

На правах рукописи

КРАСОВСКИЙ Александр Борисович

ИМИТАЦИОННЫЕ МОДЕЛИ В ТЕОРИИ И ПРАКТИКЕ ВЕНТИЛЬНО-
ИНДУКТОРНОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА

Специальность 05.09.03 - Электротехнические комплексы и системы

Автореферат
диссертации на соискание ученой степени
доктора технических наук



Москва 2004

Работа выполнена на кафедре «Электротехника и промышленная электроника» Московского государственного технического университета им. Н.Э. Баумана

Официальные оппоненты: доктор технических наук, профессор
Ильинский Николай Федотович

доктор технических наук, профессор
Онищенко Георгий Борисович

доктор технических наук, профессор
Саликов Леонид Михайлович

Ведущая организация - Институт проблем управления
им. В.А. Трапезникова РАН

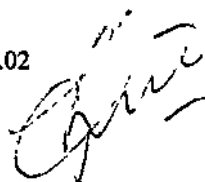
Защита диссертации состоится «16» апреля 2004 года
в 14 час. 00 мин в ауд. М-611 на заседании диссертационного совета
Д 212.157.02 при Московском энергетическом институте (техническом
университете) по адресу: 111250, Москва, ул. Красноказарменная, д. 13.

Отзывы на автореферат (в двух экземплярах, заверенных печатью)
просим направлять по адресу: 111250, г. Москва, ул. Красноказарменная,
д. 14, Ученый Совет МЭИ (ТУ).

С диссертацией можно ознакомиться в библиотеке МЭИ (ТУ).

Автореферат разослан «4» марта 2004 г.

Ученый секретарь
диссертационного совета Д 212.157.02
канд. техн. наук, доцент

 Цырук С.А.

ОБЩАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА РАБОТЫ

Актуальность темы. Вентильно - индукторный электропривод (ВИЛ) является одной из наиболее бурно развивающихся областей современной электромеханики. Интенсивные разработки ВИЛ, за которым в англоязычной литературе закрепилось название - Switched Reluctance Drive (SRD), ведутся на протяжении двух последних десятилетий практически во всех промышленно развитых странах мира (Германия, Великобритания, Швеция, Италия, США, Австралия, Япония и др.).

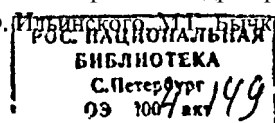
Наиболее существенные преимущества ВИЛ по сравнению с традиционными электроприводами обусловлены предельной простотой, надежностью и высокой технологичностью электрической машины (ВИМ), на базе которой он выполняется. При соответствующем дизайне и управлении ВИМ обладает высокой эффективностью преобразования энергии. По массогабаритным и энергетическим характеристикам ВИЛ не уступает широко применяемому частотно-регулируемому асинхронному электроприводу и превосходит его по технологичности, ремонтпригодности и т.п.

Из широко известных типов электроприводов наиболее близким к ВИЛ по конструкции двигателя и структуре управления является шаговый электропривод (ШЭП). Более того, ВИЛ можно считать его продолжением и развитием в силовом варианте. Благодаря трудам Б.А. Ивоботенко, В.П. Рубцова, В.А. Ратмирова, А.А. Сазонова и др. удалось преодолеть многие специфические для ШЭП проблемы и распространить на него большинство методов анализа и синтеза, характерных для классической теории электропривода.

Однако между ШЭП и ВИЛ имеются принципиальные отличия. ШЭП является приборным приводом. Он создавался, в первую очередь, для преобразования информации, представленной в виде числа или кода на входе в пропорциональное ему перемещение. Поэтому в ШЭП в основном стремятся к получению высокой точности отработки заданных перемещений, а энергетические показатели в силу относительно небольших мощностей обычно имеют второстепенное значение.

Основное назначение ВИЛ - преобразование энергии. Поэтому для ВИЛ энергетические показатели являются одними из важнейших. Это потребовало различных подходов к их проектированию в части выбора электромагнитных нагрузок, алгоритмов управления и т.д. В результате большинство традиционных методов исследования электроприводов для ВИЛ оказались неприемлемыми.

Наиболее существенный вклад в исследование SRD внесли такие зарубежные ученые, как P.J. Lawrenson, T.G.E Miller, J.M. Stephenson и др. Среди российских ученых следует выделить работы Н.Ф. Ильинского, М.Л. Брыкова,



В.А. Кузнецова, Д.А. Бута, Л.Ф. Коломейцева, С.А. Пахомина, В.В. Жуловьяна и др.

К настоящему времени решены первоочередные задачи: обоснован функциональный состав привода и сформулированы требования к его элементам; проанализированы физические особенности функционирования ВИМ при представлении ее различными математическими моделями; намечены и частично реализованы подходы к формированию алгоритмов управления.

Основным итогом этого этапа развития ВИП явилось определение сферы его наиболее предпочтительного применения. Это, прежде всего, массовые промышленные агрегаты (насосы, вентиляторы, конвейеры и т.п.) при переходе в них к регулируемому электроприводу. Доказана также перспективность применения ВИП в бытовой технике, в транспортных средствах и в ряде специальных применений.

