шаговых двигателей для ВИМ справедливы соотношения для углов поворота и угловых скоростей

$$\theta_{ЭЛ} = Z_R \cdot \theta_{МЕХ} \ , \qquad \omega_{ЭЛ} = Z_R \cdot \omega_{МЕХ} \ . \qquad (2)$$

Наконец, для отличия между текущими значениями угла θ поворота ротора и его интервалами или приращениями, для обозначения последних будем использовать символ γ

$$\gamma = \Delta\theta = \theta_i - \theta_{i-1} \ . \qquad (3)$$

Вращение ротора ВИМ происходит за счет последовательного переключения импульсов тока в фазах обмотки. Частота следования импульсов в каждой фазе $f_S = 1/T_S$, где T_S – длительность периода коммутации фазы. Частота переключения (коммутации) импульсов из одной фазы в другую в m раз больше

$$f_K = 1/T_K = m / T_S \ . \qquad (4)$$

Заметим, что для одиночной коммутации интервал работы фазы $T_{РАБ}$ совпадает с длительностью такта T_K, а для смешанной несимметричной $T_{РАБ} > T_K$.

При согласованном положении двух зубцов оси соседних с ними зубцов статора и ротора рассогласованы на угол одного шага ротора

$$\gamma_{min} = \tau_R - \tau_S = 2\pi\,(1/Z_R - 1/Z_S), \qquad (5)$$

на который и повернется ротор при перекоммутации импульса в соседнюю фазу при работе ВИМ как шагового двигателя в стартстопном режиме. Этот же угол является минимальным значением угла работы фазы $\gamma_{раб}$ на одном такте коммутации, обеспечивающим режим непрерывного воспроизведения момента. За интервал времени $T_S = mT_K$ угол поворота с учетом (1) составит

$$m\,\gamma_{min} = \pi\,(Z_S - Z_R)/\,Z_R \ . \qquad (6)$$

При $Z_S - Z_R = 2$ выполняется сформулированное выше условие равномерного вращения

$$m\,\gamma_{\min} = 2\pi / Z_R = \tau_R\,. \qquad (7)$$

Угловая скорость вращения ротора ω_R связана с частотой коммутации f_K соотношением

$$\omega_R = \tau_R / T_S = 2\pi\, f_S / N_R = 2\pi\, f_K / m\, Z_R. \qquad (8)$$

Для того, чтобы обеспечить непрерывную генерацию механического момента, но избежать одновременного перекрытия зубцом ротора двух соседних зубцов статора, угловые размеры зубцов должны удовлетворять соотношениям:

$$\beta_Z = \min(\beta_S\,,\,\beta_R) > \gamma_{\min}\,; \qquad (9)$$

$$\beta_S + \beta_R \le \tau_S\,. \qquad (10)$$

Эти условия выполняются независимо от отношения N_S / N_R , если

$$\beta_S = \beta_R = \tau_S / 2\,. \qquad (11)$$

На практике обычно выбирают β_R несколько меньше $\tau_S / 2$, а β_S несколько меньше β_R .

На рис. 3 показано изменение величин тока i, напряжения U, магнитной проводимости Λ_δ, потока Φ и момента M, электрической $W_{ЭЛ}$, магнитной $W_{МАГ}$ и механической $W_{МЕХ}$ энергий в процессе одного цикла коммутации. Рассмотрен случай работы без насыщения (на линейном участке кривой намагничивания), не учитывается падение магнитодвижущей силы на всех участках магнитной цепи, кроме воздушного зазора, и омическое падение напряжения в сопротивлении обмотки.

В цикле коммутации можно выделить три участка:

- интервал $t_{ВКЛ}$ включения фазы;
- интервал $t_{РАБ}$ работы фазы;
- интервал $t_{ОТК}$ отключения фазы.

Интервал $t_{ВКЛ}$ начинается в момент приложения к обмотке напряжения $U_{ВКЛ}$ от источника питания и заканчивается в момент начала возрастания магнитной проводимости Λ_δ за счет перекрытия зубцов. На этом этапе происходит возрастание потока Φ от нуля до Φ_1 и тока i до I_1.

Интервал $t_{РАБ}$ начинается в момент приложения к обмотке напряжения $U_{РАБ}$, которое в общем случае не равно $U_{ВКЛ}$, и продолжается до момента приложения к обмотке обратного напряжения, т.е. до начала отключения. Наличие тока в обмотке и положительной производной $d\Lambda / d\theta$ создает двигательный момент.

На этапе $t_{РАБ}$ происходит потребление электрической энергии $W_{ЭЛ}$ от источника питания, которая частично преобразуется в механическую

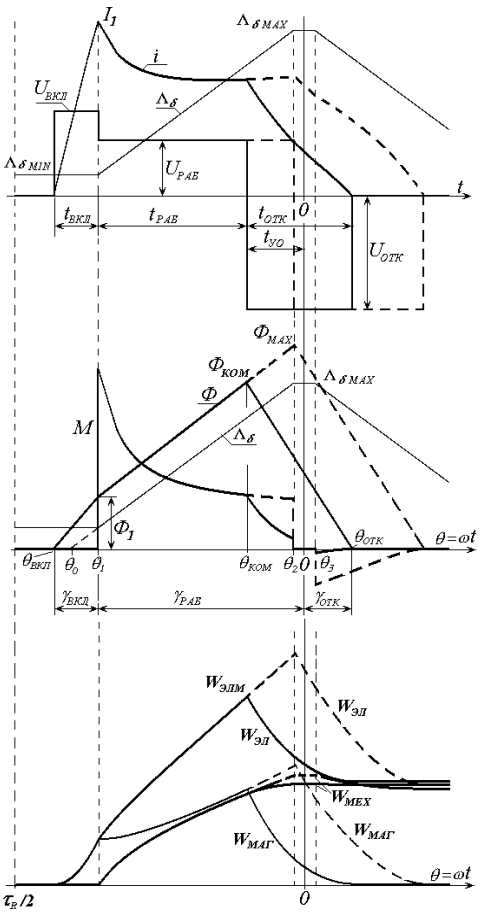


Рис. 3. Изменение параметров ВИМ во время цикла коммутации

$W_{МЕХ}$, а оставшаяся часть расходуется на увеличение магнитной энергии $W_{МАГ}$.

Интервал отключения фазы $t_{ОТК}$ начинается при $\theta = \theta_{КОМ}$ и длится до окончания процесса спадания потока от $\Phi_{КОМ}$ до нуля. В общем случае отключение производится с некоторым упреждением $t_{УО}$ относительно согласованного положения зубцов Λ_{MAX}. На этапе $t_{УО}$ спадание тока и момента происходит под действием двух факторов: уменьшения потока за счет приложения к обмотке отрицательного напряжения $U = -U_{ОТК}$ и продолжения увеличения магнитной проводимости Λ_δ. При этом продолжается некоторое возрастание $W_{МЕХ}$, но оно происходит не за счет энергии источника, а за счет запаса магнитной энергии $W_{МАГ}$. Одновременно часть $W_{МАГ}$ возвращается источнику.

Последний этап – этап отключения фазы может происходить частично или полностью при $d\Lambda/d\theta < 0$, что вызывает изменение знака момента, некоторое замедление спадания тока и переход части механической энергии обратно в магнитную.

На рис. 4 в координатах (Φ, Iw) энергия $W_{МЕХ}$, преобразованная в механическую за цикл коммутации, равна площади $S_{ОАВЕО}$, описываемой изображающей точкой в процессе коммутации фазы.

Максимального значения $W_{ЭЛМ}$, равного площади трапеции $S_{ОАВЕ}$, электрическая энергия $W_{ЭЛ}$ достигает к моменту отключения фазы (точка C на рис. 4)

$$W_{ЭЛМ} = \max(W_{ЭЛ}) = \max(\Phi \cdot Iw) \cong \Phi_{КОМ} \cdot Iw \ . \qquad (12)$$

Штриховыми линиями на рис. 3 и рис. 4 показано изменение сигналов при $t_{УО} = 0$, т.е. при отключении фазы в момент согласованного положения зубцов. В этом случае $W_{МЕХ}$ равна площади криволинейного треугольника S_{OACGO} (рис. 4), а

$$W_{ЭЛМ} = S_{OACD} \cong \Phi_{МАХ} \cdot Iw \ . \qquad (13)$$

Следует заметить, что при $t_{УО} = 0$ только за счет того, что $|U_{ОТК}| > |U_{РАБ}|$ и поток спадает быстрее, чем нарастает, энергия $W_{МЕХ} \neq 0$.

При работе в любой точке естественной (или базовой) механической характеристики на рабочем участке цикла коммутации к обмотке прикладывается полное напряжение инвертора $U = E_{ИНВ}$. Если не применять специальных мер, то и $U_{ОТК} = E_{ИНВ}$, а изменение потока во времени будет иметь форму равнобедренного треугольника $(t_{ВКЛ} + t_{РАБ} = t_{ОТК})$. В этом случае при $t_{УО} = 0$ отключение фазы не вызывает спадания тока, а вся механическая энергия возвращается источнику энергии, так как поток спадает пропорционально уменьшению Λ_δ.

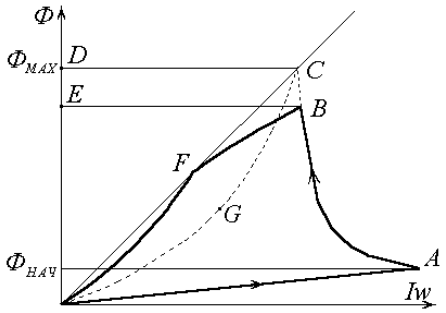


Рис. 4. Перемещение изображающей точки за цикл коммутации

Как следует из рассмотренных выше процессов, при работе в двигательном режиме $W_{ЭЛМ}$ принципиально больше $W_{МЕХ}$, так как часть магнитной энергии, в которую превращается $W_{ЭЛ}$, не преобразуется в механическую, а возвращается источнику питания при отключении фазы. Степень преобразования электрической энергии в механическую можно оценить коэффициентом электромеханического преобразования

$$K_{ЭМП} = W_{МЕХ} / W_{ЭЛМ} \ . \qquad (14)$$

Длительность интервалов времени цикла коммутации фазы и конкретная фазовая траектория, с одной стороны, определяются моментами подачи управляющих воздействий на силовые ключи инвертора, а с другой стороны, зависят от скорости вращения ротора, геометрии зубцового слоя, прикладываемых к обмотке напряжений. Поэтому определение $W_{ЭЛМ}$ по (12) на этапе предварительного анализа ВИМ затруднительно. Однако $\Phi_{КОМ} < \Phi_{МАХ}$ и оценка сверху для $K_{ЭМП}$ может быть получена при нахождении $W_{ЭЛМ}$ по (13).

2. *Электромеханические свойства ВИМ как объекта регулирования*

Структура системы управления электропривода (СУ) и параметры входящих в нее элементов определяются, с одной стороны, функциональным назначением приводимой в движение технологической установки и предъявляемыми техническими требованиями, а с другой стороны – спецификой конкретного типа электромеханического и электрического преобразователей в значительной степени определяющих регулировочные свойства электропривода.

Как видно из обобщенной структуры системы управления ВИП (рис. 5), специфическими элементами являются коммутатор фаз и регулятор углов управления, обеспечивающие совместно с датчиком положения ротора режим самокоммутации фаз. Эти элементы в том или ином виде присутствуют в СУ вентильного ЭП любого типа.

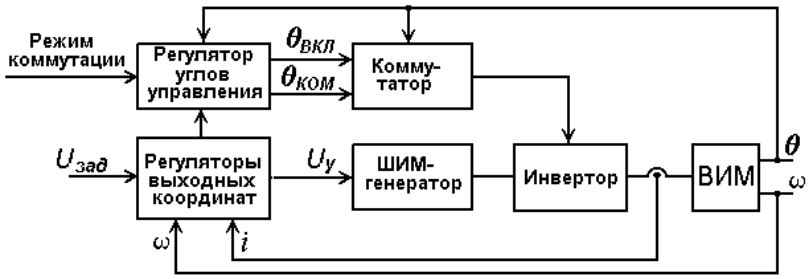


Рис. 5. Обобщенная структура системы управления ВИП

При скоростях вращения ω, меньших базовой скорости $\omega_{БАЗ}$ основным управляющим воздействием является сигнал $U_У$ выхода регуляторов координат, осуществляющий через ШИМ-генератор управление напряжением, прикладываемым к фазе обмотки статора на рабочем интервале цикла коммутации. Значение $\omega_{БАЗ}$ не остается постоянным, а зависит от заданного с помощью дополнительных управляющих воздействий режима коммутации фаз и берется из соответствующей механической характеристики $\omega_{БАЗ}(M)$, получаемой при $U_{У\ max}$, т.е. при 100% ШИМ и приложении к фазе полного напряжения источника питания $U_Ф = U_{ип}$. Дополнительные управляющие воздействия – углы включения $\theta_{ВКЛ}$, закорачивания $\theta_{ЗАК}$ и отключения $\theta_{ОТКЛ}$ расширяют регулировочные свойства электропривода, но в то же время требуют их взаимной увязки с каналом регулирования напряжения.

При $\omega > \omega_{БАЗ}$ углы коммутации $\theta_{ВКЛ}$, $\theta_{ЗАК}$ и $\theta_{ОТКЛ}$ становятся основными управляющими воздействиями, обеспечивающими требуемое значение момента. Уменьшение $U_У$ и соответственно $U_Ф$ в этой зоне может

использоваться для уменьшения развиваемого момента с целью поддержания заданной скорости.

Дополнительные параметры коммутатора и ШИМ-генератора, такие как вид коммутации фаз и вид модуляции ШИМ-генератора (режим согласованного управления ключами одной фазы), влияют на нагрузочные и регулировочные характеристики ВИП, а следовательно, должны учитываться при выборе параметров регуляторов.

Динамические свойства традиционных ЭМП детально исследованы с использованием аппарата структурных схем, типовых динамических звеньев и передаточных функций [2]. Существенно отличающиеся друг от друга полные структурные схемы ЭМП разных типов при определенных допущениях удается привести к инерционному звену динамической жесткости

$$\beta_{ДИН}(p) = \frac{\Delta M(p)}{\Delta\omega(p)} = -\frac{\beta}{T_Э p + 1}\ , \qquad (15)$$

где β – модуль статической жесткости; $T_Э$ – эквивалентная электромагнитная постоянная.

Исключением является синхронный двигатель, для которого передаточная функция динамической жесткости представляется в виде суммы интегральной и пропорциональной составляющих.

Включение в динамическую модель разомкнутой электромеханической системы механической части в виде жесткого одномассового звена приводит к структуре обобщенного колебательного звена. Аналогичное представление динамических свойств имеет и шаговый режим работы синхронной машины, где в качестве выходной координаты рассматривается угловое положение ротора [3]. Перевод синхронной машины в режим бесконтактного двигателя постоянного тока (БДПТ) за счет коммутации обмоток в функции положения ротора трансформирует ее абсолютно жесткую статическую механическую характеристику в семейство характеристик при различных углах коммутации. Динамические свойства в режиме БДПТ зависят как от соотношения электромеханической и электромагнитной постоянных, так и от режима источника питания обмоток электрической машины. При питании от источника тока подавляется влияние на характер переходных процессов ЭДС вращения, а значение электромагнитной постоянной связывается в основном с влиянием вихревых токов и быстродействием контура регулирования тока. При питании от источника напряжения влияние ЭДС вращения особенно сильно проявляется в малоинерционных высокодинамичных электроприводах.

Следует заметить, что описание вентильного режима работы ЭМП, базирующееся на динамической модели синхронной машины, использует синусоидальное представление угловой моментной характеристики, а также синусоидальную форму токов и напряжений фаз обмотки.

Однополярные токи в фазах ВИМ, треугольные графики изменения потоков, локальное насыщение зубцового слоя и ярко выраженная автономность и дискретность работы фаз чрезвычайно усложняют применение традиционной модели для анализа динамики ВИП. В то же время, полный учет и анализ влияния на динамику всех указанных выше факторов может быть реализован только при одновременном моделировании электромагнитных переходных процессов во всех фазах ВИМ с учетом их взаимного влияния, а также переходных процессов в механической и электрической части. В такой постановке динамическая модель ВИП реализуется только средствами компьютерного моделирования.

Допущение об отсутствии взаимного влияния фаз, что вполне оправдано при одиночной коммутации, позволяет существенно упростить динамическую модель ВИП и представить ее в виде структурной схемы, приведенной на рис. 6. Предполагается также постоянство напряжений источников, т.е. не учитываются пульсации, связанные с конечной емкостью конденсатора фильтра звена постоянного тока, работой входного выпрямителя и ШИМ.

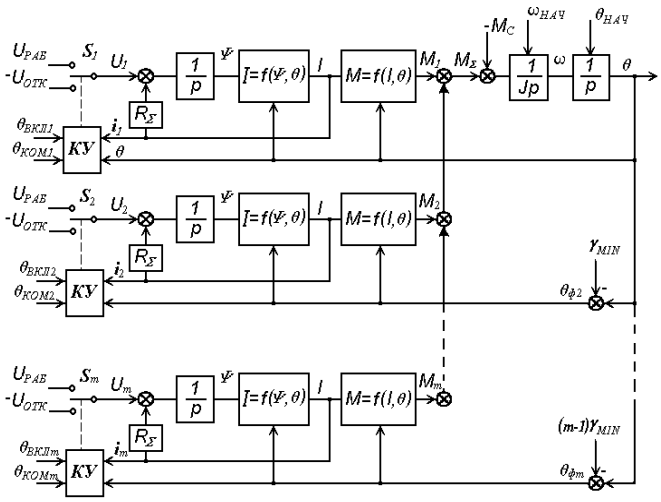


Рис. 6. Структурная схема ВИП без учета взаимного влияния фаз

В этой модели каждая фаза представлена независимым фрагментом, состоящим из логического коммутирующего устройства КУ и ключа S,

интегратора и блока преобразования потокосцепления в ток $i = f(\Psi,\theta)$, охваченных отрицательной обратной связью через сопротивление фазы R, а также блока преобразования тока в момент $M = f(i,\theta)$. Суммарный момент всех фаз M_Σ воздействует на механическую часть в виде двух интегрирующих звеньев, выходная координата которой θ используется в каждой фазе для управления процессом коммутации, а также в функциональных преобразователях.

Сигнал тока фазы i присутствует на входе коммутирующего устройства КУ для того, чтобы в конце интервала отключения снять со входа интегратора напряжение $-U_{ОТК}$ в момент спадания тока до нуля. После этого происходит вычисление новых уставок углов управления для следующего цикла коммутации

$$\theta_{ВКЛ}(\kappa) = \theta_{ВКЛ}(\kappa-1)+\tau_R\,, \qquad (16)$$

$$\theta_{ОТКЛ}(\kappa) = \theta_{ОТКЛ}(\kappa-1)+\tau_R\,. \qquad (17)$$

Структурная схема ВИП может быть представлена и с использованием координаты электрического угла $\theta_{ЭЛ}$, связанного с механическим углом $\theta_{МЕХ}$ соотношением $\theta_{ЭЛ} = Z_R\theta_{МЕХ} - 2\pi\,\mathrm{INT}(Z_R\theta_{МЕХ}/2\pi)$. В этом случае углы управления $\theta_{ВКЛ}$ и $\theta_{КОМ}$ не будут изменяться, если при преобразовании $\theta_{МЕХ}$ в $\theta_{ЭЛ}$ отбрасывать для k–го интервала коммутации целое число периодов $2\pi\,(\kappa-1)$.

Структурная схема рис. 6 учитывает все этапы цикла коммутации для каждой фазы и позволяет исследовать разнообразные переходные процессы: пуск, работу на установившейся скорости, приложение нагрузки, изменение углов управления. Однако ее реализация требует в модели достаточно развитой логической части. Если ограничиться рассмотрением только рабочего этапа цикла коммутации и сделать допущение о достаточной инерционности механической части, позволяющей пренебречь изменением скорости на интервале работы одной фазы, то структурная схема ВИП существенно упрощается (рис. 7).

В ней каждый раз при достижении $\theta = \theta_{ОТКЛ}$ происходит сброс интеграторов потокосцепления и угла до начальных значений Ψ_1 и θ_1, т.е. начинается моделирование работы следующей фазы. При комбинированной коммутации фаз ($\gamma_{РАБ}>\gamma_{MIN}$) увеличение среднего момента за счет перекрытия интервалов работы двух соседних фаз учитывается в модели поправочным коэффициентом $\gamma_{РАБ} / \gamma_{MIN}$.

Обратим внимание на то, что структурная схема рис. 7. не может без дополнительной модификации моделировать первый такт коммутации при $\omega_{НАЧ} = 0$, так как при этом $\psi_1 = \propto$. Фактически обе схемы (рис. 6 и 7) для работы на низких скоростях вращения должны быть допол-

нены узлом токоограничения, воздействующим тем или иным образом на $U_{РАБ}$ и ограничивающим возрастание Ψ_1 по мере снижения скорости.

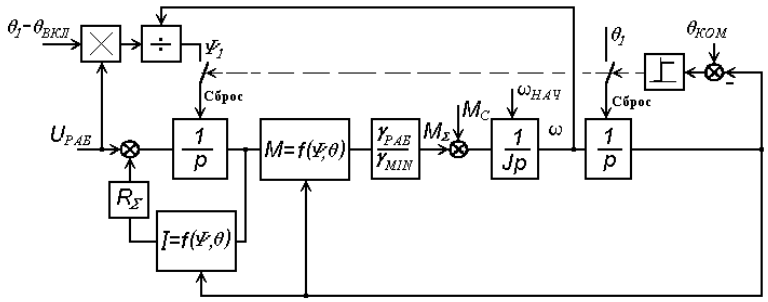


Рис. 7. Структурная схема для рабочего этапа цикла коммутации

Блок формирования момента в структурной схеме рис. 7 представлен в виде зависимости $M = f(\Psi,\theta)$, а не в виде $M = f\ (i,\theta)$, как в схеме на рис. 6, что иллюстрирует возможные варианты, но не имеет принципиального значения.

Необходимо отметить, что в любом случае для точных расчетов эти зависимости, также как и $i = f(\Psi,\theta)$, должны быть получены из полной эквивалентной схемы замещения, учитывающей как падение МДС на всех участках магнитной цепи, так и потоки рассеяния. В нее также следует ввести цепь, эквивалентную действию вихревых токов.