Тем не менее, несмотря на признанные практически всеми специалистами достоинства и, безусловно, положительный опыт первого практического применения этого привода, массового распространения он еще не получил.

Причина этого состоит в том, что потенциально присущие ВИП достоинства реализуются только при соответствующих алгоритмах управления. При этом специфика ВИП предполагает использование отличных от традиционных для классических систем электропривода инструментов для их разработки. Поэтому наличие методов и средств исследования, хорошо приспособленных для решения задач анализа и синтеза и адекватно воспроизводящих реальные процессы в приводе, для ВИП имеет особое значение.

Достижения вычислительной техники в последние годы расширили роль математического моделирования при исследовании сложных систем. Наряду с установлением количественных соотношений между параметрами системы и управления, появилась возможность воспроизведения процесса ее функционирования во времени с имитацией элементарных явлений, составляющих исследуемый процесс, их логической структуры и последовательности. Такие модели в теории моделирования названы имитационными.

Развитие этого направления моделирования связано с именами таких ученых, как R. E. Shannon, A. Alan V. Pritsker, Б.Л. Советов, В.Н. Четвериков и др. Имитационные модели, позволяющие достаточно просто учитывать наличие дискретных и непрерывных элементов, их нелинейные характеристики и т.п., наиболее полно подходят для исследования ВИП и позволяют исследовать его во всей полноте.

В связи с изложенным тема, связанная с совершенствованием методов создания и средств исследования вентильно-индукторного электропривода на базе современных компьютерных технологий, ориентированных на определе-

ние основных функциональных связей в электроприводе и на поиск адекватных оптимальных параметров и алгоритмов управления, весьма актуальна.

Работа выполнялась в рамках международного проекта по распоряжению Минпромнауки Российской Федерации №1896 от 10 октября 2000г. «Синхронные приводы с цифровым векторным управлением для мехатронных модулей и узлов», государственного контракта с Министерством науки и технологий Российской Федерации на 2000г. №301-8(00)-П от 14 января 2000г. «Электропривод XXI века», а также гранта Министерства Образования Российской Федерации на фундаментальные исследования в области энергетики и электротехники №58Гр-98.

Цель работы - развитие методологии исследования нового, перспективного вентильно-индукторного электропривода с широким использованием имитационного моделирования и совершенствование на этой основе его теории и алгоритмов управления для повышения его конкурентоспособности в промышленности, на транспорте, в быту.

Для достижения этой цели решены следующие задачи:

- разработка новой для ВИП исследовательской базы - обоснование принципов построения и реализация имитационных моделей основных режимов работы ВИП с проверкой их адекватности реальным процессам в приводе;
- разработка алгоритмов управления ВИП, обеспечивающих максимальное использование энергетических и регулировочных возможностей электропривода при различных ограничениях на его параметры;
- обоснование условий полного и частичного устранения пульсаций электромагнитного момента ВИМ и разработка на этой основе точных и приближенных алгоритмов управления ВИП.
- определение основных причин аномальных режимов в ВИП из-за специфики параметров и алгоритмов управления, определение зоны допустимых значений параметров привода и управления для их исключения.

Методы исследований. При решении поставленных в диссертационной работе задач использованы базовые положения теории автоматизированного электропривода, электрических машин, теоретические и практические аспекты компьютерного моделирования сложных динамических систем.

Предложенные в диссертационной работе выводы основаны на проводимых автором в течение последних пяти лет теоретических и экспериментальных исследованиях ВИП, а также на протяжении более двадцати лет его прототипа - ШЭП. Основная часть экспериментальных исследований выполнена на аппаратуре и образцах ВИП кафедры Автоматизированного электропривода МЭИ. Обоснованность и достоверность научных положений, выво-

дов и рекомендаций подтверждается сопоставлением теоретических и экспериментальных результатов.

Новые научные положения, выносимые на защиту

1. Метод расчетно-экспериментального исследования ВИЛ с использованием имитационных моделей, наиболее полно учитывающий его специфику и ориентированный на решение широкого круга задач по определению рациональных алгоритмов управления, оптимизации параметров на стадии проектирования, организации генераторного режима работы и т.п.

2. Базовые имитационные модели ВИЛ при управлении вентильно-индукторной машиной от датчика положения ротора и в бездатчиковом варианте управления, построенные на аналитических и экспериментальных зависимостях между физическими переменными, обеспечивающие гибкую адаптацию к решаемым задачам.

3. Алгоритмы управления ВИЛ, наиболее полно отвечающие протекающим в нем процессам и обеспечивающие максимальное использование энергетических и регулировочных возможностей электропривода при различных ограничениях на его параметры.

4. Точные и приближенные методы и алгоритмы снижения пульсаций электромагнитного момента вентильно-индукторной машины в разомкнутой и замкнутой структуре управления, основанные на согласованном изменении напряжений и токов коммутируемых фаз на интервале коммутации.

5. Условия возникновения аномальных режимов при управлении вентильно-индукторной машиной от датчика положения ротора и в бездатчиковом варианте ВИЛ из-за специфики параметров и алгоритмов управления и способы их предотвращения.

6. Определение зоны допустимых значений параметров ВИЛ при бездатчиковом управлении для исключения их критических сочетаний, ограничивающих сферу применения этого способа управления.

Практическая ценность работы. Созданы универсальные программные средства для сопровождения разработки, исследования и эксплуатации нового эффективного вентильно-индукторного электропривода и расширения областей его применения. Разработан современный удобный инструмент для поиска и реализации рациональных алгоритмов управления. На этой основе выработаны рекомендации по методам управления ВИЛ, обеспечивающим получение максимальной мощности, снижение пульсаций момента и исключение аномальных режимов, использованные при выполнении госзаказа на разработку нового типа электропривода.

Реализация результатов. Результаты, содержащиеся в диссертации, использованы при создании на Ярославском электромашиностроительном за-

воде (ЯЭМЗ) базовых образцов ВИП для: насосных установок (15 кВт, 3000 об/мин и 7,5 кВт, 3000 об/мин); бытовой техники (0,5 кВт, 3000 об/мин); малых транспортных средств (160 Вт, 160 об/мин). Разработки автора и созданные с их использованием на ЯЭМЗ прототипы промышленных вентильно-индукторных электроприводов способствуют производству новых эффективных электроприводов нового поколения.

Апробация работы.

Основные положения диссертационной работы докладывались и неоднократно обсуждались на заседаниях кафедры Электротехники и промышленной электроники МГТУ им. Н.Э. Баумана в 1987-2003 г.г. и на заседании кафедры Автоматизированного электропривода МЭИ в 2003г. Результаты работы также докладывались на:

- II Международной конференции «Состояние разработки и перспективы применения вентильно-индукторных приводов в промышленности и на транспорте», Россия, Москва, 2001г.
- IV Международной конференции "Электротехника, электромеханика и электротехнология", Россия, Москва, 2000г.;
- Юбилейной научно-технической конференции, посвященной 170-летию МГТУ им. Н.Э. Баумана, Москва, МГТУ, 2000г.
- XXXVII конференции РУДН "Теория и практика инженерных исследований, Москва, РУДН, 2002г.";
- XXXVI конференции РУДН "Проблемы теории и практики инженерных исследований, Москва, РУДН, 2000г.";
- Юбилейной научно-технической конференции, посвященной 165-летию МГТУ им. Н.Э. Баумана, Москва, МГТУ, 1995г.
- II Международной конференции "Актуальные проблемы фундаментальных наук" Москва, МГТУ 1994г.
- I Международной конференции "Актуальные проблемы фундаментальных наук" Москва, МГТУ 1991г.
- Отраслевом семинаре НИАТ «Автоматизация и механизация производства на базе промышленных роботов и манипуляторов, Москва, НИАТ, 1986г.
- Всесоюзной научно-технической конференции по применению преобразовательной техники в электроприводе, Тольятти, 1984г.
- III Всесоюзной конференции "Роботы и робототехнические системы", Челябинск, 1983г.

Структура работы. Диссертация состоит из введения, шести глав, заключения, списка литературы и приложения. Работа изложена на 317 страницах ос-

нового текста, содержит 164 рисунка и 5 таблиц. Список литературы включает 147 наименований.

СОДЕРЖАНИЕ РАБОТЫ

Введение содержит обоснование актуальности темы диссертационной работы, ее научной и практической значимости. Здесь же представлены цели и задачи работы, а также основные научные положения, выносимые на защиту.

В первой главе рассматривается современное состояние теории и практики ВИЛ. Отмечается, что в связи со значительными успехами силовой и информационной электроники за последние годы в сфере электропривода произошли качественные изменения. Как результат, повсеместно наблюдается увеличение доли регулируемых приводов и их распространение на массовые агрегаты, где традиционно использовались нерегулируемые электроприводы. Одним из наиболее перспективных для таких применений является вентильно-индукторный электропривод (ВИЛ).

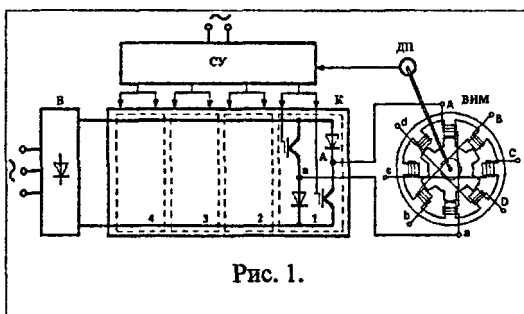


Рис. 1.

ВИЛ состоит из традиционных для любого регулируемого электропривода элементов (рис. 1). Он содержит помимо индукторной машины ВИМ коммутатор К, подключенный к сети через выпрямитель В, систему управления СУ и датчик положения ротора ДП.

Основное отличие ВИЛ - в конструкции машины. Она имеет явнополюсный статор с сосредоточенными фазными обмотками и пассивный явнополюсный ротор. Число полюсов ротора N_r отличается от числа полюсов статора N_s (на рис. 1 $N_r=6, N_s=8$). Как правило, фазные катушки располагаются на диаметрально расположенных полюсах статора, поэтому число фаз обмотки в ВИМ $m=N_r/2$.