Результаты проведенного в [4] анализа процесса преобразования энергии для трех идеализированных моделей (линейной, общего насыщения и локального насыщения зубцового слоя), соответствующих различным участкам механических характеристик ВИП, в краткой форме можно сформулировать следующим образом:

1. Оптимальной формой тока, обеспечивающей максимальную выходную механическую мощность ВИМ при минимальной установленной (вольт-амперной) мощности инвертора, является форма несимметричной трапеции с участком установившегося значения на рабочем интервале. Для получения оптимальной формы тока при работе в режиме ненасыщенной магнитной системы угол включения фазы $\theta_{ВКЛ} = \theta_0$ находится в точке пересечения линейного участка нарастающей магнитной проводимости с осью абсцисс. При этом установившееся значение тока пропорционально отношению U / ω. Для получения оптимальной формы тока при работе в режиме локального насыщения зубцового слоя к обмотке необходимо прикладывать напряжение $U_{НАС}$, соответствующее $I_{УСТ} = I_{НАС}$, сохраняя соотношение $U_{НАС} / \omega = \text{const}$. При этом установившееся значение тока мо-

жет быть сформировано на любом требуемом уровне $i > I_{НАС}$ за счет упреждающего включения фазы $\theta_{ВКЛ} < \theta_0$.

2. Согласованным изменением угла включения и напряжения фазы в функции угловой скорости и нагрузки можно получить любую требуемую жесткость механической характеристики при благоприятной форме тока в фазе. Реализация такого управления требует наличия датчика положения ротора с высокой разрешающей способностью или соответствующего наблюдающего устройства.
3. Переход к режиму двухступенчатой коммутации, содержащему при $\theta > \theta_{КОМ}$ интервал $\gamma_{ЗАК}$ предварительного закорачивания фазы, предшествующий приложению отрицательного напряжения, увеличивает среднее значение момента на 25 – 30% при неизменной скорости за счет роста коэффициента электромеханического преобразования.
4. Искусственные характеристики, получаемые за счет изменения одного из управляющих воздействий, позволяют осуществлять регулирование скорости вверх и вниз от естественной характеристики, но не обеспечивают оптимальной формы тока во всех режимах, кроме $E^*<1$ и $I^*<1$, что вызывает дополнительные пульсации момента.

Относительная независимость управляющих воздействий в сочетании с разным уровнем требований по качеству воспроизведения движения приводят к большому разнообразию не только структур, но также реализуемых на программном уровне алгоритмов и стратегий управления.

3. Рациональные структуры простейших систем управления ВИП

Минимальный набор функций управления, достаточный для удовлетворения относительно невысоких требований по точности регулирования скорости и энергетическим показателям в простейших электроприводах, состоит из коммутации фаз с фиксированными углами управления, регулирования скорости за счет изменения скважности ШИМ-генератора и нерегулируемого токоограничения на малых скоростях вращения. Соответствующая структура системы управления (рис. 8) легко реализуется в специализированных ИС контроллеров вентильных двигателей, выпускаемых многими фирмами (например, микросхемы UC 3620 и UC 3625 фирмы UNITRODE, ECN3017, ECN3018, ECN3021 фирмы HITACHI).

Примером такой системы может служить схема управления маломощным трехфазным ВИП с конфигурацией 6/4, построенная на ИС MC33035 фирмы Motorola [5]. Возможности специализированных ИС ограничены: число фаз – до трех, тип ШИМ-коммутации – жесткая, тип коммутации фаз – одиночная. Угол коммутации фаз устанавливается ме-

ханическим перемещением датчиков положения, размещаемых на статоре, относительно зубцов диска, закрепляемого на роторе.

Зона регулирования скорости в структуре рис. 8 может быть расширена за счет установки опережающего угла включения фазы $\theta_{ВКЛ}$, а возможная трансформация механических характеристик сводится к формированию вертикальных участков за счет регулирования уставки токоограничения $I_{ЗАД}$.

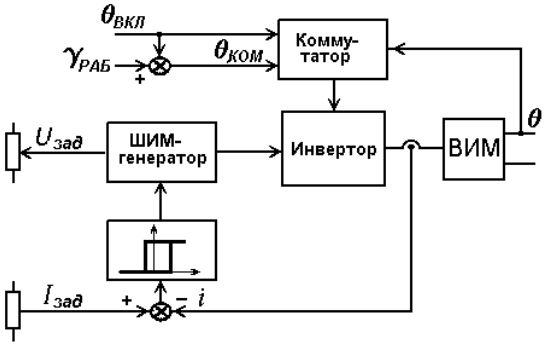


Рис. 8. Простейшая структура системы управления ВИП

На рис. 9 приведены расчетные механические характеристики для параметров базового образца ВИП 8/6, иллюстрирующие регулировочные свойства структуры рис. 8. Штриховыми линиями показаны характеристики при одиночной коммутации ($\theta_{ВКЛ}$ = –25°, $\theta_{КОМ}$ = –10°), двух уровнях напряжения (50 и 100%) и изменении уставки токоограничения от 10 до 30 А.

Обратим внимание на то, что при действии токоограничения, т.е. при постоянстве тока на рабочем этапе цикла коммутации, средний момент с ростом скорости сначала несколько возрастает, а затем спадает; участок токоограничения плавно переходит в естественную характеристику. Такой характер изменения момента в функции скорости отличается от характеристик, получаемых по упрощенным аналитическим формулам. Изменение наклона механической характеристики объясняется действием двух факторов. Во-первых, дополнительная составляющая момента, которая возникает за счет отключения фазы. На низких скоростях протяженность этого участка составляет лишь малую часть от общего цикла коммутации фазы, так как действие регулятора тока снижает среднее значение $U_{РАБ}$, а отключение фазы происходит при полном напряжении – $U_{ИП}$. С ростом скорости уменьшается общее время цикла, а время отключения остается неизменным, что изменяет соотношения составляющих среднего момента на рабочем этапе и этапе отключения в пользу

последнего. Второй фактор, снижающий момент при переходе к естественной характеристике, – это рост тока на рабочем участке из-за нарушения условия $U_{РАБ} = U_{НАС}$. В результате при снижении скорости токоограничение наступает не сразу на всем рабочем этапе, а сначала только в конце рабочего этапа, постепенно захватывая все большую часть цикла.

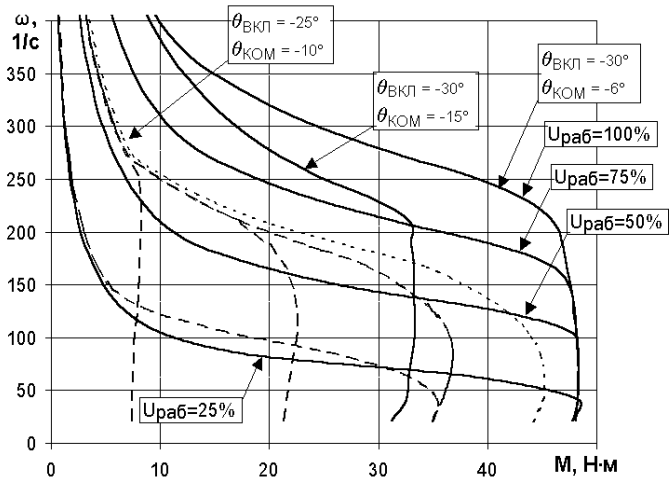


Рис. 9. Механические характеристики при регулировании напряжения в простейшей системе управления ВИП

Переход к двухступенчатой коммутации при неизменном $\theta_{ВКЛ} = -25°$ (пунктирная линия на рис. 9) эффективен только на относительно низких скоростях, так как увеличивает среднее значение момента за счет затягивания процесса отключения фазы и увеличения $K_{ЭМП}$.

Опережающее включение фазы при неизменном $\gamma_{РАБ}$ увеличивает момент в зоне высоких, но снижает его в области низких скоростей даже при двухступенчатой коммутации (график с $\theta_{ВКЛ} = -30°$ и $\theta_{КОМ} = -15°$ на рис. 9). Наибольший результат дает переход к несимметричной коммутации фаз за счет опережающего включения и задержанного отключения каждой фазы (см. семейство кривых с $\theta_{ВКЛ} = -30°$, $\theta_{КОМ} = -6°$ и изменении $U_{РАБ}$ от 25 до 100%). Основным управляющим воздействием в этом случае остается регулирование момента за счет изменения уставки токоограничения.

Таким образом, в простейшей системе управления с независимым регулированием напряжения и тока формируются механические характеристики и экскаваторного типа, наибольшая зона регулирования получается при несимметричной коммутации с максимально возможным опережающим углом включения.

Определенным недостатком такой структуры, ограничивающим область ее применения маломощными приводами, являются дополнительные электрические потери в обмотке при низких скоростях вращения, когда токоограничение вступает в действие до момента начала перекрытия зубцов и эффективного воспроизведения момента. Другой недостаток, связанный с этим же явлением, – вынужденная работа регулятора тока с большими форсировками при полном напряжении питания, что существенно повышает требования к его быстродействию и достаточно просто реализуется только аппаратным способом.

Указанные недостатки устраняются в структуре с упреждающим токоограничением (рис. 10), которая, однако, требует наличия сигнала положительной обратной связи по скорости с изменяемым коэффициентом передачи, например, с помощью множительного устройства. Сигнал задания $U_{ЗАД}$ в данной структуре пропорционален значению тока $I_{УСТ} \leq I_{НАС}$, а начальное значение тока I_1 и среднее значение момента могут дополнительно регулироваться за счет изменения углов включения и коммутации (рис. 11).

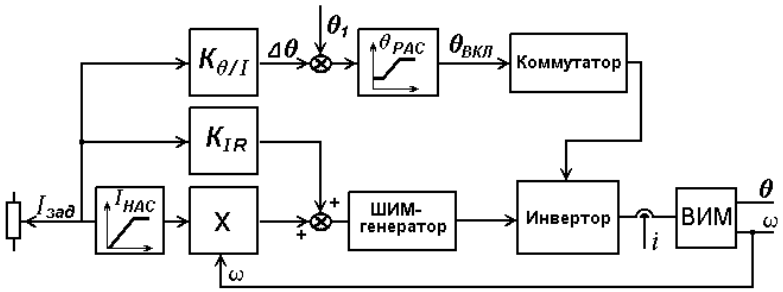


Рис. 10. Структура системы управления ВИП с упреждающим токоограничением

На рис. 12 показана структура, в которой по сравнению с рис. 10 регулирование угла $\theta_{ВКЛ}$ производится не в функции задания тока якоря $I_{ЗАД}$, а в функции рассогласования между $\omega_{НАС}$ и ω. Увеличение коэффициента регулятора скорости $K_{\theta/\omega}$ приводит к росту жесткости механической характеристики, а регулирование скорости производится за счет изменения задания $U_{ЗАД}$ и соответствующего изменения заданного значения $\omega_{НАС}$. Для повышения жесткости на низких скоростях возможна коррекция $K_{\theta/\omega}$ в функции $\omega_{НАС}$.

Сохраняя достоинства и недостатки предшествующей структуры, рассматриваемая структура дополнительно требует точного измерения углового положения ротора. Кроме того, динамические свойства такой системы требуют отдельного рассмотрения.

Основанная на комбинации рассмотренных ранее структур схема рис. 13 позволяет осуществлять регулирование скорости за счет изменения напряжения при постоянном угле коммутации. Выбор минимального из двух управляющих воздействий, сформированных регулятором скорости и действующим параллельно законом $U/\omega = \text{const}$, позволяет автоматически переключаться с участка поддержания скорости на спадающий участок механической характеристики.

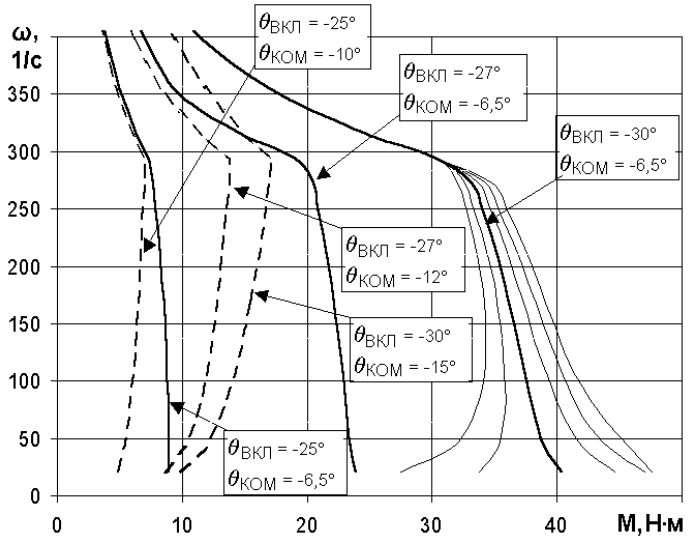


Рис. 11. Механические характеристики в системе с упреждающим токоограничением

Применение дополнительного токоограничения с релейным регулятором тока расширяет возможности формирования требуемых механических характеристик, препятствует возникновению резких выбросов тока в переходных режимах и выполняет функцию предварительной защиты от перегрузки по току. Экспериментальные исследования границы устойчивости контура с отрицательной обратной связью по скорости [6] подтвердили полученный теоретически вывод о необходимости коррекции для ВИП коэффициентов регулятора в функции скорости, что осуществляется на рис. 13 введением в состав регулятора множительного элемента. При программной реализации регулятора выход пропорциональной части умножается с соответствующим коэффициентом на текущее значение скорости, а интегральная часть корректируется автоматически за счет того, что подпрограмма расчета выходных сигналов регулятора помещена в процедуру обслуживания прерывания по сигналам датчика положения ротора.

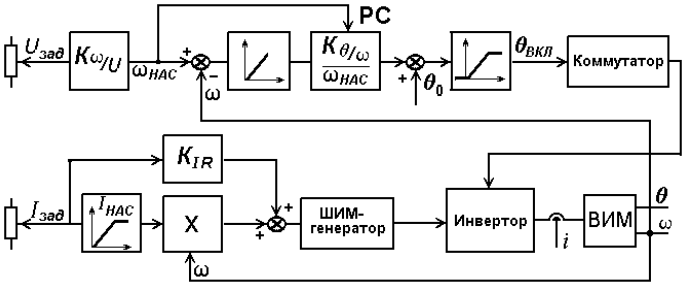


Рис. 12. Структура системы управления ВИП с отрицательной обратной связью по скорости и регулированием $\theta_{вкл}$

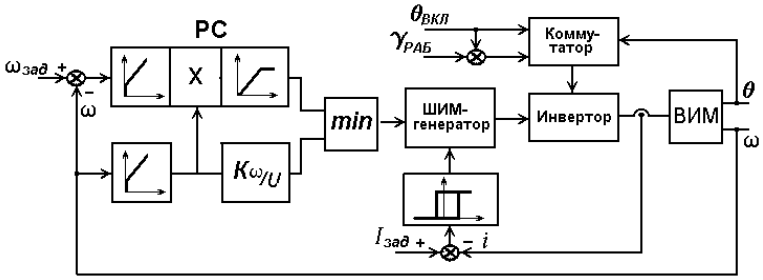


Рис. 13. Структура комбинированной системы управления ВИП с отрицательной обратной связью по скорости и законом регулирования U/ω = const

4. Управление моментом ВИП

Рассмотренные выше структуры простейших систем управления ВИП целесообразно применять, когда требования к статическим и динамическим характеристикам привода относительно невысокие. Анализ многочисленных публикаций, рассматривающих различные варианты построения систем управления ВИП, показывает, что в большинстве случаев организация системы соответствует общепринятой многоконтурной структуре современных регулируемых электроприводов с внутренним контуром регулирования момента и внешними контурами регулирования скорости и положения (рис. 14).

Внешние контуры в целом аналогичны используемым в электроприводах с другими типами электрических машин, но внутренний контур момента является специфическим для ВИП. Обычно в системе не используется датчик момента, и управление моментом осуществляется по разомкнутой схеме, так как в отличие от обычных коллекторных двигателей постоянного тока или бесконтактных двигателей постоянного тока ВИМ не может характеризоваться простой константой $C_М = M/I$, определяющей связь между током и моментом. Поэтому, если требуется плав-

ное изменение момента, то любое отклонение в отношениях «Момент/Ток» и «Момент/Положение» должны быть компенсированы по прямому каналу возмущения. Это предполагает, что алгоритм управления моментом должен содержать в себе модель ВИП какого-либо типа. В свою очередь это предполагает, что контроллер должен быть специально запрограммирован под конкретный двигатель и, возможно, для конкретного применения.

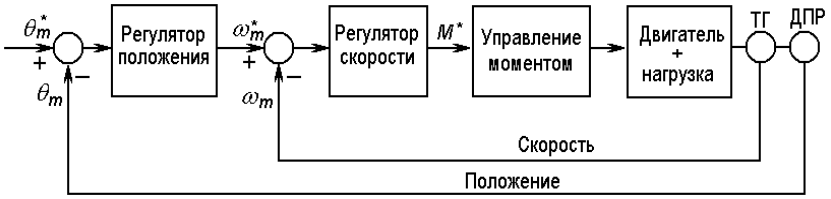


Рис. 14. Стандартная структура системы управления современного регулируемого электропривода

4.1. Управление средним значением момента ВИП

Проблема регулирования момента в ВИП принципиально разделяется на два случая [7]: регулирование среднего значения момента и регулирование его мгновенного значения. В первом случае целью управления является достижение рациональной (приемлемо простой) формы импульса тока, который производит требуемое значение механической энергии $W_{\text{МЕХ}}$, связанной с заданным значением момента M^* соотношением

$$M = mN_R W_{\text{МЕХ}} / (2\pi). \qquad (16)$$

Поскольку связь между моментом и током нелинейная, а значение момента также зависит от углов включения и отключения фазы, то переход от M^* к I^* обычно осуществляется через таблицу соответствия с дополнительными связями по углам управления и, возможно, по напряжению питания. Требуемые зависимости могут быть реализованы в микроконтроллере либо в виде многомерной таблицы с интерполяцией промежуточных значений, либо в виде расчетных формул. В обоих случаях исходные данные должны быть получены трудоемкими процедурами компьютерных расчетов или лабораторных экспериментов. К сожалению, эти результаты будут специфическими для каждого конкретного двигателя.

Управление средним значением момента ВИМ может осуществляться различными способами и с помощью различных переменных, среди которых уставка токоограничения I^*, границы токового коридора $I_{\max}$, $I_{\min}$ для релейного регулятора тока с гистерезисом, скважность ШИМ-регулирование напряжения, углы управления коммутацией фазы $\theta_{\text{ВКЛ}}$,

$\theta_{ЗАК}$, $\theta_{ОТКЛ}$ при ШИМ = 100% (так называемый “однопульсный” режим). Для управления может использоваться одна любая из указанных переменных или все возможные в выбранной комбинации режимов. Но их конфигурация зависит от предъявляемых к режиму работы требований, зоны механических характеристик, приемлемому уровню сложности и цены. Так как имеется много возможных комбинаций значений управляющих переменных, обеспечивающих одинаковый средний момент, необходимо дополнительное требование, чтобы определить оптимальные значения управляющих воздействий. Примером такого дополнительного условия могут быть максимум КПД, минимум пульсаций момента или акустического шума.

Пример оптимизации КПД системы с токовым управлением рассмотрен в [8]. В этой схеме задание на ток и угол включения фазы задаются из условия получения максимума среднего момента, тогда как угол отключения фазы получается из условия максимума КПД. Задание тока поступает с выхода регулятора скорости, угол включения выбирается таким образом, чтобы ток достиг заданного значения к моменту начала перекрытия зубцов. В переходных режимах угол отключения $\theta_{КОМ}$ задается в функции скорости, а в установившемся режиме, когда скорость и задание на ток неизменны, он подстраивается на максимум КПД по условию минимума тока I_{DC}, потребляемого от источника питания.

В [9] проблема регулирования момента в широком диапазоне изменения скорости рассматривается совместно с алгоритмом коммутации фаз, обеспечивающим минимизацию пульсаций суммарного момента при минимизации электрических потерь и ограниченном значении напряжения источника питания. На интервале коммутации токов соседних фаз определяется критическое значение угла θ_c^i, при котором две соседние фазы развивают равные уровни момента при равных уровнях тока (сравниваются в “силе”). Из-за конечного напряжения питания инвертора, процесс коммутации не может быть мгновенным. Вместо этого предлагается, чтобы коммутирующие фазы в точке θ_c^i были вынуждены создавать равный момент, то есть каждая – половину от требуемого момента M^*:

$$i\left(\frac{M^*}{2}, \theta_C^i\right) = i\left(\frac{M^*}{2}, \theta_C^i + \theta_{pitch}\right). \qquad (17)$$

Для $\theta < \theta_c^i$ фаза j–1 – более “сильная” фаза, а для $\theta > \theta_c^i$ фаза j становится более “сильной”. Поскольку для минимизации потерь желательно, чтобы самая сильная фаза создавала основную составляющую момента, потокосцепления в других фазах нужно довести до нуля, как можно быстрее. Коммутация между фазами происходит следующим образом. Ко-

гда θ приближается к θ_c^i, включаемая фаза j возбуждается так, чтобы достичь требуемого уровня момента $M^*/2$ при θ_c^i как можно быстрее. В течение этого периода, поток в отключаемой фазе корректируется так, чтобы поддерживать полный момент на требуемом значении. Когда θ проходит θ_c^i фаза $j-1$ больше не является основной в создании момента, и она размагничивается настолько быстро, насколько это возможно. В это время ток в фазе j, которая теперь является наиболее сильной, корректируется так, чтобы поддерживать требуемый полный момент (рис. 15). Интервалы намагничивания/размагничивания минимизированы за счет полного использования напряжения инвертора $d\Psi/dt = \pm U_{dc}/\omega$.

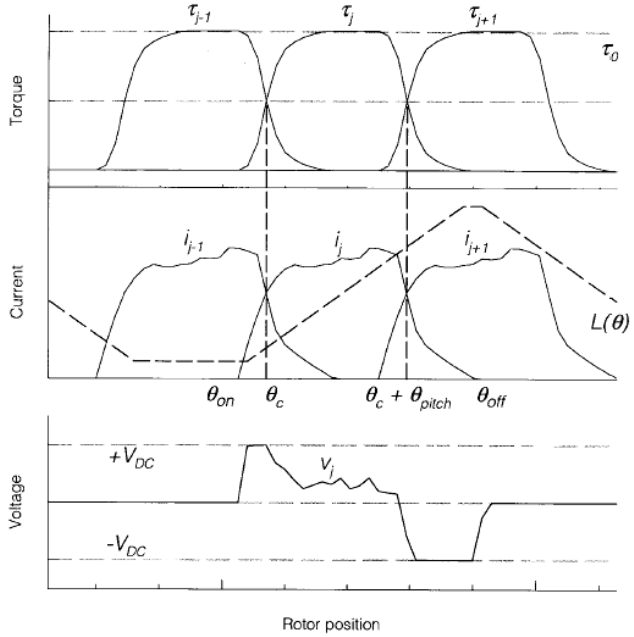


Рис. 15. Осциллограммы тока, напряжения и момента

Как описано ранее, θ_c^i представляет наиболее эффективную рабочую точку. В конечном счете, доступное напряжение будет недостаточным, чтобы отследить заданные формы волн. Чтобы достигать другой цели, а именно, широкого диапазона момента и скорости, требуемое фазовое напряжение должно сохраниться низким. Низкие пульсации момента с низкими уровнями $d\Psi/dt$ могут быть достигнуты, если поддерживать собственно потокосцепление на низком уровне.