В основе работы ВИЛ лежит хорошо известное явление, состоящее в стремлении ферромагнитного материала, помещенного в магнитное поле, переместиться в положение с максимальной его интенсивностью. При возбуждении каких-либо полюсов статора ВИМ к ним притягиваются ближайшие полюса ротора. В результате ротор перемещается в согласованное положение (совпадение осей зубцов статора и ротора). Однако при согласованном положении ротора для одной фазы следующая фаза оказывается в рассогласован-

ном положении и подготовленной к включению. Последовательное переключение фазных катушек статора коммутатором К в определенных угловых положениях ротора по командам ДП обеспечивает непрерывное образование вращающего момента, т.е. однонаправленное вращение ротора.

Подчеркнуто, что наиболее близким по структуре и принципу действия к ВИП является хорошо известный в приборных применениях шаговый электропривод (ШЭП). Тем не менее, между ними имеется ряд принципиальных отличий, как в элементной базе, так и в подходах к их анализу и синтезу. В этой главе анализируются общие и отличительные черты ВИП и ШЭП.

Элементная база. Этап наибольшей интенсивности работ по ШЭП пришелся на 60-ые - 80-ые годы прошлого века. Особенно в начале этого периода из-за ограниченных возможностей средств управления при достижении требуемых показателей ШЭП важная роль отводилась поиску наилучшего конструктивного решения шаговых двигателей (ШД) в зависимости от особенностей решаемых задач. Это породило большое многообразие вариантов ШД.

Развитие теории ШЭП и совершенствование средств управления открыло возможности упрощения и унификации конструкции ШД. Наиболее приспособленными для этого оказались ШД индукторного типа с возбуждением от постоянных магнитов. На этой элементной базе создан модульный принцип построения ШД, при котором все конструктивное их многообразие определяется только различием в траектории движения в пространстве подвижной части.

Важнейшей отличительной чертой ШД индукторного типа является многополюсность магнитной системы и работа при незначительном насыщении. Общей чертой ТНД является возможность аппроксимации с приемлемой точностью электромагнитных связей в них гармоническими функциями. Насыщение при необходимости учитывается в уравнениях привода поправочными коэффициентами.

ВИМ в отличие от ТНД имеет значительно меньшее число полюсов. При этом для достижения удовлетворительных энергетических показателей электромагнитные нагрузки выбираются так, что в зоне их перекрытия имеет место сильное локальное насыщение. В пределах каждого цикла коммутации состояние магнитной системы ВИМ изменяется в широких пределах, а закон изменения магнитной проводимости воздушного зазора между статором и ротором далек от гармонического.

Различия в принципах построения и в схемных реализациях электронных коммутаторов в ШЭП и ВИП менее значительны. Они выполняются по одним и тем же принципам построения автономных инверторов напряжения

или тока. Однако, в схемном отношении инверторы в ВИЛ проще, так как для ВИМ характерно питание однополярными импульсами тока, а для ШД, как правило, разнополярными импульсами. Таким образом, если для ШЭП базовой можно считать мостовую схему силовой части инвертора, то для ВИЛ, соответственно, полумостовую - с меньшим в два раза числом силовых ключей и диодов. Кроме сокращения числа элементов, это, в частности, снимает характерную для реверсивных инверторов проблему сквозных токов.

В этом разделе диссертации приводится краткое описание предложенных автором оригинальных, защищенных авторскими свидетельствами-на изобретения, схем инверторов для ШЭП, отличающихся повышенной точностью формирования выходного тока, экономичностью и быстродействием. Решения, реализованные в них, в полном объеме применимы в ВИЛ и расширяют его функциональные возможности.

Режимы работы и алгоритмы управления. Все режимы работы ШЭП можно условно разделить на две группы - при синхронном вращении и при самокоммутации по сигналам ДП. Наиболее характерным для ШЭП является синхронное вращение. Повышение плавности движения и точности фиксации положения достигается увеличением электрических состояний ШД (электрическое дробление шага). Современные методы и алгоритмы управления ШЭП предполагают питание ШД от инвертора тока.

Самокоммутация ШД позволяет реализовать предельные по быстродействию и скоростному диапазону показатели ШЭП. В области высоких скоростей инвертор обычно работает в режиме источника напряжения и на свойствах ШЭП сказывается негативное влияние электромагнитной инерционности ШД. Для снижения ее влияния необходима упреждающая коммутация фаз ШД (регулирование угла коммутации). Приводится описание предложенных автором и защищенных авторскими свидетельствами способов автоматического регулирования угла коммутации ШД в замкнутой структуре управления, в том числе, с математической моделью в контуре управления?

Функциональная схема ВИЛ показана на рис. 2. С принципиальных позиций ВИЛ может работать и в разомкнутой структуре управления, однако характерным для него является режим самокоммутации. - Весь скоростной диапазон работы ВИЛ обычно разделяется на две зоны. В зоне относительно низких скоростей ω работает регулятор фазного тока I_{ϕ} , и управление ВИЛ ведется в основном за счет изменения уровня токоограничения $I_{\text{зад}}$. В области высоких скоростей регулятор тока входит в насыщение и управление ВИЛ возможно только за счет изменения углов включения $\Theta_{\text{вкл}}$ и отключения $\Theta_{\text{ком}}$ фаз ВИМ.

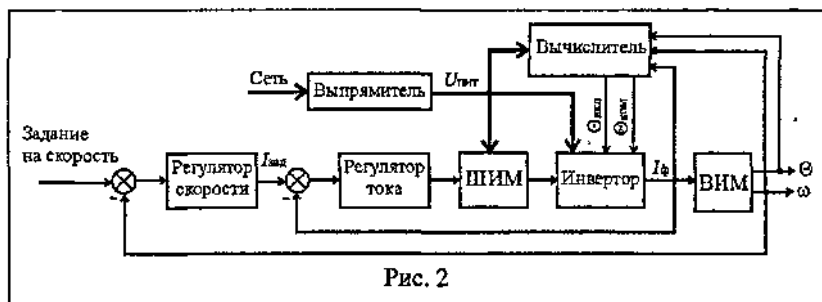


Рис. 2

В области низких и средних скоростей в ВИЛ наиболее выражены пульсации электромагнитного момента M_{Σ} . Однако, методы и алгоритмы их снижения на основе дробления шага, применяемые в ШЭП, для ВИМ, в силу его специфики, неприменимы.

Методы анализа и синтеза ШЭП в основном базируются на пренебрежении насыщением магнитной системы и на допущении о гармоническом законе изменения собственных и взаимных индуктивностей фаз ШД. В этом случае эффективны координатные преобразования уравнений ШЭП, позволяющие упростить его описание и заменить многофазную систему ШД эквивалентной двухфазной моделью. Дальнейший переход к безразмерным коэффициентам приводит к универсальным уравнениям, адекватно описывающим поведение ШЭП в широком диапазоне изменения его параметров и сигналов управления. На них основываются большинство методов анализа и синтеза ШЭП.

Изменение в широких пределах состояния магнитной системы ВИМ делает традиционные методы исследований электроприводов с использованием структурных схем, преобразований координат, векторных диаграмм и т.п. малопригодными для ВИЛ. При анализе одиночного цикла коммутации фазы ВИМ приемлемые для практики аналитические зависимости дает непосредственное рассмотрение баланса энергий в фазе, а анализ и синтез динамики привода в целом аналитически практически невозможен.

В заключительной части главы на основе анализа состояния разработки и перспектив применения ВИЛ конкретизируются цели и задачи данной работы. Подчеркивается, что максимальный учет особенностей ВИЛ в алгоритмах управления является необходимым условием при построении привода с высокими потребительскими свойствами. Для этого необходима наглядная и удобная в использовании математическая модель ВИЛ, хорошо приспособленная для решения задач анализа и синтеза и адекватно воспроизводящая реальные процессы в приводе.

Во второй главе рассмотрены принципы построения моделей ВИЛ.

Отмечается что, использование общепринятого подхода к их составлению на основе уравнений электрического равновесия фаз и уравнения электромагнитного момента для ВИЛ из-за нелинейной связи токов, входящих в эти уравнения, с параметрами магнитной цепи ВИМ, приводит к громоздким аналитическим зависимостям и поэтому не эффективно.

В последние годы на рынке появились специализированные компьютерные программы для расчета и исследования ВИЛ. Наиболее известные из них - Motor-CAD, SPEED, SRDaS и др. Стоимость их достаточно высока, набор решаемых с их помощью задач фиксирован, а внутренняя структура и реализованные в них алгоритмы являются собственностью авторов и, как правило, не доступны для пользователя. Это исключает их развитие, модернизацию и адаптацию под новые задачи.

Методы численного интегрирования нелинейных дифференциальных уравнений дают возможность создавать открытые для пользователя программы и исследовать ВИЛ при минимальном количестве допущений. На этом, в частности, основаны известные аналитические модели ВИЛ в пространстве состояний. Однако при этом теряется наглядность моделирования. К тому же далеко не всегда удастся записать в компактной аналитической форме функциональные связи между всеми переменными ВИЛ, а кроме количественной оценки эффективности работы привода, важна возможность наблюдения за его поведением.

Перечисленными свойствами обладает имитационная модель (ИМ) ВИЛ, воспроизводящая логику его функционирования во времени при различных сочетаниях параметров и сигналов управления. В ней с необходимой точностью воспроизводится физическая сторона работы привода. Поэтому при имитационном моделировании исследователь имеет дело с виртуальным испытательным стендом, на котором проводятся специальные модельные эксперименты по той же технологии, что и на реальном испытательном оборудовании.

Сформулированы требования к ИМ ВИЛ. Полнота модели должна предоставлять возможность получения необходимого набора оценок характеристик ВИЛ с требуемой точностью и достоверностью. Для этого модель должна быть адекватна реальным процессам в приводе в рамках поставленных задач исследования. Поскольку ВИЛ находится в стадии активных исследований и в преддверии широкого практического применения в самых разных областях техники, эти задачи будут неизбежно обновляться и углубляться, затрагивая все новые аспекты поведения ВИЛ. Соответственно, модель должна обладать способностью гибкой адаптации к новым задачам. Это предполагает ее модульное построение в «открытой» для пользователя программной среде.