Коммутация при θ_c^i подразумевает что

$$\Psi\left(\frac{M^*}{2},\theta_c^i\right) < \Psi\left(\frac{M^*}{2},\theta_c^i + \theta_{pitch}\right). \qquad (18)$$

Чтобы сохранять потокосцепление на низком уровне, оказывается предпочтительней коммутировать фазы около другого положения ротора, где две фазы производят равные моменты при равных уровнях потокосцепления. По аналогии с рабочей точкой при высоком КПД получаем

$$\Psi\left(\frac{M^*}{2},\theta_c^\Psi\right) = \Psi\left(\frac{M^*}{2},\theta_c^\Psi + \theta_{pitch}\right). \qquad (18а)$$

Следовательно, θ_c^Ψ представляет рабочую точку с минимальными требованиями к напряжению фазы. Коммутация и управление моментом выполняются также как и для θ_c^i. При θ_c^Ψ фазные токи не будут равны и поэтому работа при θ_c^Ψ никогда не будет столь же эффективна с точки зрения потерь как при θ_c^i

$$i\left(\frac{\tau_d}{2},\theta_c^\Psi\right) > i\left(\frac{\tau_d}{2},\theta_c^\Psi + \theta_{pitch}\right). \qquad (19)$$

Следовательно, можно представить, что θ_c^i. и θ_c^Ψ являются двумя крайностями рабочего диапазона и что угол θ_c должен быть параметром, варьируемым между ними в функции рабочей скорости, подобно углу между потоком и током в приводах переменного тока. Структура предлагаемой системы управления показана на рис. 16.

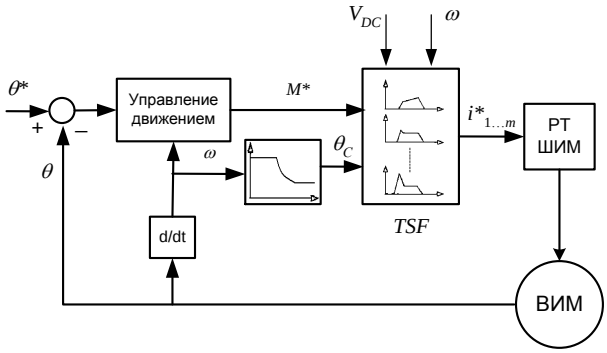


Рис. 16. Структура регулирования момента с изменением угла коммутации θ_c

Пример реализации замкнутого контура регулирования среднего момента с его косвенным измерением по сигналам напряжения и тока фазы (рис. 17) рассмотрен в [10]. Оценка среднего момента производится по формуле (16), в которой вычисление W_{MEX} производится интегрировани-

ем сигнала мгновенной электрической мощности. Управление состоит из двух частей: задание в прямом канале рассчитанных заранее по результатам моделирования управляющих воздействий $\theta_{ВКЛ}$, $\theta_{ОТКЛ}$, I^*; петля обратной связи с блоком косвенного измерения момента и алгоритмом регулятора.

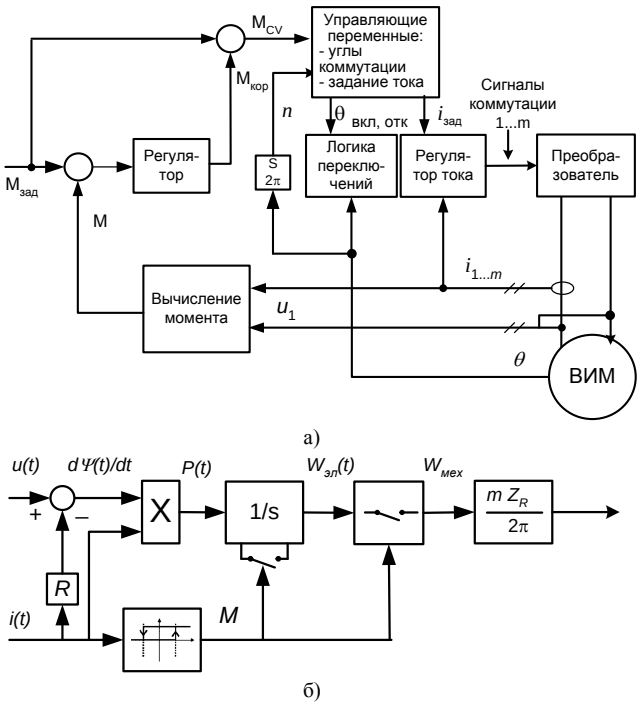


Рис. 17. Реализация замкнутого контура регулирования среднего момента ВИП

4.2. Управление мгновенным значением момента ВИП

Регулирование мгновенного значения момента необходимо в системах точного воспроизведения движения, быстродействующих системах с большим диапазоном регулирования скорости и является более сложной задачей. Проблема регулирования мгновенного значения момента разделяется на две части: поддержание момента на заданном уровне на интервале работы одной фазы и разделение момента между одновременно работающими фазами, проявляющееся в моменты коммутации. Если токи во всех фазах могут регулироваться независимо и с высоким быстродействием, то проблема сводится к выбору соответствующей формы импульсов тока, обеспечивающих минимальные пульсации суммарного момента. В более общей постановке задача состоит в координации возмож-

ностей генерации момента в каждой фазе с учетом существующих в системе ограничений. К сожалению, не существует универсальной и независимой от внешних условий функции разделения момента между коммутирующими фазами. Для выбора оптимальной функции разделения, для которой основным условием являются низкие пульсации момента, необходимы также дополнительные целевые функции. Физические основы минимизации пульсаций момента и различные варианты решения проблемы достаточно полно рассмотрены в [11, 12].

Вариант практической реализации прямого цифрового управления мгновенным значением момента (рис. 18, 19) представлен в [13].

Система DITC (Direct Instantaneous Torque Control) построена на модулях оценки мгновенного значения момента каждой фазы, использующих в качестве входных величин напряжения и токи фаз, и поисковой таблице данных $M(I,\Psi)$. DITC включает в себя цифровой релейный регулятор момента, который генерирует управляющие сигналы для всех активированных в данный момент времени фаз. При одной включенной фазе релейный регулятор поддерживает на заданном уровне оценку мгновенного момента этой фазы. Во время коммутации фаз моменты двух смежных фаз регулируются косвенно через поддержание в заданных пределах суммарного момента.

Для обеспечения удовлетворительной коммутации моментов в контроллере реализована стратегия переключения сигналов, представленная в табл. 1. Значения сигналов управления S соответствуют знаку прикладываемого к фазе напряжения. Если суммарный момент меньше нижней границы заданного коридора, то выбирается большее из возможных значений, если находится в пределах коридора – то среднее или меньшее значение, если выше верхней границы – то меньшее значение.

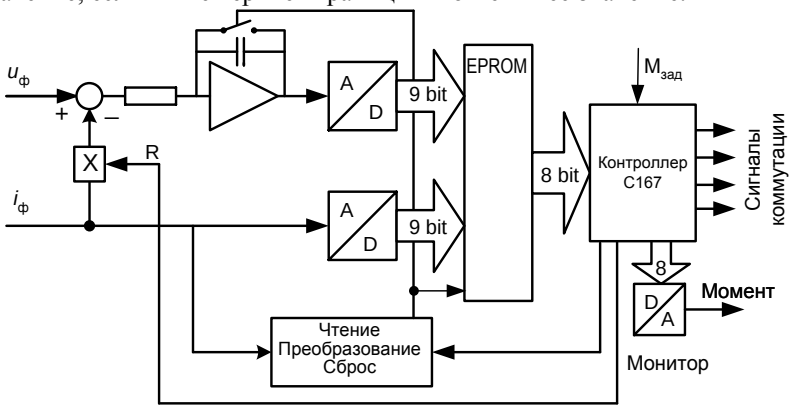


Рис. 18. Аппаратная реализация DITC

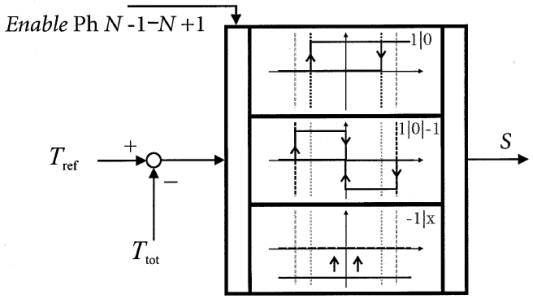


Рис. 19. Контроллер мгновенного значения момента DITC

Таблица 1

Enable фазы *n*–1	***Enable*** фазы *n*	***Enable*** фазы *n*+1	***S*** фазы *n*–1	***S*** фазы *n*	***S*** фазы *n*+1
0	0	0	x	x	x
1	0	0	1 | 0	x	x
1	1	0	1 | 0 | –1	1 | 0	x
0	1	0	–1 | x	1 | 0	x
0	1	1	x	1 | 0 | –1	1 | 0
0	0	1	x	–1 | x	1 | 0

Предложенная система имеет следующие преимущества по сравнению с другими способами минимизации пульсаций момента:

- оценка мгновенного значения момента только по выходным сигналам силового преобразователя (напряжение, ток);
- большая независимость от положения ротора – не требуется функция распределения момента;
- прямое управление моментом – не требуются какие-либо профили изменения сигналов;
- высокая устойчивость к изменению возмущающих факторов, таких как скорость, напряжение, температура;
- расширенный диапазон работы, как результат трехуровневого управления напряжением фазы;
- гибкое и легкое внедрение разнообразных критериев оптимизации.

В [14] рассмотренный выше алгоритм прямого регулирования момента распространен на четырехквадрантный режим работы. Осциллограммы на рис. 20 иллюстрируют динамические режимы пуска с ограничением темпа нарастания момента и отработки скачка задания момента с переходом из генераторного в двигательный режим.

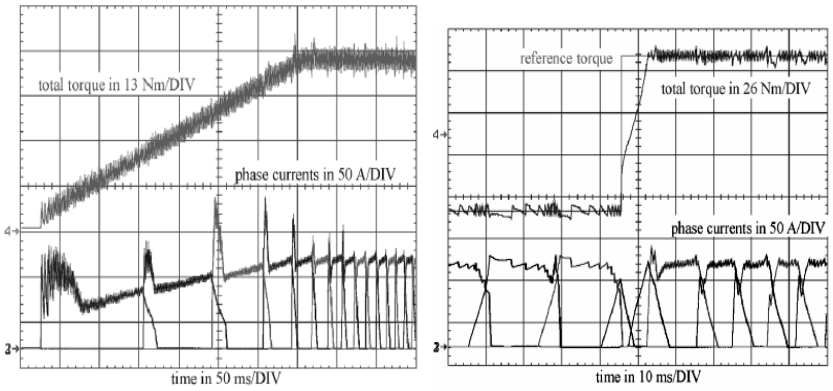


Рис. 20. Осциллограммы пуска с ограничением темпа нарастания момента и отработки скачка задания

5. Управление скоростью

В [15, 16] рассматриваются две структуры: с регулированием напряжения: являющаяся по сути одноконтурной системой с отрицательной обратной связью по скорости, и с регулированием тока, являющаяся аналогом типовой двухконтурной системы подчиненного регулирования и отличающаяся от нее наличием регулятора углов включения и отключения фаз. Техническая реализация указанных систем в полностью цифровом варианте использует микроконтроллер TMS320F240 фирмы Texas Instruments.

В [17] рассмотренная ранее концепция коммутации фаз при θ_c применена в структуре с ПИД-регулятором скорости (рис. 21).

Управление центральным углом коммутации θ_c в диапазоне $\theta_c^{\Psi} < \theta_c < \theta_c^{i}$ в функции скорости осуществляется по закону

$$\theta_c = \begin{cases} \theta_c^{i} & \omega < \omega_b \\ \theta_c^{i} + \left(\dfrac{\theta_c^{i} - \theta_c^{\Psi}}{\omega_b - \omega_{zv}} \right) \cdot (\omega - \omega_b) & \omega_b < \omega < \omega_{zv} \\ \theta_c^{\Psi} & \omega > \omega_{zv} \end{cases}, \qquad (20)$$

где ω_{zv} – предельная скорость, при которой длительность интервала закороченной фазы становится равной нулю. В закон управления коммутацией фаз вводится угол θ_{zv}, при котором фаза закорачивается для обеспечения более плавного выключения фазы и снижения акустического шума

$$\theta_{zv} = \begin{cases} \theta_c - \theta_k & \omega < \omega_b \\ \theta_c + \left(\dfrac{\theta_k}{\omega_b - \omega_{zv}} \right) \cdot (\omega - \omega_b) & \omega_b < \omega < \omega_{zv} \\ \theta_c - 0 & \omega > \omega_{zv} \end{cases}, \qquad (21)$$

где θ_k – константа, определяющая длительность интервала закороченной фазы ниже базовой скорости.

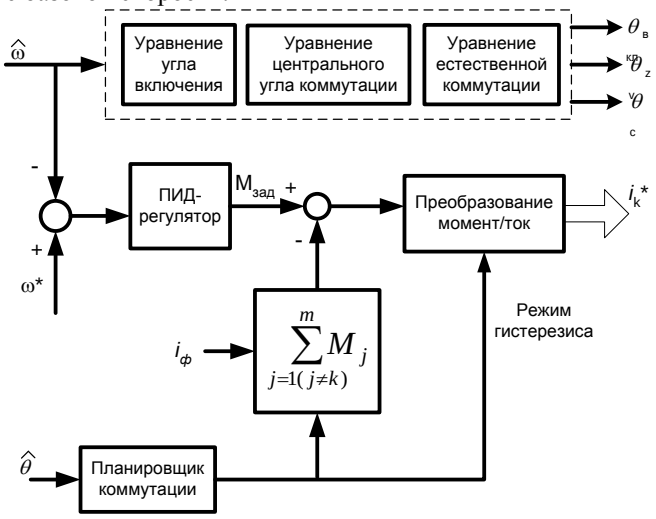


Рис. 21. Структура с ПИД-регулятором скорости

6. Бездатчиковое управление ВИП

Для реализации вентильного режима работы ВИП необходимо иметь сигнал положения ротора, для получения которого обычно используется связанный с валом двигателя датчик положения ротора (ДПР). От типа датчика, числа его каналов и разрешающей способности зависит способ обработки его выходных сигналов и возможные режимы коммутации ВИП. Хотя принципиально возможно применение датчиков положения аналогового типа (например, сельсины, синусно-косинусные вращающиеся трансформаторы) или их комбинации с цифровыми средствами обработки сигналов, более технологичными в изготовлении и более помехозащищенными являются дискретные датчики.

Простейшим вариантом с точки зрения обработки информации является применение датчика с числом каналов, равным числу фаз двигателя. При соответствующем исполнении вращающегося элемента датчика, а

также размещении чувствительных элементов, коммутация фаз ВИП осуществляется непосредственно выходными сигналами датчика. Недостаток этого варианта в том, что установленный угол коммутации нельзя изменить в процессе работы простыми средствами. Единственный способ – установка угла опережающей коммутации и введение регулируемой в функции скорости временной задержки между сигналом датчика положения и сигналом включения фазы. Определенные сложности имеют место и при необходимости реверсирования направления вращения.

Многоразрядные кодовые датчики положения решают проблему регулирования угла коммутации, но имеют сложную конструкцию. Импульсные (инкрементальные) датчики с достаточно большим числом импульсов на оборот также позволяют регулировать угол коммутации, но требуют начальной установки счетчика импульсов в момент появления реперного сигнала.

Во многих случаях установка каких-либо устройств непосредственно на двигатель нежелательна. Проблема особенно актуальна для маломощных электроприводов (увеличение габаритов двигателя, удорожание электропривода), а также для высокооборотных двигателей и систем со значительным удалением исполнительного механизма от преобразователя ("длинные связи" снижают помехоустойчивость и т.д.). В общем, можно говорить о том, что наличие датчика положения ротора усложняет конструкцию двигателя, интерфейс между контроллером и двигателем, снижает надежность работы в условиях электромагнитных помех и в агрессивных средах, а в конечном счете увеличивает стоимость электропривода и затраты на его обслуживание.

В последние десятилетия в связи с бурным развитием микропроцессорных средств разработаны различные способы, позволяющие устранить датчик положения ротора из систем управления вентильных электроприводов. Это стало возможным за счет совершенствования алгоритмов управления, позволяющих косвенно измерить положение по сигналам электрических величин.

В [18] основная классификация проводится по признаку интенсивности использования ресурсов микропроцессорной системы управления (рис. 22). Методы, интенсивно использующие аппаратные средства, требуют наличия внешних устройств ввода тестовых сигналов, по параметрам которых и определяется положение ротора. Примером методов, интенсивно использующих ресурсы памяти, является технология косвенного измерения потока, в которой требуются большие таблицы данных для хранения магнитных характеристик ВИМ [19], [20]. Основанные на моделях методы, такие как метод наблюдателей состояния [21] – [23], метод измерения сигналов мощности [24], технология, основанная на модели

индуктивностей [25], [26], нейронные сети и нечеткая логика [27], [28] и др., требуют очень быстрых микропроцессоров, таких как цифровые сигнальные процессоры (DSP) с производительностью в десятки миллионов операций в секунду (MIPS).

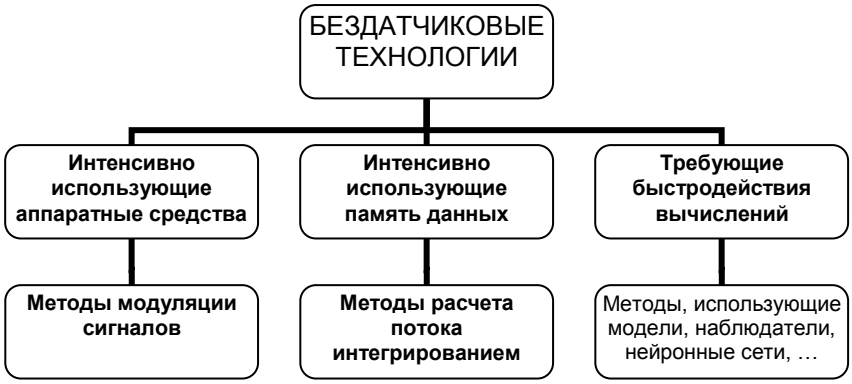


Рис. 22. Разновидности бездатчиковой коммутации

Фундаментальный принцип действия ВИМ основан на изменении потокосцепления относительно углового положения ротора. Основное уравнение фазного напряжения имеет вид

$$U_j = i_j R + \frac{d}{dt}\sum_{k=1}^{m}\Psi_{k,j}\ , \qquad (22)$$

где m – общее число фаз; U_j – напряжение, приложенное к j-й фазе; i_j – ток в j-й фазе; R – сопротивление фазной обмотки; Ψ – потокосцепление; t – время.

Знание магнитных характеристик ВИМ играет важную роль в косвенном определении положения ротора при работе в режиме бездатчикового управления. Подставляя характеристики магнитного потока ВИМ в уравнения напряжения фаз, можно разрешить их непосредственно для положения ротора или относительно функции, содержащей однозначное соответствие с положением ротора. В обоих случаях может быть получена требуемая коммутация ВИМ. Все существующие бездатчиковые технологии используют этот фундаментальный принцип для получения информации о положении ротора. Типичные измеряемые величины включают в себя напряжение, ток, времена нарастания и спадания тока при его релейном регулировании. Вычисляемые величины включают индуктивность, дифференциальную индуктивность, потокосцепление и противо-

ЭДС (ЭДС движения). В зависимости от геометрического положения и рабочей точки двигателя может быть выбран подходящий метод, чтобы обеспечить очень хорошее разрешение (точность). С позиций бездатчикового управления рабочая область ВИП может быть разделена на пять зон (рис. 23).

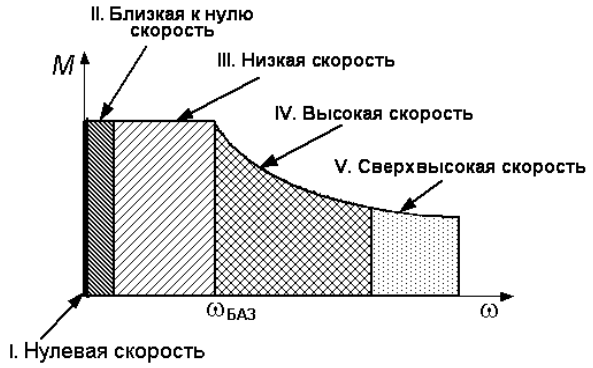


Рис. 23. Разделение рабочей области ВИП на зоны применения разных бездатчиковых технологий

Ниже базовой скорости момент остается постоянным. Эта область обеспечивает гибкость токового управления для получения от двигателя требуемого функционирования. Следует заметить, что при очень низких скоростях (зоны I и II) ЭДС движения значительно меньше напряжения шины постоянного тока и ею можно пренебречь. С увеличением скорости ЭДС движения становится соизмеримой с напряжением питания (зона III), что вызывает потребность в опережающем отключении тока фазы для получения максимального момента. При дальнейшем увеличении скорости ЭДС движения превышает напряжение питания, и двигатель работает в так называемом “однопульсном” режиме (зона IV). В этом режиме ток ограничивается ЭДС движения и никогда не достигает номинального значения. Следовательно, токовое регулирование становится невозможным и управление моментом осуществляется за счет изменения углов включения и отключения фаз. В этой зоне обычно формируется момент, обратно пропорциональный скорости, поэтому она именуется зоной постоянной мощности. Возможность дальнейшего увеличение скорости выше зоны постоянной мощности ограничивается интервалом, доступным для вычислений положения ротора в реальном времени. Это вызывает потребность или в повышении производительности процессора, или в применении эффективных по времени вычислительных алгоритмов. Кроме того, одновременное протекание тока в нескольких фазах приводит к необычному распределению потоков в ярме статора со значи-

тельным вкладом от потоков взаимоиндукции. Эта зона названа “ультравысокие скорости” (зона V). Следует заметить, что максимально возможная скорость ограничена значением, при котором длительность протекания тока в фазе приближается к 360 эл. градусам.