Наряду с формированием необходимых входных и выходных переменных, она должна формировать и все промежуточные переменные, изменение которых контролируется в реальном объекте при его отладке и функционировании. Для обоснованного выбора элементов ВИП, оценки его энергетических показателей и т.д. важны средние $I_{\Sigma, \text{ср}}$ и максимальные $I_{\Sigma, \text{макс}}$ значения тока, потребляемого из источника питания, мгновенные I_{ϕ} , средние $I_{\phi, \text{ср}}$ и действующие $I_{\phi, \text{д}}$ значения фазных токов ВИМ, мгновенные M_{Σ} и средние $M_{\text{ср}}$ значения момента, скорости ω и т.п. Для контроля этих переменных ИМ должна состоять из блоков, имеющих свои прототипы в реальном устройстве. Поэтому полная ИМ ВИП должна воспроизводить функциональную схему привода (рис. 2) с необходимой степенью идеализации.

При выборе программных средств имитационного моделирования ВИП отмечено, что оно может быть реализовано с применением любого языка программирования высокого уровня, например, FORTRAN, C++ и т.п. Однако для этого необходимо развернутое математическое описание работы всех функциональных блоков привода.

Рассмотрены возможности использования для имитационного моделирования ВИП современных специализированных программ и приложений к ним, непосредственно ориентированных на моделирование сложных динамических систем: MATLAB - SIMULINK; MODEL VISION STUDIUM; MODELICA.

Установлено, что наиболее полно поставленной цели отвечает широко известный математический пакет MATLAB с приложением SIMULINK. При его использовании легко реализуется принцип агрегирования модели. Сложная модель представляется в виде функционально законченных блоков — subsystem с возможностью их гибкого перестраивания и замены в зависимости от задач исследования. При этом отпадает потребность в наличии единого развернутого математического описания ВИП. Оно создается автоматически вычислительной системой при запуске модели на основе структуры и параметров, входящих в ее состав блоков.

При выборе допущений при разработке ИМ ВИП учтено, что модель имеет практическую ценность только в том случае, если в ней отражены лишь те свойства привода, которые влияют на значение исследуемого показателя его эффективности. При этом модель должна быть как можно проще. Наиболее важные допущения касаются ВИМ. Отмечено, что процесс преобразования энергии в ВИМ связан с изменением эквивалентной проводимости воздушного зазора между зубцами статора и ротора $\lambda(\Theta)$. Кривая $\lambda(\Theta)$ для каждой фазы может быть построена по результатам обработки экспериментальных зависимостей потокосцепления от фазного тока $\Psi(I_{\phi})$ при различных зна-

чений θ . В качестве примера на рис. 3 сплошными линиями показаны экспериментальные зависимости $\Psi(I_\phi)$ трехфазной ВИМ.

Реальная кривая $\lambda(\theta)$ для $I_\phi < I_{нас}$ показана на рис. 4 толстой линией.

В ней выделено четыре характерные зоны. Первая и вторая зоны при $-\theta_{рас} <$

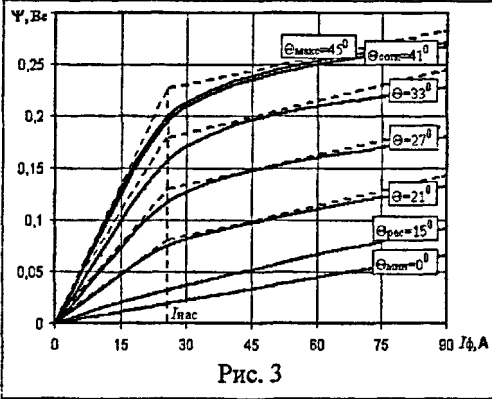


Рис. 3

$\theta < \theta_{мин}$ и $\theta_{мин} < \theta < \theta_{рас}$ соответствуют рассогласованному положению зубов. Они расположены симметрично относительно $\theta = \theta_{мин}$ или $\lambda(\theta) = \lambda_{мин}$. В третьей зоне при частичном перекрытии зубов $\lambda_{рас} < \lambda(\theta) < \lambda_{согл}$. В начале полного перекрытия зубов $\lambda(\theta) = \lambda_{согл}$. Максимальное значение $\lambda_{макс}$ соответствует углу $\theta_{макс}$.

Максимально приближенную к реальной кривую $\lambda(\theta)$ можно построить в модели по результатам полевых расчетов ВИМ. Однако это связано с большим объемом вычислений, значительным усложнением модели и со снижением ее быстродействия. В целях упрощения ИМ предложено использовать аналитическую аппроксимацию реальной кривой $\lambda(\theta)$.

Аппроксимация реальной зависимости $\lambda(\theta)$ основывается на предположении, что с достаточной для большинства практических случаев

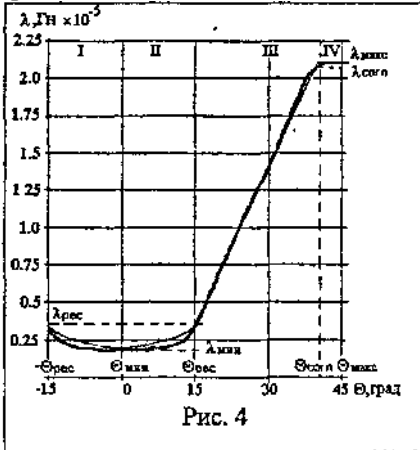


Рис. 4

точностью можно не учитывать взаимное влияние фаз двигателя и анализировать коммутационные процессы в каждой фазе отдельно. Падением МДС в стали статора и ротора можно пренебречь и учитывать только эквивалентную магнитную проводимость воздушного зазора. Однако в отдельных случаях его учет может производиться традиционными методами.