Рис. 24 показывает применимость существующих методов для различных режимов работы бездатчиковых ВИП.

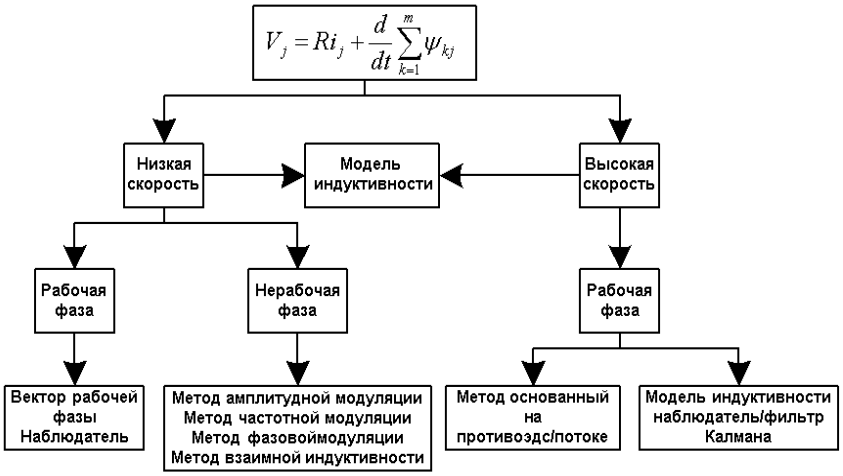


Рис. 24. Существующие методы бездатчиковых ВИП

Следует отметить, что в отечественной технической литературе мало публикаций на эту тему. Более того, анализ зарубежных публикаций, касающихся преимущественно теоретических аспектов проблемы, позволяет предположить, что практическая реализация предлагаемых методов не представляет сложности, т.е. разработка электропривода с бездатчиковой коммутацией является несложной задачей. В реальности, многие методики оказываются неработоспособными при тех или иных частотах вращения, недостаточно помехоустойчивы или требуют прецизионных схем измерения.

Рассмотрим примеры некоторых из упомянутых выше методов бездатчиковой коммутации.

Метод регенеративного тока основан на детектировании момента перехода в генераторный режим по форме тока в обратных диодах [29]. При простоте реализации метода его недостатком является отключение фазы после согласованного положения, что, вызывая тормозной момент, снижает эффективность работы привода. Кроме того, нельзя получить опережающий угол коммутации. Однако исследования показали, что снижение момента при этом не превышает 10%, т.е. недоиспользование

машины незначительно [30]. Область применения ограничивается низкими скоростями.

Измерение потокосцепления. Как было отмечено выше, позиция ротора непосредственно связана со значением потокосцепления, в связи с чем существует несколько методов, основанных на детектировании положения ротора по совпадению мгновенного значения потокосцепления Ψ, измеренного косвенным методом, с заданным значением $\Psi_{ЗАД}$.

Преимущества этих методов: нечувствительность к эффекту насыщения, применимость во всем диапазоне скоростей, хорошая точность, возможность работы во всех четырех квадрантах. Основные недостатки – ошибки вычисления потокосцепления при интегрировании фазного напряжения и необходимость получения и хранения предварительно полученных данных о кривых намагничивания, что увеличивает число вычислительных операций.

На низких частотах вращения, когда постепенно уменьшается разность $(U - iR)$ и одновременно увеличивается интервал времени интегрирования, увеличивается чувствительность алгоритма к погрешностям измерений, задания масштабирующих коэффициентов и отклонений реальных параметров от расчетных. Как показано в [31], все неучтенные факторы сначала приводят к отклонению угла коммутации фазы в ту или другую сторону от заданного значения, а затем либо к срыву коммутации, либо к снижению механического момента и торможению двигателя.

Известно несколько способов устранения указанных недостатков.

Учет изменения $R_ф$ при нагреве двигателя. В [4] предложено ввести в структуру системы управления тепловую модель, которая по текущему значению тока и температуре окружающей среды позволяет определить текущее значение сопротивления фазной обмотки и это значение использовать при вычислении текущего значения потокосцепления. В [32] текущее значение $R_ф$ определяется при помощи итерационной процедуры по результатам расчета потокосцепления к моменту спадания тока до нуля.

Работа при нулевой скорости любой системы бездатчикового управления фактически достигается за счет формирования тем или иным способом тестовых (пробных) импульсов. В [33] это достигается заданием при нулевой скорости на входе системы высокочастотных знакопеременных прямоугольных импульсов максимальной амплитуды (рис. 25). В результате в любом положении ротора коммутация с высокой частотой происходит между двумя соседними фазами, и ротор совершает небольшие колебания, оставаясь фактически неподвижным.

Для повышения стабильности работы при низких скоростях в систему введены наблюдатель положения и скорости скользящего типа, на вход

которого поступает сигнал ошибки определения потока, как разность между заданной в аналитическом виде моделью $\hat{\Phi}\left(i_{\text{ф}}, \hat{\theta}\right)$ и оценкой реального значения потока Φ, рассчитанной по (23).

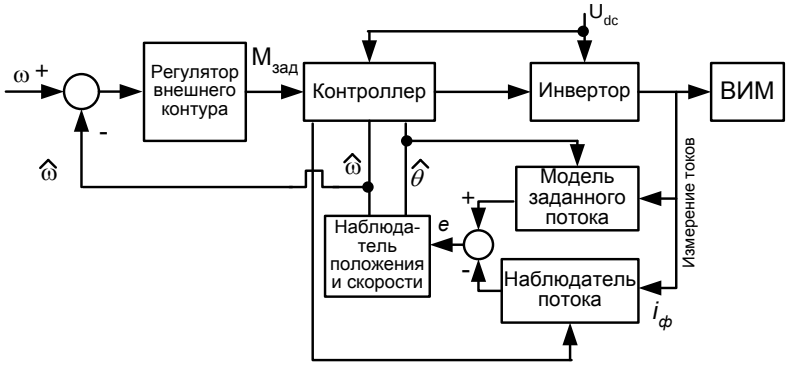


Рис. 25. Структура 4-квадрантного бездатчикового ВИП

Для повышения точности расчетов в модели производится разделение тока на составляющую, связанную с магнитным полем, и составляющую потерь в стали. Кроме того, модифицируется процедура интегрирования Φ. Минимальное значение Φ при ненулевом токе всегда устанавливается на теоретическом уровне $\Phi_{\min} = \lambda_{\min} \cdot i$. Если же оценка потока достигает максимального значения, определяемого по кривой согласованного положения $\Phi_{\max}(i)$, то происходит принудительный сброс накопленного значения потока до $\Phi = 0{,}5\,(\Phi_{\min} + \Phi_{\max})$.

Несмотря на все указанные улучшения в системе остается проблема бездатчикового пуска, поскольку требуется конечное время для достижения наблюдателями поверхности переключения. Ошибки при пуске могут быть большими, приводя к неправильному возбуждению фаз, колебаниям и, возможно, к реверсированию вращения. Для преодоления этих эффектов двигатель на короткое время пускается при заданных значениях напряжения в режиме разомкнутой системы.

В [34] детально исследован метод, основанный на косвенном измерении мгновенного значения потока и сопоставления его с линией переключения в координатах ток-поток. Аналогичное решение реализовано фирмой Texas Instruments [35].

Функциональная схема электропривода приведена на рис. 26.

В этой схеме использована типовая структура подчиненного регулирования координат с внутренним контуром тока (момента) и внешним контуром скорости. Текущее значение потокосцепления Ψ вычисляется

интегрированием сигнала напряжения звена постоянного тока инвертора, умноженного на заданную скважность ШИМ с учетом падения напряжения на активном сопротивлении фазы обмотки.

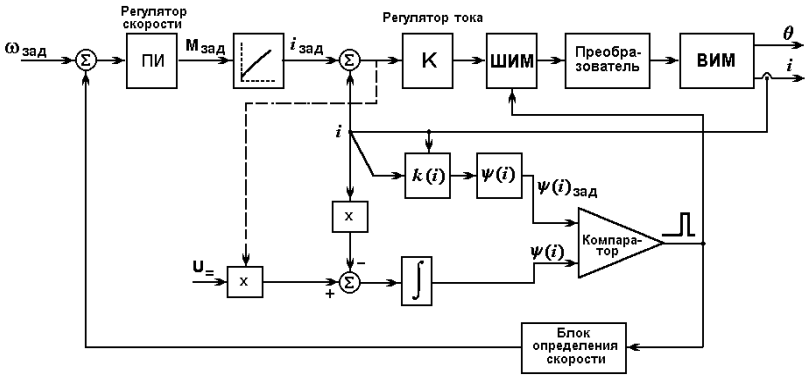


Рис. 26. Функциональная схема ВИП с бездатчиковым управлением по методу косвенного измерения потокосцепления

В рассматриваемом способе бездатчикового управления функция $\alpha(i)$ определяет заданный угол коммутации $\theta_{ЗАД}$, а функция $g(i)$ соответствует кривой намагничивания в согласованном положении. Тогда кривая переключения для заданного угла определяется как произведение данных функций

$$\hat{\Psi}(\theta_{ЗАД}, i) = \alpha(i) \cdot g(i) \qquad (23)$$

Значение реального угла коммутации $\theta_{КОМ}$ зависит от того, насколько точно вычисленная кривая (23) будет соответствовать реальной кривой $\Psi(\theta_{КОМ}, i)$. В случае, когда $\hat{\Psi}(\theta_{ЗАД}, i) = \Psi(\theta_{КОМ} \cdot i)$, коммутация будет происходить с постоянным углом $\theta_{КОМ} = \theta_{ЗАД}$ при любых значениях тока i.

К настоящему времени накоплен огромный объем научно-технической информации по различным аспектам разработки и использования вентильно-индукторного электропривода. На специализированном сайте www.brivit.com представлено около 15 000 опубликованных материалов по этой теме, из них более 8000 патентных публикаций (данные на 13.12.2006 г.). За последнее десятилетие существенно возросло число работ, направленных на создание алгоритмов и систем управления ВИП для конкретных практических применений. Однако даже краткий обзор структур и способов управления, приведенный выше, позволяет сделать следующие выводы:

1. До настоящего времени не разработаны универсальные алгоритмы, структуры и методики синтеза системы управления ВИП. Однако реализовано и исследовано достаточное количество систем, удовлетворяющих различным требованиям по диапазону и точности поддержания скорости, реализуемым режимам работы. Предложено множество способов оптимизации средствами управления таких показателей как пульсации момента, виброакустические характеристики, КПД в широком диапазоне изменения скорости и нагрузки. Накопленный опыт позволяет выбрать рациональную структуру и алгоритмы управления для каждого конкретного применения.

2. Актуальными задачами являются детальное исследование и сопоставление существующих вариантов систем управления, оценка статических и динамических характеристик и их чувствительности к изменению параметров объекта управления, определение области рационального применения того или иного алгоритма управления.

3. В большинстве публикаций, посвященных анализу и синтезу алгоритмов и систем управления ВИП, электрическая машина рассматривается как нечто данное с известными и неизменяемыми параметрами. Между тем, совместная многофакторная оптимизация параметров конструкции ВИМ и законов управления ею может дать существенно лучшие результаты, чем предлагаемые методы оптимизации режима работы ВИП только за счет средств управления.

4. Остается актуальной задача оценки предельных возможностей ВИП и его сопоставление с другими типами регулируемого электропривода по удельным массогабаритным и энергетическим показателям, быстродействию, точности воспроизведения требуемой траектории движения, надежности, стоимостным показателям и другим потребительским свойствам.

Литература

1. **Miller T.J.E.** Switched Reluctance Motors and Their Control. Oxford : Magna Physics Publishing and Clarendon Press, 1993. 205 p.

2. **Ключев В.И.** Теория электропривода. М.: Энергоатомиздат, 1998. 704 с.

3. **Дискретный** электропривод с шаговыми двигателями / Б.А. Ивоботенко, В.П. Рубцов, Л.А. Садовский и др. М.: Энергия, 1972. 624 с.

4. **Бычков М.Г.** Основы теории, управление и проектирование вентильно-индукторного электропривода: Дисс. … докт. техн. наук. М., 1999.

5. **Уткин С.Ю.** Разработка электронных коммутаторов вентильно-индукторных электроприводов широкого применения: Дисс. … канд. техн. наук. М., 2002.

6. **Семенчук В.А.** Разработка высокоэффективных микроконтроллерных модульных систем управления вентильно-индукторными двигателями и базового комплекта программного обеспечения: Дисс. ... канд. техн. наук. М., 1998.

7. **Electronic** Control of Switched Reluctance Machines / Edited by T J E Miller. Oxford: Newnes, 2001.

8. **Kjaer P.C., Blaabjerg F., Cossar C., Miller T.J.E.** Efficiency optimization in current controlled variable-speed switched reluctance motor drives / Proceedings of Europeen Conference on Power Electronics and Applications // Sevilla. 1995. P. 3.741 – 3.747.

9. **Kjaer P.C., Gribble J.J., Miller T.J.E.** High-Grade Control of Switched Reluctance Machines // IEEE Transactions on Industry Applications. November/December 1997. Vol. 33. No. 6.

10. **Inderka R.B., De Doncker R.W.** A High-Dynamic Direct Average Torque Control for Switched Reluctance Drives // IEEE Transactions on Industry Applications. July/August 2003. Vol. 39. No. 4. P. 1040 –1045.

11. **Красовский А.Б.** Имитационные модели в теории и практике вентильно-индукторного электропривода: Дисс. … докт. техн. наук. М., 2004.

12. **Красовский А.Б., Бычков М.Г.** Исследование пульсаций момента в вентильно-индукторном электроприводе // Электричество. 2001. № 10. С. 33–44

13. **Inderka R.B., De Doncker R.W.** DITC—Direct Instantaneous Torque Control of Switched Reluctance Drives // IEEE Transactions on Industry Applications. July/August 2003. Vol. 39. No. 4. P. 1046–1051.

14. **Fuengwarodsakul N.H., Menne M., Inderka R.B., De Doncker R.W.** High-Dynamic Four-Quadrant Switched Reluctance Drive Based on DITC // IEEE Transactions on Industry Applications. September/October 2005. Vol. 41. No 5.

15. **Arefeen M.S.** Implementation of a Current Controlled Switched Reluctance Motor Drive Using TMS320F240 //Application report: SPRA282. Texas Instruments, September 1998.

16. **DiRenzo M.T.** Developing an SRM Drive System Using the TMS320F240 //Application report: SPRA420. Texas Instruments. March 1998.

17. **Islam M.S., Anwar M.N., Husain I.** Design and control of switched reluctance motors for wide-speed-range operation. // IEE Proc. Electr. Power Appl. July 2003. Vol. 150. No 4.

18. **Ehsani M., Fahimi B.** Elimination of Position Sensors in Switched Reluctance Motor Drives: State of the Art and Future Trends // IEEE Transactions on Industrial Electronics. February 2002. Vol. 49. No 1.

19. **Gallegos-Lopez G., Kjaer P.C., Miller T.J.E.** High-grade position estimation for SRM drives using flux linkage/current correction model // Conf. Rec. IEEE-IAS Annu. Meeting. 1998. Vol. 1. P. 731–738.

20. **Lyons J.P., MacMinn S.R., Preston M.A.** Flux/current methods for SRM rotor position estimation // Conf. Rec. IEEE-IAS Annu. Meeting. 1991. P. 482–487.

21. **Lumsdaine A., Lang J. H.** State observers for variable reluctance motors // IEEE Trans. Ind. Applicat. Apr. 1990. Vol. 37. P. 133–142.

22. **Brosse A., Henneberger G.** Sensorless control of SRM drives with Kalman filter approach // Proc. EPE'97. 1997.

23. **Elmas C., Zelaya-de la P., Gazi H.** Application of a full-order extended Luenberger observer for a position sensorless operation of a switched reluctance motor drive / IEE Proc. Control Theory Applicat. Sept. 1996. Vol. 143. P. 401–408.

24. **Brosse A., Henneberger G. et al**. Sensorless control of a SRM at low speeds and standstill based on signal power measurement // IEEE Proc. IECON'98. 1998. P. 1538–1543.

25. **Suresh G., Fahimi B., Rahman K. M., Ehsani M.** Inductance based position encoding for sensorless SRM drives // Proc. IEEE PESC'99. 1999. Vol. 2. P. 832–837.

26. **Saha S., Ochiai K. et al.** Developing sensorless approach for switched reluctance motors from a new analytical model // Conf. Rec. IEEE-IAS Annu. Meeting. 1999. Vol. 1. P. 525–532.

27. **Reay D. Williams B.W.** Sensorless position detection using neural networks for the control of switched reluctance motors // Proc. IEEE Int. Conf. Control Applications . 1999. Vol. 2. P. 1073–1077.

28. **Xu L., Wang C.** Accurate Rotor Position Detection and Sensorless Control of SRM for Super-High Speed Operation // IEEE Transactions on Power Electronics. September 2002. Vol. 17. No 5. P. 757–763.

29. **Patent application C.7566-2306**. Switched reluctance electric motor with regeneration current commutation / J.G. Reichard, D.B. Weber (USA)/ 23 May 1989.

30. **Глухенький Т.Г.** Разработка и исследование бездатчиковых систем управления вентильно-индукторными электродвигателями: Дисс. … канд. техн. наук. Чебоксары. 2003.

31. **Дроздов П.А.** Разработка новых алгоритмов управления вентильно-индукторных электроприводов: Дисс. … канд. техн. наук. М., 2002.

32. **Finch J.W., Metwally H.M.B., Harris M.R.** Switched reluctance motor excitation current: scope for improvement // Proceedings of Power Electronics and Variable-Speed Drives Conference. London. 1986. No 264. P. 196–199.

33. **Hossain S. A., Husain I. et al.** Four-Quadrant and Zero-Speed Sensorless Control of a Switched Reluctance Motor // IEEE Transactions on Industry Applications. September/October 2003. Vol. 39. No 5. P. 1343–1349.

34. **Фукалов Р.В.** Разработка универсальной модульной бездатчиковой системы управления вентильно-индукторного электропривода: Дисс … канд. техн. наук. М., 2005.

35. **Arefeen M.S., DiRenzo M., Bierke S.** DSP for Switched Reluctance Drives // PCIM Europe. 1998. No 5. P. 276–280.

А.Б. Красовский
Московский государственный технический университет
им. Н.Э. Баумана

ИССЛЕДОВАНИЕ И ОПТИМИЗАЦИЯ НА ИМИТАЦИОННЫХ МОДЕЛЯХ ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИХ СВОЙСТВ ВЕНТИЛЬНО-ИНДУКТОРНОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА

Среди новых электроприводов, появившихся в последние десятилетия, особое внимание специалистов привлекает вентильно-индукторный электропривод (ВИП) [1]. Он обладает рядом неоспоримых достоинств – простота конструкции, технологичность, высокая надежность и т.п. Однако дискретная коммутация фаз вентильно-индукторной машины (ВИМ), несколько каналов управления, существенные нелинейности и т.п. исключают применение большинства методик исследования и проектирования, базирующихся на различных вариантах аналитических моделей, получивших наибольшее распространение в традиционном электроприводе.

Эти модели обычно строят на аналитических выражениях фундаментальных законов физики, лежащих в основе работы всех элементов электропривода. В результате приходят к функциональным соотношениям между его искомыми характеристиками, начальными условиями, параметрами и переменными. Именно такие модели дают возможность широкого использования в электроприводе методов анализа и синтеза динамических систем, хорошо проработанных в классической теории автоматического управления. При этом в предположении, что аналитическая модель достаточно точно отражает исследуемую сторону функционирования реальной системы, роль ЭВМ сводится лишь к выполнению функций *вычислителя*, т.е. к расчету характеристик исследуемой системы по известным математическим соотношениям при подстановке в них числовых значений.

Однако исследования показывают, что отмеченная выше специфичность ВИП далеко не всегда позволяет записать в компактной аналитической форме функциональные связи между всеми его переменными. В этих условиях исследователи часто идут на недостаточно обоснованные допущения, искажающие реальные процессы в приводе, но приводящие к более компактным аналитическим выражениям. Известны работы, в которых учитывают только первую гармонику проводимости воздушного зазора ВИМ, или пренебрегают насыщением ее магнитной системы [2]. Однако существует достаточно много постановок задач исследования и оптимизации ВИП, когда такие допущения неприемлемы.

К тому же, часто представляет интерес не только (и не столько) количественная оценка эффективности работы привода, сколько его поведение в той или иной ситуации. Это особенно важно, когда не существует законченной постановки задачи на исследования и идет процесс познания объекта моделирования. Применительно к ВИП с учетом всех его отличительных черт, такие ситуации возникают особенно часто. Характерным примером такой задачи может служить исследование поведения ВИП в аномальных режимах и т.п.

Для этого исследователь должен располагать соответствующими средствами визуализации процесса моделирования (смотровыми окнами) с возможностью одновременного контроля нескольких переменных. Крайне желательно, чтобы эти окна можно было бы при необходимости закрывать, переносить в другое место, изменять масштаб и форму представления наблюдаемых характеристик и т.п., причем, не дожидаясь окончания текущего модельного эксперимента.

Достижения вычислительной техники в последние годы расширили возможности математического моделирования при разработке и исследовании сложных систем. Наряду с установлением количественных соотношений между параметрами системы и управления, появилась возможность воспроизведения процесса ее функционирования во времени. Такие модели, реализуемые на современных ЭВМ с высоким быстродействием и большим объемом оперативной памяти, в теории моделирования названы *имитационными* [3, 4].

При имитационном моделировании используемая математическая модель воспроизводит логику (алгоритм) функционирования электропривода во времени при различных сочетаниях его параметров и сигналов управления, причем имитируются элементарные явления, составляющие процесс, с сохранением их логической структуры и последовательности протекания во времени. Это позволяет по исходным данным получить сведения о состоянии исследуемой системы в определенные моменты времени, дающие возможность оценить ее характеристики. Поэтому имитационная модель может точнее воспроизводить особенности реальной системы, чем аналитическая модель.

Как правило, при имитационном моделировании нет непосредственной возможности получения функциональной зависимости между интересующими его переменными (в отличие от аналитической модели). Однако при правильном ее построении с необходимой точностью может быть воспроизведена физическая сторона работы привода. Поэтому при имитационном моделировании исследователь имеет дело с *виртуальным испытательным стендом*, на котором можно проводить эксперименты, используя ту же технологию, что и на реальном испытательном оборудовании.