Локальное насыщение взаимодействующих зубов учитывается представлением кривых $\Psi(I_\phi)$ в виде кусочно-линейных аппроксимирующих зависимостей при различных взаимных положениях зубов статора и ротора θ (пунктирные линии на рис. 3).

В первой зоне и во второй зоне используются логарифмические функции Θ

$$\lambda(\Theta) = K_M \ln \frac{\Theta - \Theta_{\text{рас}} + \beta_{z,p}}{\Theta - \Theta_{\text{рас}}}, \quad (1)$$

и

$$\lambda(\Theta) = K_M \ln \frac{\Theta_{\text{рас}} - \Theta + \beta_{z,p}}{\Theta_{\text{рас}} - \Theta}, \quad (2)$$

соответственно, где K_M - масштабный коэффициент, $\beta_{z,p}$ - угловой размер зуба ротора. Кривая, построенная по этим уравнениям, показана на рис. 4 тонкой линией. В простейшем случае при $(-\Theta_{\text{рас}} < \Theta < \Theta_{\text{рас}})$ $\lambda(\Theta) = \lambda_{\text{мин}} = \lambda_{\text{рас}} = \text{const}$.

В третьей зоне используется линейная функция Θ

$$\lambda(\Theta) = \lambda_{\text{рас}} + \frac{\lambda_{\text{макс}} - \lambda_{\text{рас}}}{\Theta_{\text{согл}} - \Theta_{\text{рас}}} \Theta \quad (3)$$

В четвертой зоне принято

$$\lambda(\Theta) = \lambda_{\text{макс}} = \text{const}. \quad (4)$$

Расчет фазных токов и моментов основывается на следующих выражениях. При $I < I_{\text{нас}}$ фазный ток находится согласно уравнению

$$I_{\phi}(\Theta) = \frac{\Psi(\Theta)}{w^2 \lambda(\Theta)}, \quad (5)$$

где $\Psi(\Theta) = \int U(\Theta) dt$; w - число витков фазы; $U(\Theta)$ - фазное напряжение.

Уравнение для фазного момента

$$M_{\phi}(\Theta) = \frac{1}{2} (I(\Theta) w)^2 \frac{d\lambda(\Theta)}{d\Theta} \quad (6)$$

При $I > I_{\text{нас}}$, использованы уравнения

$$I_{\phi}(\Theta) = I_{\text{нас}} + \frac{\Psi(\Theta) - I_{\text{нас}} w^2 \lambda(\Theta)}{w^2 \lambda_{\text{рас}}}, \quad (7)$$

$$M_{\phi}(\Theta) = \left(I_{\text{нас}} I_{\phi}(\Theta) - \frac{1}{2} I_{\text{нас}}^2 \right) w^2 \frac{d\lambda(\Theta)}{d\Theta} \quad (8)$$

Соотношения (1) - (8) использованы при построении базовых ИМ ВИЛ, ориентированных на поиск наилучших условий коммутации в различных режимах его работы, определение параметров привода на стадии проектирования с учетом особенностей его использования и т.п. Описание этих ИМ приведено в третьей главе, а результаты, полученные на их основе - в четвертой, пятой и шестой главах диссертации.

В заключительной части главы приведено описание методов проверки ИМ ВИП. Подчеркнуто, что все значимые результаты имитационного моде-

лирования сопоставлены с результатами, полученными при тех же условиях на экспериментальных установках. Для этого использованы следующие прототипы ВИЛ: общепромышленного применения (5кВт, 1500 об/мин и 3кВт 3000об/мин); малых транспортных средств (160 Вт, 160 об/мин); бытовой техники (500 Вт, 15000об/мин) и др. Приводится описание структуры экспериментальной установки, ее параметров и методов регистрации переменных.

Третья глава посвящена обоснованию и разработке принципов построения базовых ИМ ВИП. При их разработке в основу положено стремление отразить характерные свойства ВИП наиболее простыми средствами.

Предложено три варианта базовых моделей: базовая модель одной фазы ВИМ; базовая модель одиночного цикла коммутации; базовая циклическая модель.

Принятые и обоснованные во 2 главе допущения позволяют отразить

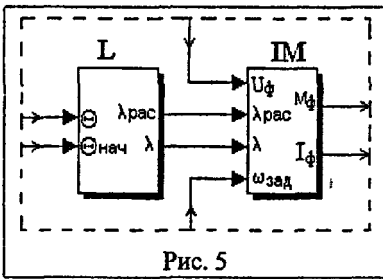


Рис. 5

основные особенности преобразования энергии в ВИМ в *базовой модели одной ее фазы (БМОФ)*, показанной на рис. 5. Она реализована в виде двух функционально законченных блоков - subsystem L и ИМ. Маскируемая subsystem L обеспечивает формирование фазной проводимости $\lambda(\Theta)$, а в subsystem ИМ рассчитываются фазные ток $I_{\phi}(\Theta)$ и момент $M_{\phi}(\Theta)$. Входными воздействиями в БМОФ являются фазное напряжение $U_{\phi}(\Theta)$, заданное значение скорости $\omega_{зад}$ и начальное положение между статором и ротором $\Theta_{нач}$, а выходными - $I_{\phi}(\Theta)$ и $M_{\phi}(\Theta)$. Расчет фазных тока и момента в БМОФ осуществляется на основе выражений (7) и (8).