Для установления исследуемых зависимостей при имитационном моделировании проводятся специальные модельные эксперименты, аналогичные натурным экспериментам на реальном объекте. Модель как бы заменяет исследователю реальный объект, но обладает дополнительным важнейшим свойством – в ней доступны для изменения и измерения все входящие в нее параметры и переменные, доступ к которым в реальном объекте по разным причинам может быть невозможен. Конечно, как обычно при моделировании, достоверность получаемых таким образом результатов, зависит от адекватности используемой модели реальному объекту. Имитационная модель обладает гибкостью варьирования структуры, алгоритмов и параметров моделируемой системы, что важно с точки зрения поиска оптимального ее варианта.

Исследования показали, что наиболее широкими возможностями в построении имитационных моделей ВИП обладает широко известный математический пакет MATLAB с приложением SIMULINK [4]. При разработке моделей в основу положено стремление отразить основные свойства объекта исследования наиболее простыми средствами.

Создано несколько вариантов имитационных моделей, которые приняты за *базовые имитационные модели ВИП* – функционально законченные модели, отражающие наиболее существенные свойства исследуемого привода и при этом обладающие максимальной универсальностью. С учетом достаточно большого многообразия конфигураций магнитной системы ВИМ при допущении о независимости в магнитном отношении ее фаз и соответственно процессов преобразования энергии в них наибольшей универсальностью обладает *базовая имитационная модель одной фазы ВИМ (БМОФ),* дополненная моделью фазы инвертора. В основе работы БМОФ лежат аналитические и экспериментальные зависимости между физическими переменными, характеризующими ВИМ [5].

В линейной зоне работы ВИМ фазный ток определяется как

$$I_{\text{ф}}(\Theta) = \frac{\Psi(\Theta)}{w^2 \lambda(\Theta)}, \tag{1}$$

где $\Psi(\Theta) = \int \left[U_{\text{ф}}(\Theta) - I_{\text{ф}}(\Theta) R_{\text{ф}} \right] dt$; w – число витков фазы; $U_{\text{ф}}(\Theta)$ – фазное напряжение; $R_{\text{ф}}$ – сопротивление фазы.

Уравнение для фазного момента

$$M_{\text{ф}}(\Theta) = \frac{1}{2} \left(I_{\text{ф}}(\Theta) w \right)^2 \frac{d\lambda(\Theta)}{d\Theta}. \tag{2}$$

В режиме локального насыщения полюсов при $I_{\text{ф}} > I_{\text{нас}}$ фазный ток

$$I_{ф}(\Theta) = I_{нас} + \frac{\Psi(\Theta) - I_{нас} w^2 \lambda(\Theta)}{w^2 \lambda_{рас}}, \qquad (3)$$

а момент соответственно

$$M_{ф}(\Theta) = \left(I_{нас} I_{ф}(\Theta) - \frac{1}{2} I_{нас}^2 \right) w^2 \frac{d\lambda(\Theta)}{d\Theta}, \qquad (4)$$

где $\lambda(\Theta)$, $\lambda_{рас}$ – магнитная проводимость воздушного промежутка между возбужденными полюсами статора и ротора и ее значение при рассогласованном положении полюсов соответственно; Θ – угловая координата ротора. Подчеркнем, что при решении большинства задач инвертор может быть принят идеальным и реализуется в модели на идеальных ключевых элементах.

Таким образом, принцип формирования фазного тока и момента в БМОФ в общем виде можно отразить структурной схемой на рис. 1, где $\omega_{нач}$, $\omega_{зад}$ – начальное и заданное значения скорости ВИМ; $\Theta_{нач}$ – угол, характеризующий начальное положение ротора.

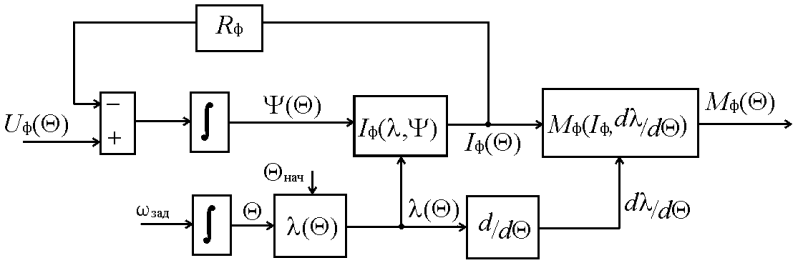


Рис. 1

Наиболее широкими возможностями в исследовании ВИП обладает *базовая циклическая модель (БЦМ)* (рис. 2). Она содержит в своем составе БМОФ в количестве, равном числу фаз ВИМ, специальный коммутатор для имитации периодического изменения фазных проводимостей $\lambda(\Theta)$ и напряжений $U_{ф}(\Theta)$, необходимые средства контроля и управления, а также модель механической части ВИП с учетом нагрузки. Дополнительно на вход БЦМ подается информация о числе фаз имитируемой ВИМ и виде коммутации (одиночная, смешанная). Модель позволяет в удобной форме задавать параметры и регистрировать изменение всех основных переменных, характеризующих работу ВИМ, в том числе, фазных токов $I_{ф}(\Theta)$, моментов $M_{ф}(\Theta)$, суммарного мгновенного M_{Σ}, среднего момента $M_{ср}$, скорости ω и т.п.

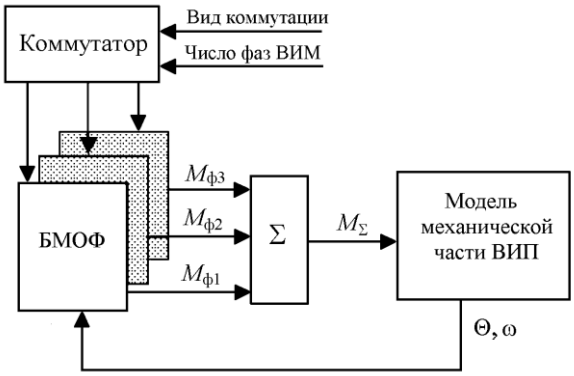


Рис. 2

Возможность учета в имитационных моделях наиболее специфических особенностей ВИП подтверждает их широкие функциональные возможности. Это позволяет эффективно использовать их при оптимизации параметров привода, выборе структуры и алгоритмов управления в зависимости от конкретных условий, характера нагрузки и т.п.

Рациональное проектирование ВИП предполагает максимальное использование возможностей всех его элементов в обеспечении заданного режима работы. Это достигается при комплексном проектировании ВИМ, а также средств и алгоритмов управления. В качестве примера далее показаны возможности разработанных имитационных моделей ВИП при решении двух типовых задач – при выборе основных геометрических параметров ВИМ и при определении параметров коммутации ее фаз для получения максимальной выходной мощности.

Особенностью ВИМ является возможность варьирования на стадии проектирования в достаточно больших пределах геометрических параметров магнитной системы – сочетаний чисел полюсов на статоре и роторе и их относительных размеров, а также числа фаз. При проектировании ВИП необходимо найти такие внутренние соразмерности ВИМ, которые при соответствующих алгоритмах управления позволяют наиболее полно реализовать ее возможности в обеспечении заданного режима работы.

Очевидно, обоснованный выбор конфигурации магнитной системы ВИМ зависит от режима работы и требований к электроприводу, определяющих критерии, используемые при сопоставлении различных решений. Один из важнейших критериев – регулировочные возможности машин разной конфигурации при реализации одного из типовых режимов, предполагающего обеспечение расчетного значения выходной мощности привода в некотором скоростном диапазоне. Этот режим характерен для

транспортных средств, металлообрабатывающих станков и т.п., где применение ВИП наиболее предпочтительно. Проведено сравнение регулировочных свойств наиболее распространенных конфигураций ВИМ с соотношением полюсов статора и ротора 6/4 и 8/6.

Выходной момент ВИМ определяется суммой моментов отдельных фаз, находящихся одновременно под током. Это обусловлено особенностями электромеханического преобразования энергии в ВИМ [5]. Поэтому для создания однонаправленного движущего момента токи фаз периодически коммутируют так, чтобы импульс фазного тока совпадал бы с интервалом движения, где кривая $\lambda(\Theta)$ соответствующей фазы возрастает. Необходимый закон регулирования $M_{ср}$ ВИМ с изменением скорости, в частности, для поддержания постоянства выходной мощности достигается соответствующим законом изменения интервала упреждения включения фаз $\gamma_{вкл}$ относительно начала перекрытия полюсов.

Принципиальные различия в возможностях регулирования выходного момента ВИМ конфигурации 6/4 и 8/6 обусловлены разными относительными угловыми размерами и разными взаимными смещениями зон, где каждая фаза может развивать движущий момент (отличием в периоде изменения и во взаимном расположении кривых магнитных проводимостей соседних фаз) [5]. Исследования на модели показали, что различия в кривых $\lambda(\Theta)$ соседних фаз ВИМ соответствующим образом проявляются на характере изменения их $M_{ф}(\Theta)$ и $M_{\Sigma}(\Theta)$. Это приводит к тому, что при одинаковых интервалах упреждения включения $\gamma_{вкл}$ и прочих равных условиях средний момент ВИМ в них может заметно отличаться.

Для получения количественных оценок принято условно, что сравниваемые ВИМ имеют одинаковые воздушные зазоры. При этом их главные размеры и геометрические параметры полюсов выбраны так, что кривые $\lambda(\Theta)$ каждой машины характеризуются одинаковыми значениями магнитных проводимостей в рассогласованном $\lambda_{рас}$ и согласованном $\lambda_{согл}$ положении полюсов, а также одинаковой протяженностью зоны их перекрытия $\gamma_{пер}$. Тогда обеспечивается равенство $d\lambda/d\theta$ на линейных участках кривых $\lambda(\Theta)$ (в зоне частичного перекрытия зубцов). В результате кривые $\lambda(\Theta)$ ВИМ 6/4 и 8/6 различаются только протяженностью участка в зоне рассогласованного положения полюсов $\gamma_{рас}$.

При сравнении ВИМ использованы относительные единицы. Базовое значение момента

$$M_{баз} = M_{нас} = \frac{1}{2}(Iw)^2_{нас}\frac{\lambda_{согл}}{\gamma_{пер}}\frac{K_\lambda - 1}{K_\lambda}, \qquad (5)$$

где $K_\lambda = \lambda_{\text{согл}} / \lambda_{\text{рас}}$. Базовое значение угловой координаты равно длительности интервала $\gamma_{\text{пер}}$. Базовое значение скорости

$$\omega_{\text{баз}} = \frac{U\gamma_{\text{пер}} K_\lambda}{I_{\text{нас}} w^2 \lambda_{\text{согл}} (K_\lambda - 1)}. \qquad (6)$$

При типовом значении K_λ= 7 для обеих машин и скорости ω^*=1 интервал упреждения включения фаз обеих машин принят равным $\gamma^*_{\text{вкл}} = 1{,}5/(K_\lambda - 1) = 0{,}25$. При этом средний момент ВИМ 6/4 $M^*_{\text{ср}}$=1,568, а ВИМ 8/6 $M^*_{\text{ср}}$=1,918. Эти значения момента примем за исходные значения, относительно которых рассматриваются условия обеспечения постоянства выходной мощности с ростом скорости.

Максимальные значения $\gamma^*_{\text{вкл}}$ для обеих ВИМ при принятых условиях совпадают и равны $\gamma^*_{\text{вкл.макс}}$ = 0,95, однако максимальное значение скорости ВИМ 6/4 ω^*_1 = 5,7, а ВИМ 8/6 соответственно ω^*_2 =7,1. Отсюда следует, что при оговоренных выше условиях возможный диапазон изменения скорости с постоянством выходной мощности у ВИМ 8/6 примерно на 25% больше, чем у ВИМ 6/4.

Если же в качестве исходной точки сравнения регулировочных возможностей ВИМ 6/4 и 8/6 взять точку с одинаковыми средними моментами (для этого необходимо увеличить интервал упреждения отключения ВИМ 8/6 до значения $\gamma^*_{\text{упр}}$= 0,574), то преимущества ВИМ 8/6 будут более заметными. Так при ω^*=3 необходимый для поддержания постоянства выходной мощности интервал включения ВИМ 8/6 сокращается до $\gamma^*_{\text{вкл}}$=0,54, что меньше, чем у ВИМ 6/4 при той же скорости уже в 1,24 раза. Соответственно значение интервала включения фазы, при котором наступает режим граничной коммутации у ВИМ 8/6 возрастает до $\gamma^*_{\text{вкл.макс}}$ = 1,075, а максимальное значение скорости увеличивается до ω^*= 10,7. В результате, диапазон изменения скорости с постоянством выходной мощности у ВИМ 8/6 дополнительно возрастает примерно в 1,5 раза и становится больше, чем у ВИМ 6/4 уже почти в 1,9 раза. Однако в этом случае с точки зрения выходной мощности ВИМ 8/6 будет использована не полностью.

Таким образом, установлено, что ВИМ конфигурации 6/4 предпочтительно использовать при работе с фиксированными или мало меняющимися значениями момента и скорости, так как возможности регулирования выходной мощности у них ниже, чем у ВИМ с конфигурацией полюсов 8/6.

Дополнительные эксперименты на модели с привлечением теории планирования эксперимента [7] позволили найти обобщенную зависи-

мость максимального значения скорости с постоянством выходной мощности $\omega^*_{макс}$ от параметров K_λ и $K_{нас}$ для ВИМ 6/4. Диапазоны варьирования этих факторов выбраны наиболее реальными для практики: K_λ от 5 до 9; и $K_{нас}$ от 1,5 до 2,5.

В результате получено следующее соотношение [8]:

$$\omega^*_{макс} = -6{,}9 + 2{,}56K_{нас} + 2{,}59K_\lambda - 0{,}86K_{нас}K_\lambda . \qquad (7)$$

Оно позволяет для ВИМ конфигурации 6/4 с известными параметрами оценить ее возможности с точки зрения обеспечения постоянства выходной мощности, либо при заданном диапазоне изменения скорости в этом режиме обоснованно выбирать внутренние соразмерности ВИМ.

При этом важно подчеркнуть, что не менее важным этапом рационального проектирования привода является установление связи между предельными энергетическими возможностями ВИП, параметрами ВИМ и управления, а неверно заданные управляющие воздействия могут существенно снизить эффективность его работы [5]. При исследовании условий повышения энергетической эффективности ВИП проведен анализ механических характеристик $M(\omega)$, который позволил сделать вывод о том, что с ростом ω из-за возрастающей противоЭДС фазный ток ВИМ при неизменном интервале включения фазы быстро снижается. Это приводит к соответствующему снижению фазного и среднего момента. Привод оказывается недоиспользованным по выходной мощности.

Для компенсации этого явления необходимо увеличение фазного тока с ростом скорости за счет упреждающего включения фазы. Рассмотрим особенности регулирования момента в ВИМ конфигурации 8/6 в области высоких скоростей за счет упреждающего включения фаз. Теоретическая граница максимальной выходной мощности ВИП имеет место в режиме граничной коммутации ВИМ [9], когда

$$\gamma_{вкл} + \gamma_{раб} + \gamma_{откл} = \tau_R, \qquad (8)$$

где τ_R – полюсное деление ротора. При этом $I_ф(\Theta)$ спадает до нуля к моменту очередного включения этой же фазы, то есть интервал протекания тока возрастает до 360 град. Режим граничной коммутации является предельной теоретической границей нормальной работы ВИП. Соотношение между $\gamma_{вкл}$ и $\gamma_{раб}$ в режиме граничной коммутации имеет вид

$$\gamma^*_{раб} = \frac{N_S}{N_R} - \gamma^*_{вкл}, \qquad (9)$$

где $\gamma^*_{вкл} = \dfrac{\gamma_{вкл}N_S}{\pi}$; $\gamma^*_{раб} = \dfrac{\gamma_{раб}N_S}{\pi}$.

Оптимальное соотношение между $\gamma^*_{вкл}$ и $\gamma^*_{раб}$, обеспечивающее максимум среднего момента, зависит от многих факторов, в частности, от $\gamma^*_{вкл}$, характера изменения фазного тока на интервале $\gamma^*_{раб}$ и от состояния магнитной системы двигателя. Условие коммутации (9) является необходимым, но не достаточным для обеспечения максимального среднего момента фазы за цикл коммутации. Оно не дает однозначного соотношения между $\gamma^*_{вкл}$ и $\gamma^*_{раб}$.

Аналитическое определение количественных соотношений между $\gamma^*_{вкл}$ и $\gamma^*_{раб}$ для предельного режима максимальной выходной мощности ВИП сопряжено с необходимостью решения нелинейных уравнений ВИП по участкам и приводит к громоздким вычислениям. Учитывая это, наиболее удобным средством решения этой задачи является использование имитационного моделирования.

Моделирование показало, что при значениях угловых интервалов $\gamma^*_{вкл} = 1$, $\gamma^*_{откл} = \frac{\gamma_{откл} N_S}{\pi} = 0{,}5$ средний момент ВИМ достигает максимального значения. Эти значения углов не зависят от скорости и задают предельный режим работы ВИП с максимальной выходной мощностью без учета ограничения тока в фазе двигателя.

Одна из важнейших для практики постановок задачи о максимуме выходной мощности ВИП – при полном использовании установленной мощности инвертора. Для этого необходимо, чтобы в любой точке рабочих характеристик привода при номинальном напряжении питания максимальное значение $I_ф$ было бы равно максимальному допустимому значению выходного тока инвертора $I_{ф.макс}$. Характер изменения выходной мощности ВИМ в относительных единицах $P^*_{ср}(\omega^*)$ при трех уровнях ограничения фазного тока показан на рис. 3, а соответствующий этому закон изменения интервала упреждения включения фаз ВИМ на рис. 4. Базовое значение тока соответствует режиму насыщения, т.е. $I_{баз} = I_{нас}$.

Наиболее важной на рис. 3 является зона при $\omega^*>1$, где с увеличением скорости $P^*_{ср}$ монотонно растет. Максимальное значение скорости для каждой кривой ограничивается режимом граничной коммутации (кривая со штриховкой). Как видно, наибольший скоростной диапазон работы ВИП в этом режиме $\omega^*=8$ соответствует $I^*_{ф.макс} = 1$, т.е. работе ВИМ без насыщения, а увеличение $I^*_{ф.макс}$ приводит к резкому снижению этого диапазона.

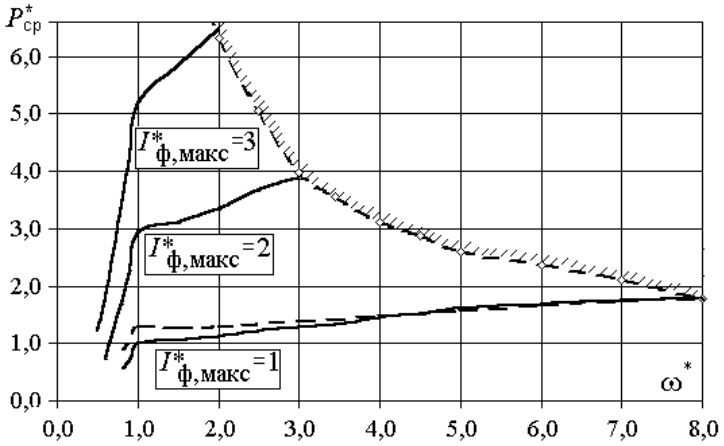


Рис. 3

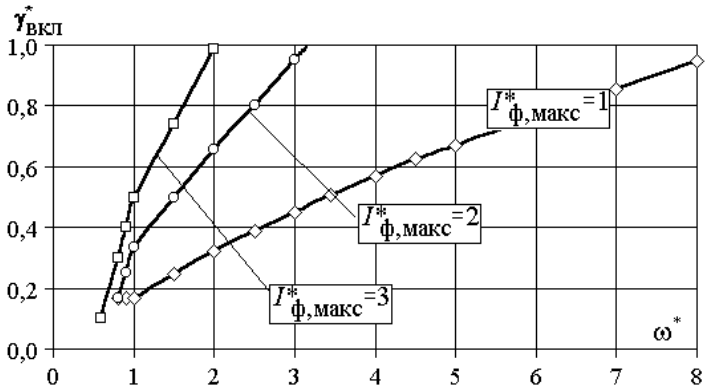


Рис. 4

Имитационное моделирование позволило решить ряд важных практических задач, которые потребовали бы значительно больших усилий при решении другими способами. Среди них:

- конфигурация двигателя и алгоритм управления, обеспечивающие постоянство мощности на регулировочных характеристиках;
- обеспечение режимов максимального использования двигателя по моменту;
- способ управления, минимизирующий пульсации момента;
- выявление условий возникновения ряда аномальных режимов (пики тока, приводящие к срабатыванию защиты при бездатчиковом регулировании, неравномерная загрузка фаз при малых нагрузках и т.п.).

Эти и другие результаты подтвердили эффективность имитационного моделирования при разработке процедур проектирования и алгоритмов управления вентильно-индукторного электропривода.

Литература

1. **Ильинский Н.Ф.** Перспективы развития регулируемого электропривода // Электричество. 2003. №3. С. 2 – 7.
2. **Matsui N., Akao N., Wakino T.:** High precision torque control of reluctance motors // IEEE Trans. Ind. Applicat., Sept./Oct. 1991. Vol. 27. P. 902–907.
3. **Шеннон Р.** Имитационное моделирование систем – искусство и наука. М.: Мир, 1978. 418 с.
4. **Красовский А.Б.** Применение имитационного моделирования для исследования вентильно–индукторного электропривода // Электричество. 2003. № 3. С. 35 – 45.
5. **Бычков М.Г.** Оптимизация режимов вентильно-индукторного электропривода средствами управления // Вестник МЭИ. 1998. № 3. С. 73 – 81.
6. **Красовский А.Б.** Влияние конфигурации магнитной системы на условия регулирования момента вентильно-индукторных машин // Вестник МГТУ. Серия "Машиностроение". 2005. № 4. С. 12 – 24.
7. **Ивоботенко Б.А., Ильинский Н.Ф., Копылов И.П.** Планирование эксперимента в электромеханике. М.: Энергия, 1978. 184 с.
8. **Красовский А.Б.** Выбор внутренних геометрических параметров вентильно-индукторной машины с учетом режимов работы в электроприводе // Электричество. 2006. № 6. С. 48 – 55.
9. **Красовский А.Б.** Получение максимальной выходной мощности вентильно-индукторного электропривода средствами управления // Электричество. 2002. № 9. С. 29 – 36.

А.П. Темирёв
г. Новочеркасск

ОПЫТ РАЗРАБОТКИ ВЕНТИЛЬНО-ИНДУКТОРНЫХ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ ПКП «ИРИС»

В 90-х годах перед конструкторами ЦКБ МТ “Рубин” при проектировании электроэнергетической системы современной дизель-электрической подводной лодки (ДЭПЛ) возникла проблема создания регулируемого высокоэкономичного электропривода с питанием от сети постоянного тока, удовлетворяющего повышенным требованиям по эксплуатационным, массогабаритным и виброакустическим характеристикам. Решением этой проблемы занимались НИИ “Электромаш” (г. Санкт-Петербург) и ВНИИЭМ (г. Москва), создавая тяговый электропривод на базе вентильного синхронного двигателя с возбуждением от постоянных магнитов, но эти работы не дали желаемых результатов.

После успешной разработки коллективом молодых учёных и инженеров ЮРГТУ (НПИ) под руководством Л.Ф. Коломейцева первой версии вентильно-индукторного привода (ВИП) мощностью 5,5 кВт ЦКБ МТ «Рубин» одобрило это направление работ по вспомогательным электроприводам ДЭПЛ с перспективой использования его в новых разработках. Это обусловило создание в г. Новочеркасске специального предприятия для обеспечения поставок по заказам ВМФ – филиала ФГУП ПКП «Ирис». В нём на базе опыта ЮРГТУ (НПИ) создана компьютерная лаборатория комплексного проектирования ВИП, оснащённая апробированным программным и математическим обеспечением для выполнения как электромагнитного оптимизационного расчета индукторных двигателей, так и моделирования электромагнитных процессов в ВИП с целью формирования эффективных законов управления двигателем по различным параметрам.

Вспомогательные вентильно-индукторные электроприводы для ДЭПЛ

С использованием комплексного проектирования ВИП в филиале ФГУП ПКП «Ирис» совместно с учёными ЮРГТУ разработан норморяд вентильно-индукторных электроприводов различного назначения (табл. 1): водоотливных насосов, компрессоров, холодильных машин, насосов гидравлики, лебедок, установленных на головной ДЭПЛ нового поколения (рис. 1). Испытания подтвердили надежность их работы при соответствии требованиям технических заданий. Норморяд электроприводов нового поколения мощностью от 1,1 кВт до 32,5 кВт отвечает повышенным требованиям по виброшумовым характеристикам (ВШХ), имеет высокий КПД в широком диапазоне частот вращения (от 300 до 5000 мин$^{-1}$).

Рис. 1:

1 – насос РЭА (охлаждения радиоэлектронной аппаратуры) ЦН-320 с ИД-3,0;

2 – насос СОВМ (система охлаждения вспомогательных механизмов) ЦН-319 с ИД-5,5 или ЦН-320 с ИД-3,0;

3 – насос СВК (система вентиляции и кондиционирования) ЦН-319 с ИД-5,5;

4 – насос ОДГ (охлаждение дизель-генераторов) ЦН-319 с ИД-5,5;

5 – насос ОПВ (охлаждения пресной воды) ЦН-319 с ИД-5,5;

6 – насос СВОАБ и ГЭД (система водяного охлаждения аккумуляторных батарей и гребного электродвигателя) ЦН-319 с ИД-5,5;

7 – насос ЭНА (электроагрегатный насос) и НАУ (насос аккумуляторной установки) с ИД-21;

8 – насос ГОН (главный осушительный насос) ЦН-321 с ИД-25;

9 – СКАВ1 (станция компрессорная автоматизированная воздушная ВВД) с ИД-17,5;

10 – МХМВ-01 (морская холодильная машина винтовая) с ИД-32,5;

11 – вакуумный насос ВЖ-4П с ИД-1,1.

Таблица 1

Наименование параметра	Основные технические характеристики						
Мощность электро-привода, кВт	1,1	3	5,5	17,5	21	25	32,5
Напряжение питания, В	370	370	370	370	370	370	370
Частота вращения двигателя, мин$^{-1}$	1500	3000	3000	3000	3000	3000	5000
Частота питания, Гц	350	400	400	400	400	400	667
Число фаз	6	6	6	5	6	6	5
Число полюсов	6	12	12	10	12	12	10
Число зубцов статора	12	12	12	10	12	12	10
Число зубцов ротора	14	8	8	8	8	8	8
КПД	0,84	0,92	0,94	0,95	0,96	0,96	0,96

На рис. 2 приведена фотография компрессорной станции воздуха высокого давления, на которой размещён вентильно-индукторный электропривод мощностью 17,5 кВт.

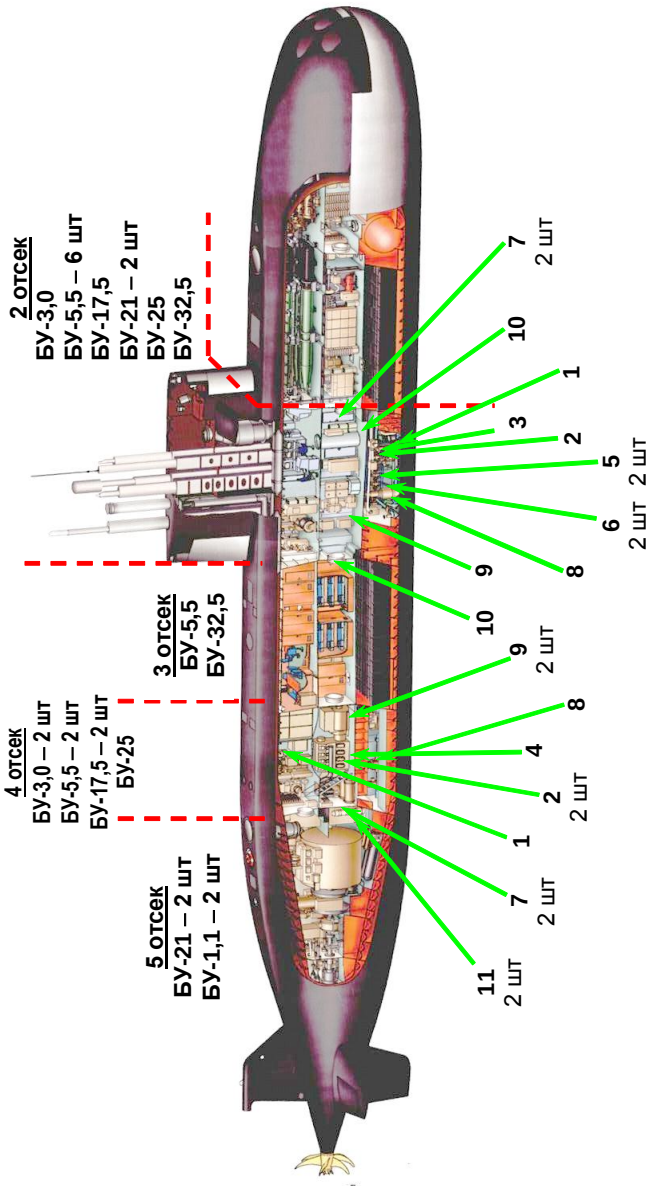

2 отсек
БУ-3,0
БУ-5,5 – 6 шт
БУ-17,5
БУ-21 – 2 шт
БУ-25
БУ-32,5
3 отсек
БУ-5,5
БУ-32,5
4 отсек
БУ-3,0 – 2 шт
БУ-5,5 – 2 шт
БУ-17,5 – 2 шт
БУ-25
5 отсек
БУ-21 – 2 шт
БУ-1,1 – 2 шт
7
2 шт
10
1
3
2
5
2 шт
6
2 шт
8
9
10
9
2 шт
8
4
2
2 шт
1
7
2 шт
11
2 шт

Рис. 1

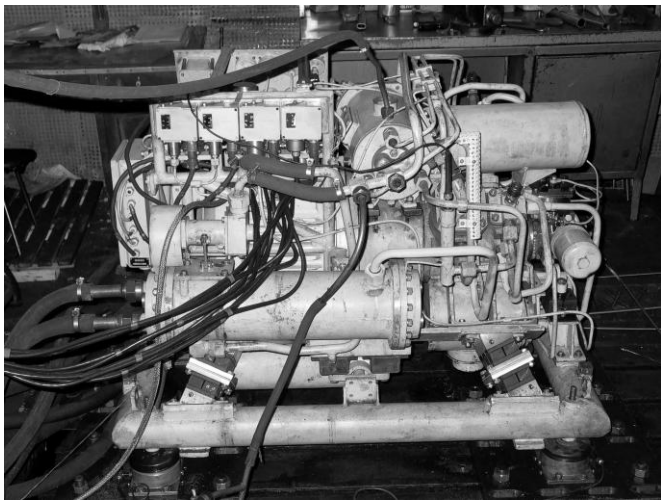


Рис. 2

Разработка корабельной системы электродвижения с вентильно-индукторным электроприводом

Проблема совершенствования гребного электродвигателя главным образом сводилась к обеспечению наиболее высокой экономичности в режиме движения с малыми скоростями. На отечественных ДЭПЛ до настоящего времени для обеспечения этого режима устанавливался дополнительный специальный низкооборотный гребной электродвигатель (ГЭД) постоянного тока, имеющий КПД примерно на 10% выше, чем главный ГЭД на этих скоростях. В настоящее время признано наиболее целесообразным применение одного более легкого и меньшего по объему ГЭД, имеющего высокий КПД во всем диапазоне скоростей, улучшенные пусковые и регулировочные характеристики, высокую надежность, низкие уровни вибрации. Перспективными направлениями по улучшению основных показателей гребного электрооборудования на подводных лодках является использование вентильных двигателей с системой возбуждения на постоянных магнитах и индукторных двигателей.

На основе сотрудничества НИИ электрофизической аппаратуры им. Ефремова (г. Санкт-Петербург) и ЦКБ МТ «Рубин» впервые в России была создана система электродвижения (СЭД) с постоянными магнитами мощностью 4 МВт. Проведённые испытания СЭД-4 на стенде и затем на ДЭПЛ показали её работоспособность, однако в связи с выявленными недостатками требуется провести доработку этой системы.

Накопленный в ЮРГТУ многолетний опыт разработки и испытаний совместно с ВЭлНИИ (г. Новочеркасск) вентильно-индукторных электроприводов для электротранспорта (макеты линейных индукторных двигателей для системы высокоскоростного наземного транспорта с совмещением функций тяги, магнитного подвеса и боковой стабилизации; тяговые ВИП для электровоза – 720 кВт, безредукторный для тепловоза – 340 кВт, для электропоезда – 350 кВт), а также других ВИП в диапазоне мощностей 1…1000 кВт и частот вращения 50…30000 мин$^{-1}$ даёт уверенность в том, что этот перспективный вид управляемого электропривода может быть успешно применён и в корабельных системах электродвижения. Эта уверенность базируется на следующих технико-экономических характеристиках и свойствах реактивного ВИП:

- простота и прочность конструкций магнитопроводов статора и ротора, катушечных обмоток, не имеющих пересекающихся лобовых частей, обеспечивают технологичность, низкие материалоёмкость, трудоёмкость и стоимость при изготовлении, повышенные надежность, долговечность и ремонтопригодность (достаточно заменить одну катушку, вышедшую из строя) при эксплуатации ИД по сравнению с другими электрическими машинами;
- повышенная живучесть ИД обеспечивается за счет магнитной независимости фазных обмоток в двигателе и электрической независимости фазных блоков в преобразователе частоты (ПЧ), поэтому повреждение какой-либо одной или нескольких фаз не приводит к полной потере работоспособности привода, снижается только его мощность;
- высокий КПД в широком диапазоне частот вращения ИД и нагрузки (для крупных машин составляет 96…98 %); ротор не имеет обмоток, следовательно, нет скользящих контактов и отсутствуют потери в меди, потери в стали ротора незначительны, поэтому от него не требуется отвод тепла;
- удельная электромагнитная сила, обеспечиваемая в крупных ИД, находится на уровне обычных электрических машин переменного тока 2,5…3 Н/см^2;
- высокое быстродействие и точность управления моментом, возможность плавного регулирования частоты вращения в широком диапазоне в одноимпульсном режиме работы ИД при использовании оптимальных параметров фазового управления, при этом исключается DC/DC преобразователь для регулирования постоянного напряжения на входе инвертора, что повышает КПД электропривода в целом;
- реактивный ИД имеет дополнительный ресурс повышения момента за счёт форсировки возбуждения путём токовой «накачки» при длительности

импульса питающего напряжения 180 и более эл. град., что имеет существенное значение для гребного двигателя на предельных частотах вращения;

- надёжность силового инвертора, которая обусловлена схемными решениями, исключающими в нём возможность сквозных коротких замыканий.

В ПКП «Ирис» совместно с ЦКБ МТ «Рубин» и ЮРГТУ (НПИ) разрабатывается система электродвижения (СЭД) на базе индукторных машин (рис. 3), которая включает в себя генератор 1 индукторного типа, используемый совместно с выпрямителем 2 и инвертором напряжения 3 в качестве источника питания индукторной гребной машины 4. Обмотка возбуждения генератора питается постоянным током через статический регулятор 5, который изменяет магнитный поток генератора и величину его выходного напряжения, поступающего на вход инвертора. Система управления 6 получает информацию от датчиков положения ротора и фазных токов двигателя и по командам с пульта управления в соответствии с заданными алгоритмами работы вырабатывает сигналы управления инвертором и регулятором возбуждения для изменения скорости и направления вращения двигателя и его мощности. На валу генератора 1 установлены роторы однофазных генераторов 7 и 8 индукторного типа, которые через выпрямители 9 и 10 питают бортовые потребители различной мощности. При необходимости они также могут быть снабжены полупроводниковыми регуляторами напряжения.

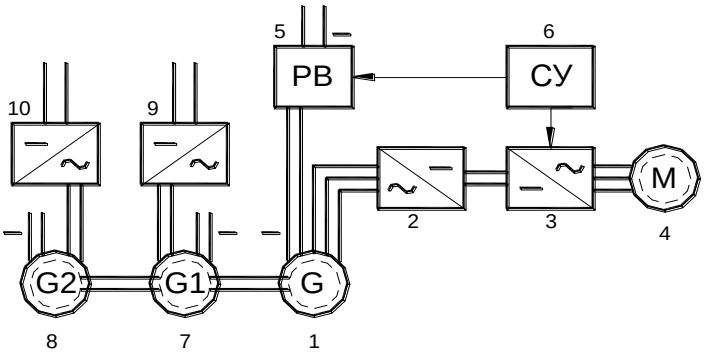
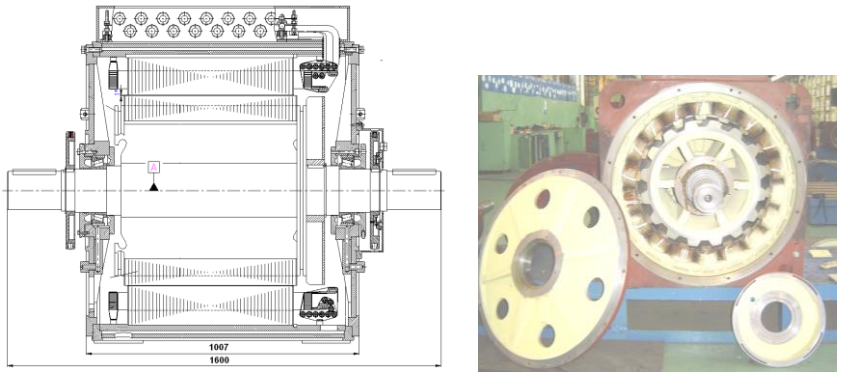


Рис. 3

Опыт успешного создания образцов корабельных ВИП малой и средней мощности и потребность в СЭД мощностью от единиц до десятков МВт для ПЛ нового поколения предопределили создание в целях проверки расчётных методик и принятых конструктивных решений макетного образца ВИД мощностью 500 кВт при частоте вращения 1000 мин$^{-1}$. На рис. 4, а показан его эскизный чертёж, на рис. 4, б – фотография со снятой крышкой, а в табл. 2 приведены технические параметры. Этот же индукторный двигатель

может служить макетом для имитации основных режимов работы в системах резервного электродвижения и обеспечит при частоте вращения 750 мин$^{-1}$ мощность 375 кВт.



а) б)

Рис. 4

Таблица 2

Наименование параметра	Величина
Номинальная мощность, кВт	500/375
Напряжение питания, В	700
Номинальный ток, А	285
Частота вращения, мин$^{-1}$	1000/750
КПД	0,97
Диаметр расточки статора, мм	700
Длина пакета, мм	615
Воздушный зазор, мм	1
Число зубцов статора/ротора	18/16
Число фаз	9
Число параллельных ветвей	2
Диапазон регулирования, о.е.	0,1 ÷ 1
Охлаждение	Воздушное естественное
Габаритные размеры (мм), не более	1100×1240×1600
Направление вращения	Реверс

Для проведения полномасштабных испытаний ВИД-500 создан стенд со взаимным нагружением испытуемой и нагрузочной машин, причем нагрузочной машиной является ВИМ, идентичная испытуемой. В качестве источника электропитания используются индукционный фазорегулятор и неуправляемый выпрямитель. Принятая система питания имеет ограни-

чения по реализации динамических режимов, поскольку неуправляемый выпрямитель первичного источника питания не может обеспечить обратную передачу электрической энергии. Эта проблема решается рассеиванием рекуперируемой энергии в нагрузочных резисторах, подключенных к цепи постоянного тока через дополнительный силовой ключ.

На испытательном стенде макетных образцов ВИМ-500 были получены осциллограммы фазного тока при работе с частотой вращения, близкой к 200 об/мин, и переменным моментом нагрузки (рис. 5).

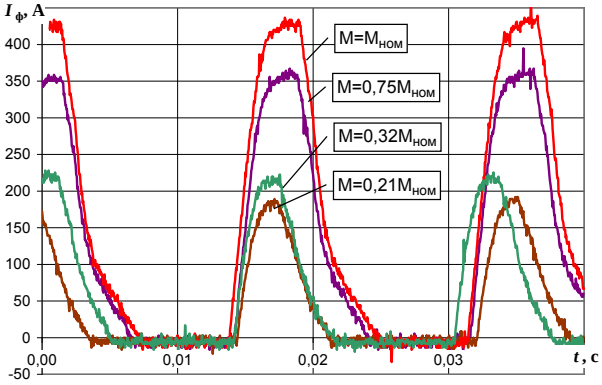


Рис. 5

Для оценки регулировочных свойств ВИМ-500 получены также нагрузочные характеристики. На рис. 6 в качестве примера приведены характеристики, полученные при $U_{ИП}$ = 170 В, $n \approx 200$ мин$^{-1}$.

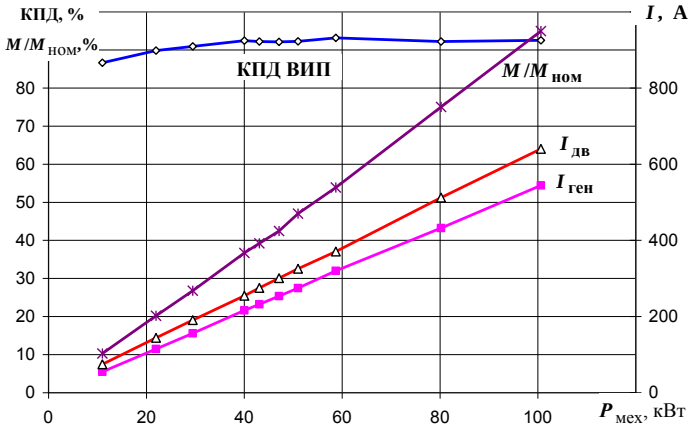


Рис. 6

Получена экспериментальная оценка согласования совместной работы ВИМ в двигательном и генераторном режиме при наличии механической связи между их валами и электрической связи по цепям питания. На рис. 7 приведены графики токов $i_{дв}(\alpha)$ и $i_{ген}(\alpha)$, а также восстановленные по ним графики индуктивностей $L_{дв}(\alpha)$ и $L_{ген}(\alpha)$, совмещенные с расчетным графиком индуктивности $L_{расч}(\alpha)$.

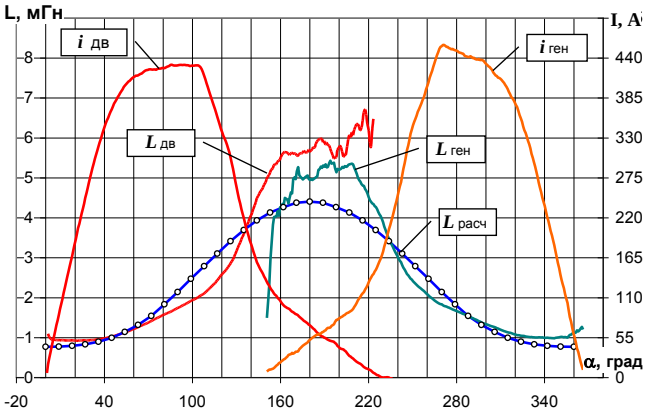


Рис. 7

При общей симметрии графиков относительно вертикальной оси, проходящей через α = 180°, можно обнаружить некоторые отклонения от симметрии, проявляющиеся в графиках тока. Наиболее заметно превышение амплитуды тока генераторного режима примерно на 30 А и отклонение в форме вершин импульсов тока. Более детально различия проявляются в графиках фазовых портретов цикла коммутации фазы в двигательном и генераторном режимах при взаимном нагружении ВИМ-500, приведенных на рис. 8. На нем фигурными стрелками показано направление движения отображающей точки: против часовой стрелки для двигательного режима и по часовой – для генераторного. Начальный участок для двигательного режима практически совпадает с конечным участком генераторного и наоборот – начальный участок генераторного режима совпадает конечным участком двигательного. Постепенное накопление расхождений приводит к примерно одинаковым отклонениям в углах коммутации фаз, при которых напряжение фазы переключается между положительным, нулевым и отрицательным значениями. Эти отклонения составляют примерно 9° в сторону отставания для генераторного режима. В результате площадь, заключенная внутри цикла коммутации фазы, для

генераторного режима оказывается несколько меньше площади для двигательного режима. Это не противоречит физическому смыслу, поскольку соответствующая разности площадей энергия расходуется на компенсацию потерь в стали двигателя и генератора, механических потерь в агрегате. Количественная оценка по среднему значению момента: $M_{дв} = 0{,}96\ M_{ном}$, а $M_{ген} = 0{,}87\ M_{ном}$. Соответствующие значения КПД равны $\eta_{дв} = 0{,}96\%$ и $\eta_{ген} = 0{,}97\%$.

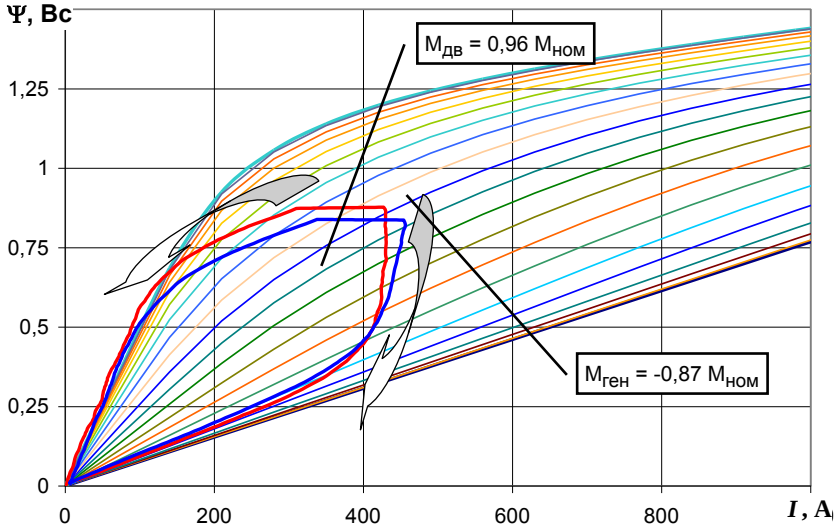


Рис. 8

Эксперименты показали, что исследуемый электропривод устойчиво работает в диапазоне частот вращения 200…850 мин$^{-1}$ и диапазоне изменения нагрузки 10 – 100 % как в двигательном, так и в генераторном режиме. КПД электропривода с учетом потерь в преобразователе и в соединительных проводах находится на уровне 92 % в диапазоне изменения нагрузки 40 – 100 % и снижается до 87 % при уменьшении нагрузки до 10 %. Сопоставление экспериментальных и расчетных параметров ВИМ-500 подтвердило адекватность использованной на этапе проектирования математической модели ВИМ. Установлено, что для номинальной нагрузки при n = 200 мин$^{-1}$ КПД ВИМ составляет 96,7 %, что хорошо согласуется с расчетными данными (97 %).

Представляется также перспективной проработка вариантов дискового исполнения индукторного двигателя большой мощности. В филиале ФГУП ПКП

«Ирис» предложена конструкция такого двигателя (рис. 9). Статор электродвигателя состоит из корпуса 1 на котором, закреплены полюсы 2, выполненные из шихтованной электротехнической стали и охваченные катушками 3 фазной обмотки. Крайние полюса статора со стороны каждого торца двигателя соединены магнитопроводами 4 и 5 для замыкания рабочего магнитного потока. Ротор двигателя состоит из вала 6, опирающегося на подшипники 7, на котором закреплены диски 8, с установленными на них полюсами 9, выполненными из шихтованной электротехнической стали, и расположенными между средними и крайними полюсами 2 статора и являющиеся вместе с магнитопроводами 4 и 5 элементами магнитной цепи двигателя. Количество дисков 8 на роторе определяется требуемой мощностью двигателя и осевым габаритом.

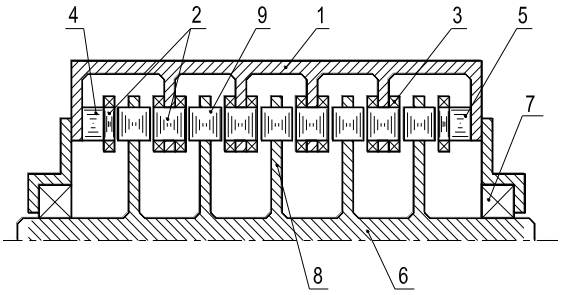
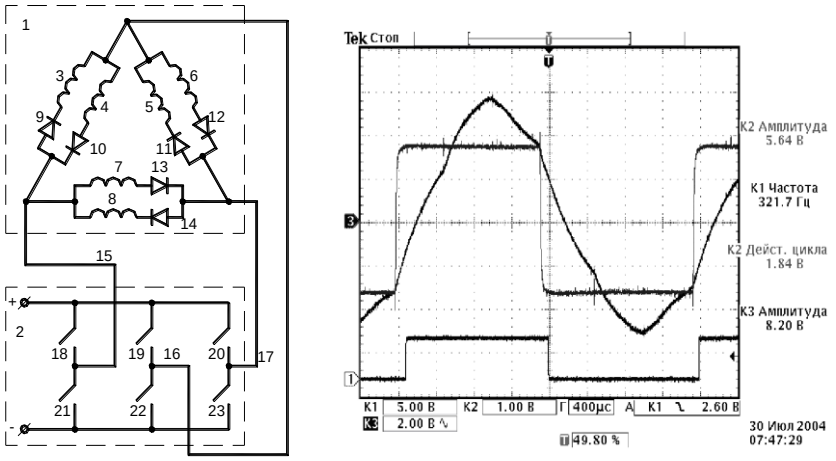


Рис. 9

Достоинством этой конструкции двигателя является снижение массогабаритных показателей, уменьшение вибрации и шума за счет отсутствия радиальных сил магнитного тяжения. При сравнении двигателей с радиальным и аксиальным расположением основного потока стягивающие силы у дискового варианта почти на порядок меньше. Однако отсутствие практического опыта изготовления таких машин требует предварительной отработки на макетных образцах технологии их изготовления, испытания узлов и элементов в предельных режимах.

В рамках совершенствования конструкции, силовых схем и законов управления были исследованы и нетрадиционные схемы включения фазных обмоток ВИД.

Недостатком существующих ВИД является увеличенное вдвое по сравнению с классическими двигателями количество проводников, соединяющих двигатель с инвертором, так как каждая его фаза подключается к соответствующей диагонали полумоста фазы инвертора двумя проводниками, что требует увеличения размеров коробки выводов двигателя и увеличения массы соединительного кабеля. В предложенном шестифазном ВИД за счет соединения фазных обмоток в параллельные цепи с диодами энергия, запасенная индуктивностью отработавшей фазы, передается другой фазе цепи, что приводит к снижению потребление намагничивающего тока из сети (рис. 10,*а*).



а) б)

Рис. 10

На рис. 10, *а* обозначено: 1 – индукторный двигатель; 2 – инвертор напряжения; 3…8 – фазные обмотки; 9…14 – диоды; 15…17 – выводные провода двигателя; 18…23 – управляемые полупроводниковые ключи. При этом коэффициент мощности двигателя даже при прямоугольной форме питающего напряжения повышается до 0,8÷0,9. За счет соединения фазных обмоток в параллельные цепи в два раза уменьшается количество управляемых полупроводниковых ключей инвертора и в четыре раза уменьшается количество выводов двигателя. На рис. 10, *б* представлены осциллограммы фазных тока и напряжений, поступающих от преобразователя к двигателю, в режиме номинальной нагрузки при частоте вращения 2400 об/мин. Ток в проводниках 15, 16, и 17 на выходе инвертора, питающего двигатель, имеет форму близкую к синусоидальной в отличие от ВИД с типичной импульсной формой тока. В результате экспериментальных исследований установлено, что коэффициент мощности равен 0,9 и остаётся практически постоянным во всем диапазоне регулирования.

В филиале ФГУП ПКП «ИРИС» (г. Новочеркасск) были проведены испытания пятифазной индукторной машины (ИМ) мощностью 1,1 кВт с совмещёнными обмотками якоря и возбуждения при её работе в генераторном режиме на мостовой выпрямитель и активную нагрузку. Привод ИМ осуществлялся от двигателя постоянного тока через соединительную муфту. Схема питания обмоток ИМ от регулируемого источника постоянного напряжения и их подключение к мостовому выпрямителю показаны на рис. 11.

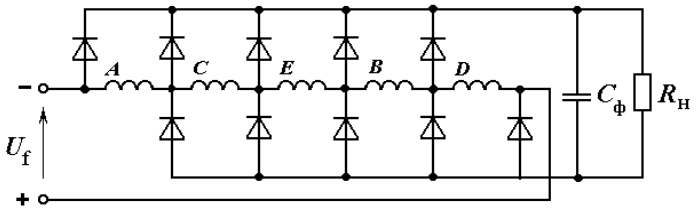


Рис. 11

Такое подключение фазных обмоток обеспечивает одновременную работу обоих плеч выпрямительного моста и наибольшее значение выпрямленного напряжения. Результаты испытаний для двух режимов при разных частотах вращения ротора приведены в табл. 3.

Таблица 3

Частота вращения ротора, мин$^{-1}$	Возбуждение			Нагрузка		
	Напряжение, В	Ток, А	Мощность, Вт	Напряжение, В	Ток, А	Мощность, Вт
1500	59,3	1,99	118	312	3,6	1120
2250	43	1,42	61	392	3,1	1210

С помощью датчиков тока (ДТ) были сняты осциллограммы токов в фазной обмотке и суммарного от двух соседних фазных обмоток. Фрагмент схемы с подключением датчиков показан на рис. 12.

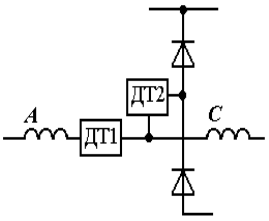
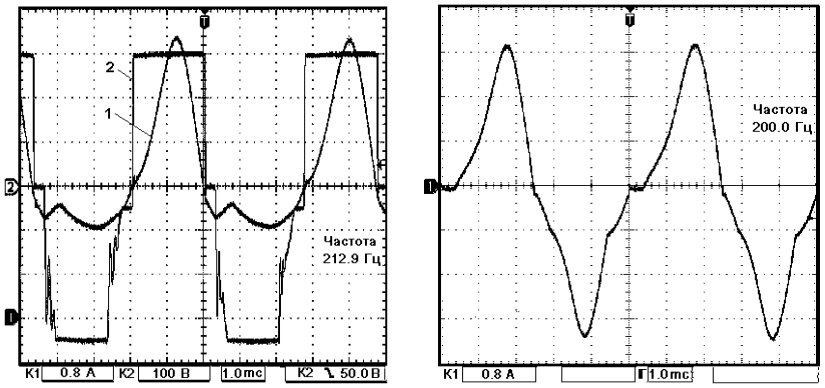


Рис. 12

Осциллограммы фазного тока (кривая 1, ДТ1) и напряжения на фазной обмотке (кривая 2), а также тока, снятого с помощью ДТ2, для режима с $n = 1500$ мин$^{-1}$ приведены на рис. 13, *а* и 13, *б* соответственно. Отметим, что диоды каждого плеча моста пропускают ток в течение значительной части полупериода (более 80%). Были также проведены тепловые испытания на непрерывную работу генератора в нормальных условиях (температура окружающей среды 21 – 22°С) при частоте вращения $n = 1500$ мин$^{-1}$. За четыре часа работы перегрев наружного корпуса ИМ составил 42°С.

Анализ результатов испытаний позволяет сделать вывод, что ИМ с совмещёнными катушечными обмотками может отдавать в генераторном режиме требуемую мощность при работе на выпрямительную нагрузку с

высоким использованием диодов. Следовательно, ИМ с совмещёнными обмотками якоря и возбуждения могут применяться не только в управляемом электроприводе, но и в автономных системах электроснабжения (корабли, железнодорожный и автомобильный транспорт). Возможна также их совместная работа в системе «генератор-инвертор-двигатель».



а) *б*)

Рис. 13

Статические преобразователи для питания вентильно-индукторных электроприводов

Для управления вентильно-индукторными двигателями вспомогательных корабельных электроприводов разработаны блоки управления, состоящие из *DC/DC*-преобразователя и выходного инвертора (рис. 14). Такой подход к построению силовой схемы вызван тем, что источник питания изначально является нестабилизированным по уровню и не подходит для питания инвертора напрямую.

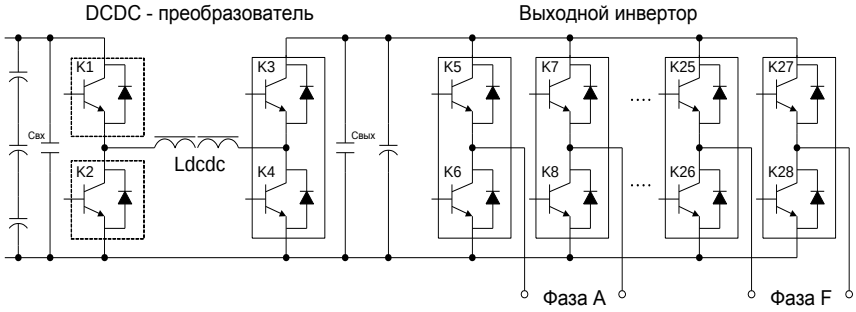


Рис. 14

Если требуется понизить входное напряжение, то ключ *VT*2 находится в закрытом состоянии, а ключ *VT*1 управляется от микропроцессорной системы управления методами ШИМ. При необходимости повышения входного напряжения ключ *VT*1 переходит в открытое состояние, ключ *VT*2 начинает открываться на определенное время на периоде ШИМ. Достигая компромисса между величиной динамических потерь и требованиям по виброшумовым характеристикам, частота ШИМ выбирается обычно равной 20 кГц.

Выходной инвертор служит для коммутации приложенного напряжения по фазам по определенному алгоритму и выполняет функции токоограничения в фазах, пока скорость двигателя мала, или если скорость предполагается таким образом регулировать.

Двигатель управляется в режиме автокоммутации с параметрами углов, определяемых в функции текущей скорости. Скорость регулируется изменением частоты коммутации ключей инвертора и напряжения, прикладываемого к фазам двигателя. Значение напряжения вычисляется интерполятором кривой напряжения в функции скорости и ПИ-регулятором скорости. Плавность переходных процессов при изменении задания скорости обеспечивает линейный задатчик интенсивности. Благодаря такой структуре программного управления и возможности настройки параметров регулирования с пульта управления, стала возможной унификация программного обеспечения для всего ряда выпускаемых приводов.

Представителями филиала ФГУП ПКП «Ирис» с участием «НПФ Вектор» и НПП «Цикл+» разработана и создана силовая часть преобразователя и контроллер МК11.3 на базе процессора *TMS*320*LF*2407*A* фирмы «Texas Instruments». На базе микроконтроллеров МК11.3 возможно построение как разомкнутых, так и замкнутых систем регулирования момента, скорости и положения с прямой цифровой обработкой сигналов датчиков положения и скорости различных типов: импульсных фотоэлектрических, индуктивных, на элементах Холла и др., с числом каналов от трех до шести как с дифференциальными так и с недифференциальными выходами.

В электроприводах мощностью более 100 кВт регулятор напряжения приводит к большим потерям мощности в этом звене. Мощность потерь зависит прямо пропорционально от частоты переключений (динамические потери) и от величины коммутируемого тока (статические потери). Это заставляет принимать усиленные меры по отводу тепла, вплоть до применения принудительного водяного охлаждения. Кроме того, электромагнитные процессы, происходящие при коммутации токов порядка 500 А на высоких частотах, повышают требования к конструированию силовых шин и снабберных цепей.

Указанные недостатки «амплитудного» регулирования приводят к необходимости применения в вентильно-индукторных электроприводах большой мощности «фазового» регулирования момента путём изменения фазы подачи импульса напряжения, изменения его длительности, а также изменения паузы между положительным и отрицательным импульсами. При этом должно быть обеспечено оптимальное сочетание параметров фазового управления, обеспечивающее максимум момента и минимум его пульсаций при сохранении высокого КПД. Возможен также вариант комбинированного управления с использованием на малых мощностях регулятора напряжения.

При построении силовой части преобразователя для ВИП-500 было учтено, что создаваемый стенд в перспективе должен обеспечивать возможность испытания машин мощностью до 13 МВт. Выбранный девятифазный вариант ВИМ определил число необходимых инверторов и мощность каждого из них. Питание каждой фазы осуществляется от индивидуального преобразователя, собранного на элементах *FZ*3600*R*17*KE*3 фирмы EUPEC на ток 3600 А и напряжение 1700 В. Взаимосвязь между преобразователями отдельных фаз и центральным контроллером осуществляется по CAN-интерфейсу. Конструктивно девять независимых идентичных инверторов размещены в пяти шкафах (по два инвертора в шкафу), имеющих водяную систему охлаждения силовых модулей (рис. 15).

Управление многофазным преобразователем от одного микроконтроллера становится нерациональным по причине ограниченного числа специализированных дискретных выводов, технических сложностей обеспечения передачи дискретных управляющих сигналов на достаточно большие расстояния в условиях повышенного уровня электромагнитных помех, ограничений по процессорной мощности при организации на одном процессоре многозадачного режима реального времени с большим числом процедур одного и того же приоритета высокого уровня. Радикальным решением указанных проблем является переход к многопроцессорной распределенной трехуровневой системе управления (рис. 16).

Для реализации систем контроля и управления нижнего уровня – уровня датчиков и исполнительных устройств был разработан ряд плат, ядром которых является контроллер *PIC*18*F*458, обладающий расширенной периферией и позволяющий выполнять большое количество задач вспомогательного характера.

Контроллер локального уровня управления обеспечивает автономное управление фазой двигателя за счет обмена информацией с элементами нижнего уровня и замыкания локальных контуров регулирования. Контроллер верхнего уровня управления осуществляет функции общего управления системой, среди которых выдача задающих воздействий ло-

кальным контроллерам, связь с оператором и ПК верхнего уровня управления, оптимизация режима работы ВИП, самодиагностика системы и т.д. Контроллеры верхнего и локального уровней реализованы на базе микроконтроллера *TMS*320*LF*2407*A* фирмы «Texas Instruments».

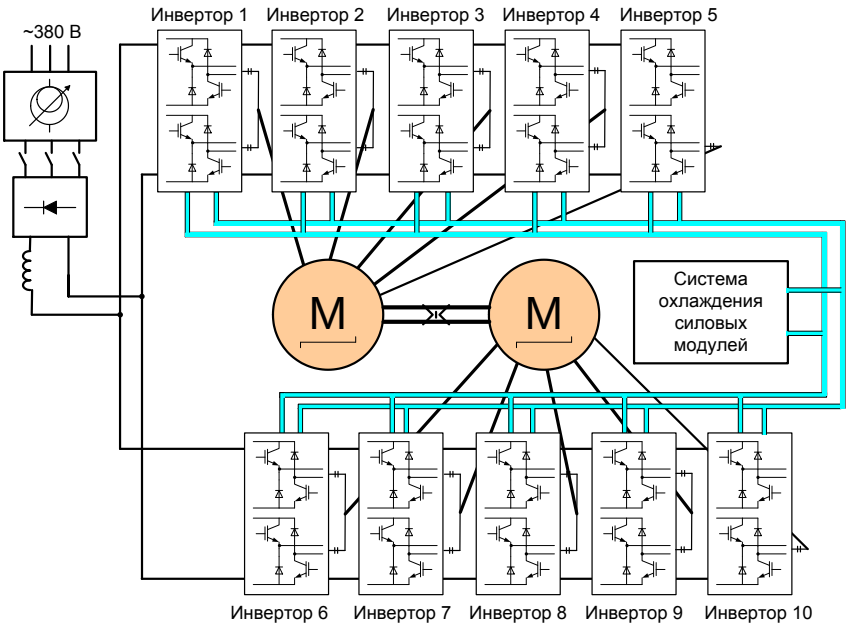


Рис. 15

Большинство потребителей электрической энергии на автономных объектах, таких как морские и воздушные суда, электроподвижной состав имеют другой диапазон входного напряжения и род тока, нежели существующая бортовая сеть. Так, например, в качестве конечных потребителей электрической энергии могут использоваться приборы и устройства, предназначенные для питания от промышленной сети переменного тока, а в качестве питающей сети – сеть постоянного тока с аккумуляторной батареей. В подавляющем большинстве случаев бортовая сеть имеет значительный диапазон отклонения напряжения и частоты, перенапряжения и провалы, возникающие при работе мощных приемников и отключения токов короткого замыкания и т.д. Поэтому на борту этих объектов необходимо создание локальных сетей с требуемым видом и качеством напряжения с помощью установки преобразовательных устройств.

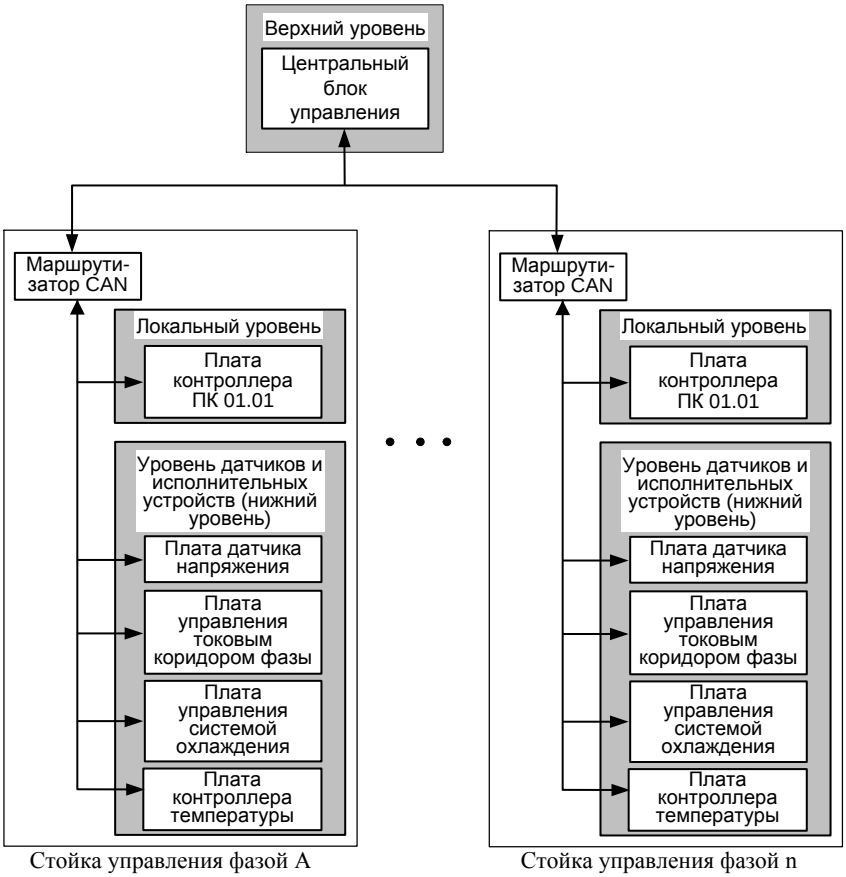


Рис. 16

На базе технических решений, использованных при создании преобразователей для ВИП, разработан норморяд статических преобразователей мощностью до 50 кВт для питания различных нагрузок. Унификация используемых во всех случаях схемных, аппаратных и программных средств облегчает эксплуатацию электрооборудования ПЛ.

В.Н. Остриров, В.Ф. Козаченко, А.М. Русаков
Московский энергетический институт (ТУ)

НОВОЕ НАПРАВЛЕНИЕ В ПРИВОДЕ – МОЩНЫЙ МНОГОСЕКЦИОННЫЙ ВЕНТИЛЬНО-ИНДУКТОРНЫЙ ЭЛЕКТРОПРИВОД С ВЕКТОРНЫМ УПРАВЛЕНИЕМ

Пути развития современного электропривода

Современный этап развития электропривода характеризуется активным использованием последних достижений в силовой и управляющей электронике, в частности, массовым применением в силовой части электронных преобразователей IGBT-модулей, в том числе интеллектуальных, а в системе управления – специализированных микроконтроллеров с периферией, специально адаптированной для эффективного управления двигателями и преобразователями энергии. В новых разработках окончательно победила концепция перехода от аналоговых систем управления к цифровым с прямым процессорным управлением всеми силовыми ключами преобразователя и прямыми цифровым интерфейсом с различными типами датчиков, используемых в приводе: тока, напряжения, скорости, положения и т.п.

Рост требований к приводу по диапазону регулирования скорости, быстродействию, набору функциональных возможностей для обеспечения безаварийной и надежной эксплуатации, по качеству интерфейса с оператором и с системами управления более высокого уровня привел к необходимости использования более сложных алгоритмов управления, таких как векторное и бездатчиковое векторное и, в конечном счете, к необходимости применения более производительной элементной базы – специализированных сигнальных микроконтроллеров, архитектура и система команд которых максимально приспособлены для решения задач цифровой фильтрации, программной реализации регуляторов, наблюдателей, выполнения сложных координатных преобразований.

Мощный арсенал средств современной силовой и управляющей электроники позволил зарубежным и отечественным производителям разработать и освоить в серийном производстве качественные комплектные привода на базе традиционных типов электрических машин – асинхронных и синхронных. Так, частотно-регулируемые привода с асинхронными двигателями последние несколько лет массово применяются в целях энерго- и ресурсосбережения на центральных тепловых пунктах ЖКХ, на водоканалах, на электростанциях. Они служат хорошей основой для комплексной автоматизации многих видов производств – от металлургической промышленности до текстильной.

Большинство научных и технических вопросов, связанных с частотно-регулируемым асинхронным и синхронным приводами в настоящее время решены. Взоры разработчиков во всем мире, да и в России, обратились к нетрадиционным типам привода на базе бесколлекторных двигателей постоянного тока. Такие привода часто называют вентильными – в том смысле, что исполнительные двигатели вместо механического коллектора имеют электронный коммутатор.

Наиболее изученным и уже прошедшим стадию промышленного освоения, вплоть до комплектных электроприводов, является сегодня вентильный привод на базе синхронной машины с постоянными магнитами на роторе. Практически используются две типовые структуры системы управления: вентильного двигателя с регулятором тока в звене постоянного тока и электронным коммутатором, обеспечивающая трапецеидальную форму фазного тока; структура векторного управления с синусоидальными токами в двигателе и отсутствием пульсаций момента. Известно, что этот тип привода имеет наилучшие энергетические показатели по сравнению с другими приводами переменного тока. К сожалению, пока еще высокая цена постоянных магнитов и ограничения по их использованию в жестких условиях эксплуатации, ограничивают сферу применения таких приводов в основном сервоприводами малой и средней мощности для станкостроения и робототехники.

Вторым перспективным направлением развития является вентильный привод на базе реактивных синхронных и индукторных двигателей.

Реактивная синхронная машина имеет пассивный ротор с различными проводимостями по продольной и поперечной оси. Для этого класса приводов разработаны системы векторного управления, аналогичные системам управления синхронными двигателями с постоянными магнитами. Развитие такого привода сдерживается только относительно сложной и нетехнологичной конструкцией ротора.

Индукторные двигатели, наоборот, имеют предельно простую и технологичную конструкцию – пассивный ферромагнитный зубчатый ротор и сосредоточенные фазные катушки на статоре. Это не откровение в электроприводе. С них почти два века назад начиналась история электрических машин и только отсутствие надежных силовых коммутационных устройств сдерживало развитие этого типа привода – индукторные двигатели не могут работать непосредственно от сети и требуют электронного коммутатора и процессорной системы управления. В настоящее время имеются все предпосылки для бурного развития этого типа привода, который обещает стать электроприводом XXI века.

Индукторные двигатели можно разделить на три типа – с самовозбуждением, когда на статоре имеется только обмотка якоря, требующая

однополярного питания, с возбуждением от постоянных магнитов и с независимым возбуждением – когда на статоре дополнительно к якорной обмотке устанавливается сосредоточенная катушка возбуждения.

Первый тип индукторных машин имеет наиболее простую и технологичную конструкцию и по западной терминологии называется двигателем с переменным магнитным сопротивлением (SRM). Система управления строится обычно с регулированием общего тока (или напряжения) в звене постоянного тока и электронным коммутатором, работающим в функции текущего положения ротора и текущей скорости. В настоящее время усилия разработчиков как за рубежом, так и в России сосредоточены главным образом на создании эффективных алгоритмов управления, обеспечивающих минимизацию пульсаций момента и связанных с этим вибраций и шумов. Сильные отечественные научные школы, занятые разработкой таких приводов, находятся в Москве (МЭИ) и в Новочеркасске (ЮРГТУ). Уже имеется опыт мелко-серийного производства подобных приводов, главным образом в диапазоне малых и средних мощностей (до 50 кВт). При переходе на большие мощности двигатель выполняется многофазным (с числом фаз до нескольких десятков) и отдельными электронными коммутаторами, управляющими группами фаз по общему датчику положения ротора.

Второй тип индукторных машин с возбуждением от постоянных магнитов применяется, главным образом, в сервоприводах: приводах станков, роботов, где особое значение имеют высокие ускорения и точность позиционирования.

Третий тип индукторных машин отличается тем, что дополнительно к обмотке якоря на статоре размещается обмотка возбуждения. Ротор попрежнему ферромагнитный, пассивный. Обмотка статора может быть выполнена трехфазной или из нескольких трехфазных секций, каждая из которых подключена к обычному мостовому реверсивному инвертору. В последнем случае двигатель называется многосекционным. Разработана специальная методика проектирования таких двигателей, которая исключает электромагнитные связи между секциями, делая по существу многосекционный двигатель совокупностью нескольких отдельных машин, работающих на общий вал. Это направление развивается московской научной школой, в состав которой входят авторы настоящей статьи.

Использование обычных трехфазных обмоток с разнополярным питанием является важнейшим преимуществом, так как позволяет применять в силовой части привода наиболее надежные и дешевые мостовые инверторы напряжения, давно отработанные в частотно-регулируемых асинхронных приводах. Наличие дополнительного канала возбуждения (до 1% мощности) позволяет обеспечить весь спектр механических характе-

ристик бесколлекторного двигателя постоянного тока: «независимого» возбуждения, «последовательного» возбуждения, «смешанного» возбуждения, что является чрезвычайно привлекательным для тяговых приводов (метро, троллейбус, трамвай, локомотивы и т.п.). Кроме того, появляется возможность регулирования скорости в зоне выше основной скорости за счет ослабления поля, что ведет к существенному уменьшению установленной мощности оборудования.

Проведенные авторами статьи исследования, позволили разработать для машин этого класса структуры векторного четырехквадрантного управления скоростью и моментом, в том числе в зоне ослабления поля. Достигнуты диапазоны регулирования по скорости до 10000:1 и моменту до 100:1, близкие к лучшим показателям современных цифровых электроприводов.

Новый тип привода особенно перспективен для мощных систем (до 1 МВт и выше), где обязательным условием является наличие многократного резервирования. Достичь этого можно, подключив каждую секцию статора к своему собственному преобразователю частоты со своей собственной системой векторного управления, ведомой общим датчиком положения ротора (рис. 1).

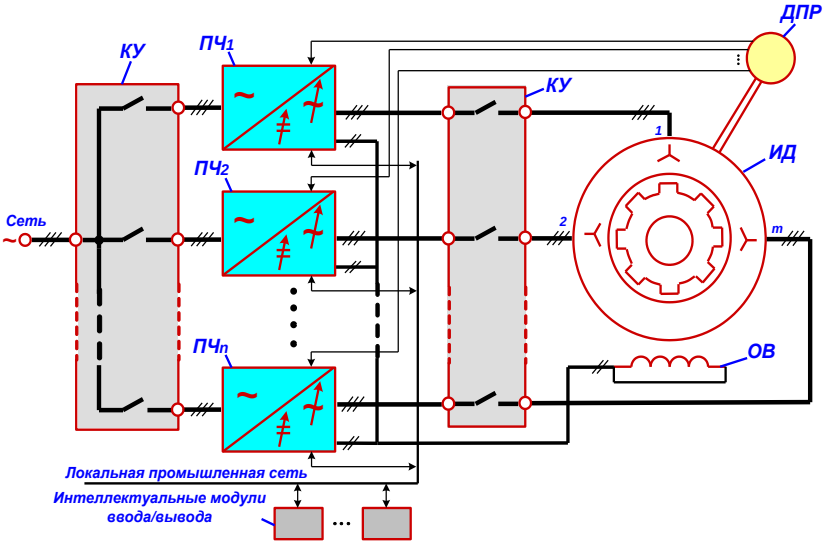


Рис. 1. Функциональная схема индукторного многосекционного привода

Автономная работа секций с суммированием электромагнитных моментов на общем валу машины и возможность безударного включе-

ния/отключения любой секции обеспечивают повышенную надежность привода. Общая обмотка возбуждения получает питание от возбудителей, встроенных в преобразователи частоты секций, по принципу «генерация части заданного тока возбуждения от каждого из возбудителей». Отказ любого из возбудителей не скажется на работе привода – остальные возбудители автоматически увеличат свою долю тока возбуждения.
Разбивка на секции двигателя и преобразователя позволяет реализовать привод на низковольтной элементной базе (до 1000 В), что не только уменьшает стоимость по сравнению с мощными высоковольтными двигателями и преобразователями (более чем на 30%), но и значительно упрощает и удешевляет обслуживание оборудования.

Опыт создания мощного вентильно-индукторного привода для районных тепловых станций

Одной из наиболее сложных задач современного ЖКХ является задача обеспечения надежной подачи возвращаемой из жилых домов горячей воды в котлы для подогрева (мощности насосов 630 кВт и 1,25 МВт). Обычно она решается с использованием нерегулируемых высоковольтных асинхронных двигателей и соответствующей запорной арматуры, или частотно-регулируемых высоковольтных асинхронных двигателей. Первое решение энергетически неэффективно, а второе – дорого и обеспечивает не все требования эксплуатации: при возможных отключениях питания, даже при срабатывании автоматики включения резерва (АВР), за время отсутствия питания высоковольтный преобразователь отключает двигатель. После восстановления питания подхват «на лету» проблематичен и перезапуск производится, как правило, после полного выбега двигателя. Такая ситуация может привести к «гашению» котла и даже к аварии на станции.

Предлагаемое решение (рис. 2, 3) базируется на использовании 4-секционного вентильно-индукторного двигателя мощностью 630 кВт (часовая мощность 840 кВт), две секции которого получают питание от одного фидера, а две – от другого. Вероятность одновременного отключения питания по двум фидерам чрезвычайно мала. Если питание пропадает на одном из фидеров, то на время срабатывания АВР (несколько секунд) под напряжением остаются две секции машины из четырех. Они кратковременно берут на себя всю нагрузку, – значительная просадка скорости исключается. При восстановлении питания или при переходе на другой фидер обе отключенные секции вновь включаются в работу – «на лету» без каких-либо ударных токов и моментов.

В создании комплектного электропривода для подобного класса задач по заказу ОАО «МОЭК» принимали участие несколько фирм:

ООО «Центртехкомплект» – генподрядчик, создание проекта модернизации сетевого насоса и РЭУ-0,4 кВ, шеф-монтаж, привязка к объекту, разработка АСУ верхнего уровня управления приводом на РТС, сопровождение производства ПЧ и станции управления в ООО «Энергосбережение» (г. Пущино), МЭИ (ТУ) – проектирование многосекционного вентильно-индукторного двигателя; ООО «НПП Цикл+» – проектирование преобразователя частоты и рабочей станции; ООО «НПФ Вектор» – проектирование системы управления и программного обеспечения; Сафоновский электромеханический завод (концерн РУСЭЛПРОМ) – изготовление двигателя.

Комплектный привод состоит из четырех одинаковых преобразователей частоты (рис. 2), которые с помощью релейно-контакторного оборудования рабочих станций, расположенных между преобразователями секций, могут подключаться с одной стороны – к входной сети, а с другой – к одной из трехфазных обмоток (секций) вентильно-индукторного двигателя (рис. 3). Упрощенная структурная схема комплектного электропривода представлена на рис. 4. При отключении с обеих сторон неисправный ПЧ секции может быть выведен в ремонт без отключения остальных ПЧ.

Рис. 2. Комплектный привод для управления 4–секционными ВИД

Рис. 3. Вентильно-индукторный двигатель 630 кВт на испытательном стенде

Система управления комплектного электропривода построена как мультимикропроцессорная, в ее состав входят:

- Четыре контроллера секций МК17.1 (рис. 5) на базе мощного сигнального специализированного процессора TMS320F2810. Обеспечивают векторное управление моментом и скоростью в каждой из четырех элементарных машин.
- Четыре модуля дискретного ввода/вывода МДВВ для сопряжения с оборудованием рабочей станции. Управляются секционными контроллерами.
- Четыре интеллектуальных пульта оперативного управления с графическими дисплеями и клавиатурой для отображения текущего состояния комплектного привода и интерфейса с оператором.

Дополнительный периферийный контроллер (МК17.1) для тактирования абсолютного датчика положения ротора и ретрансляции кода положения по быстродействующему синхронному последовательному интерфейсу SPI (до 20 Мбит/с) в секционные и пультовые контроллеры. Он выполняет также функцию контроля теплового состояния двигателя.

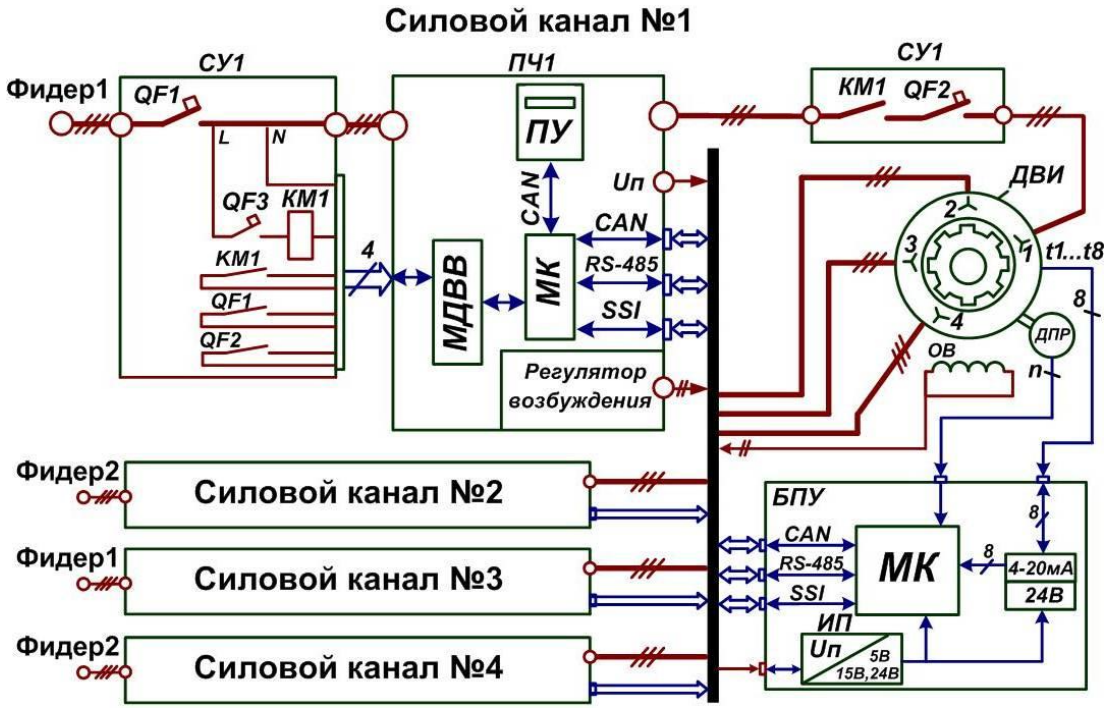


Рис. 4. Структура мощного вентильно-индукторного привода с резервированием

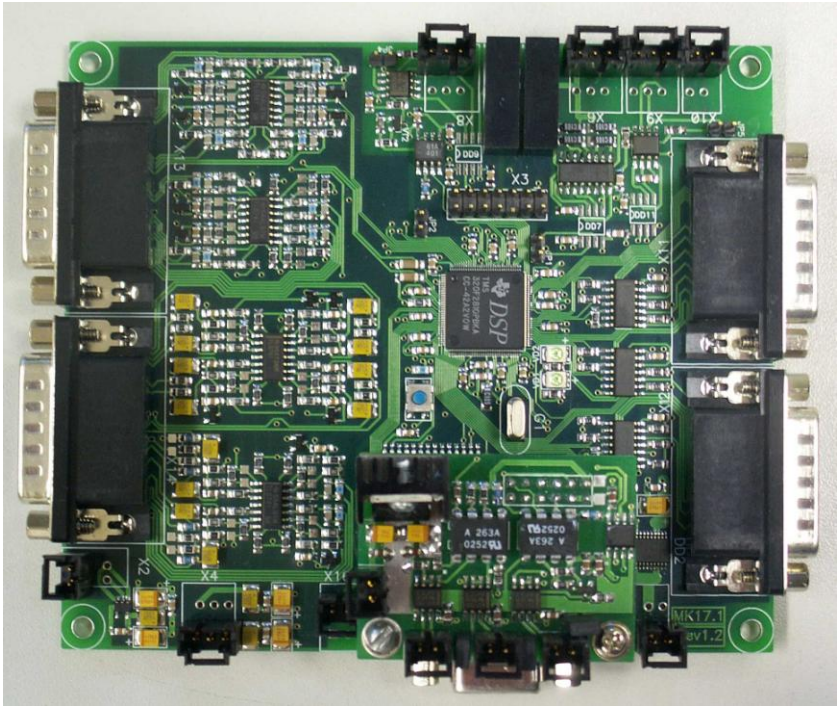


Рис. 5. Унифицированный контроллер МК17.1 на базе TMS320F2810

Все интеллектуальные контроллеры комплектного привода связаны между собой локальной промышленной шиной с расширенным протоколом высокого уровня CANopen и поддержкой обмена в реальном времени (время реакции не более 1 мс), а также шиной MODBUS (RS-485) для сопряжения с системой верхнего уровня управления. Все интерфейсы, в том числе с датчиком положения, гальванически развязаны и питаются от отдельных источников питания для обеспечения максимальной степени помехозащищенности в условиях промышленной эксплуатации.

Особенности системы управления:

1. Полноценное векторное управление скоростью и моментом в каждой секции преобразователя с формированием синусоидальных токов фаз и отсутствием пульсаций электромагнитного момента. Суммирование моментов секций на общем валу машины.
2. Контур скорости – статический для автоматического выравнивания нагрузок между параллельно работающими секциями.
3. Внешний контур – регулирования давления астатический, обеспечивается системой верхнего уровня управления.

4. Мультимастерность – любой из контроллеров секций, который получил команду оперативного управления (например, новое задание скорости) с пульта управления или с системы управления верхнего уровня, автоматически становится мастером и ретранслирует задание всем остальным секционным контроллерам.
5. Полная информация о состоянии всего комплектного электропривода (вектор состояния комплектного привода) в каждом из секционных и пультовых контроллеров для выдачи оператору или в систему верхнего уровня управления.
6. Автоматическая идентификация состояния всех узлов в сети, в том числе при отключениях питания. Автоматическое перераспределение заданий токов возбудителей в соответствии с фактическим числом работающих секций.
7. Использование высокоточного абсолютного датчика положения ротора двигателя – погрешность измерения электрического положения ротора двигателя не более 1%. Возможность удаленного расположения датчика на расстоянии до 20 м от преобразователя за счет минимизации фазовой задержки между сигналами на шине данных и тактирующими импульсами.
8. Автоидентификация положения ротора и скорости при включении в работу любой секции – безударный «подхват» на любой скорости.
9. Многократное резервирование по контуру возбуждения и пультам оперативного управления. Возможность настройки, конфигурирования и оперативного управления с любого пульта любой секцией и комплектным приводом в целом.
10. Нечувствительность привода к кратковременным провалам напряжения питания, которые часто возникают, например, при пусках мощных нерегулируемых приводов, подключенных к той же сети. Применение источника бесперебойного питания системы управления.
11. Полноценная реализация надежного промышленного протокола реального времени CANopen для связи между интеллектуальными устройствами системы управления. Возможность подключения к сети любых интеллектуальных датчиков (давления, температуры, расхода с выходом на шину CANopen).
12. Возможность доработки алгоритмов управления для перехода на перспективное бездатчиковое векторное управление.

Осенью 2006 г. завершены пусконаладочные работы и начата опытно-промышленная эксплуатация комплектного привода на районной тепловой станции «Коломенская» в г. Москве. Авторы статьи уверены, что новая отечественная разработка может успешно конкурировать с более

дорогими решениями на базе высоковольтных преобразователей частоты не только в ответственных системах коммунального хозяйства больших городов, но и в ряде других перспективных областей применения, в частности – в энергетике, в тяговых приводах тепловозов и электровозов, в приводах экскаваторов, мощных карьерных самосвалов и т.д. Начаты работы по проектированию комплектного привода мощностью 1,25 МВт для нужд коммунального хозяйства г. Москвы.

Литература

1. **Козаченко В.Ф., Анучин А.С., Жарков А.А., Дроздов А.В.** Цифровое векторное управление вентильно-индукторными двигателями с независимым возбуждением // Компоненты и технологии. 2004. № 8. С. 166–172.
2. **Козаченко В.Ф., Корпусов Д.В., Остриров В.Н., Русаков А.М.** Электропривод на базе вентильных индукторных машин с электромагнитным возбуждением // Электронные компоненты. 2005. № 6. С. 60–64.
3. **Козаченко В.Ф., Остриров В.Н., Русаков А.М., Корпусов Д.Е.** Электропривод на основе индукторного двигателя с электромагнитным возбуждением: Проблемы автоматизированного электропривода. Теория и практика // Вестник Национального технического университета «Харьковский политехнический институт». Харьков: НТУ «ХПИ», 2005. № 45. С. 525–526.
4. **Козаченко В.Ф., Жарков А.А., Дроздов А.В.** Мультимикропроцессорная система управления многосекционных вентильно-индукторным электроприводом // Труды XI Международной конференции: Электромеханика, электротехнологии, электротехнические материалы и компоненты. г. Алушта, 2006. С. 56–57.