осуществляется на основе выражений (7) и (8).

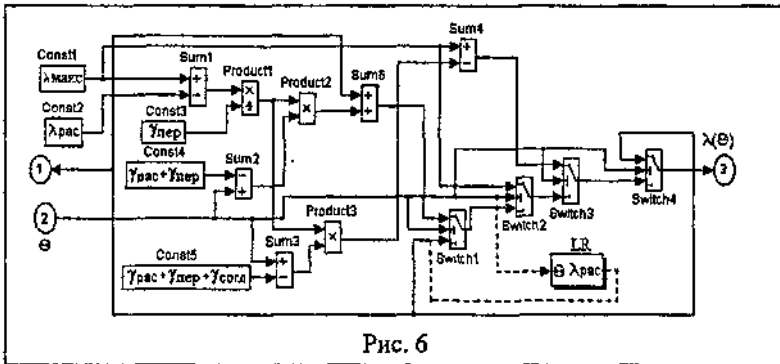


Рис. 6

В качестве примера на рис. 6 показано формирование $\lambda(\Theta)$ в БМОФ при линейной аппроксимации этой зависимости. Изменение $\lambda(\Theta)$ по соответ-

вующим интервалам перемещения формируется на входах стандартных переключателей Switch1-Switch4. Эта часть БИМ легко трансформируется для имитации нелинейного участка $\lambda(\Theta)$ в зоне рассогласованного положения зубцов. Для этого в нее вводится дополнительная подсистема LR, реализующая расчет $\lambda(\Theta)$ в соответствии с выражениями (1) и (2). Она подключается, как показано на рис. 6 пунктиром к соответствующему входу Switch 1, от которого предварительно отключается сигнал $\lambda_{\text{рас}} = \text{const}$. На основе БМОФ ВИМ разработано два варианта базовых имитационных моделей ВИЛ.

Первый вариант ИМ ориентирован на исследование динамики ВИЛ «в малом». В них исследуются законы изменения мгновенных значений $I_{\phi}(\Theta)$ и $M_{\phi}(\Theta)$ на ограниченном числе циклов коммутации ВИМ (в пределах одного оборота ВИМ). Характерным примером таких задач является рассмотренная в пятой главе минимизация пульсаций $M_{\Sigma}(\Theta)$ за счет обеспечения соответствующей формы $I_{\phi}(\Theta)$ и $M_{\phi}(\Theta)$. Скорость $\omega_{\text{зад}}$ при этом принимается постоянной величиной. В основе моделей для решения таких задач лежит *базовая имитационная модель одиночного цикла коммутации ВИМ (БМОЦ)*. Она включает в себя БМОФ, модель одной фазы инвертора и необходимые средства контроля и визуализации переменных. Особенности информационной части системы управления учитываются в модели инвертора включением в его состав регулятора фазного тока. БМОЦ наиболее простыми средствами отражает единство в ВИЛ электромеханического преобразователя энергии и электронных средств управления.

Второй вариант ИМ ориентирован на исследование поведения ВИЛ «в большом». В них осуществляется имитация работы ВИЛ на значительно большем, чем в первом случае, числе циклов коммутации фаз. В них учитывается изменение ω . В данном случае необходима имитация периодической повторяемости изменения $\lambda(\Theta)$ и $U_{\phi}(\Theta)$ в ИМ с каждым новым оборотом ВИМ. Основой таких моделей является *базовая циклическая модель ВИП (ВУМ)*. Поскольку изменения $\lambda(\Theta)$ и $U_{\phi}(\Theta)$ ВИП описываются периодически, но негармоническими функциями, для имитации их циклического изменения в ИМ необходимы специальные решения.

В наиболее общем случае многофазной ИМ ВИП эта задача решается с помощью специального блока коммутации. На рис. 7 показана БЦМ ВИП с четырехфазной ВИМ. Модель построена на четырех БМОЦ - по числу фаз ВИМ: LU1 - IM1; LU2 - IM2; LU3 - IM3; LU4 - IM4. Периодичность изменения $\lambda(\Theta)$ и $U_{\phi}(\Theta)$ имитируется с помощью блока коммутации KQ. На его входы подаются текущие значения Θ и ω , а на выходе формируется четыре последовательности (по числу фаз двигателя) пилообразных сигналов с соответствующими фазовыми сдвигами, амплитуда и период повторения которых

рируется блоком Hit Crossing 1. Команда на включение последующей фазы передается блоком Goto1. Имитация работы релейного регулятора тока осуществляется включением в состав VT соответствующих блоков между блоками Product и Out 1.

Замена элемента Hit Crossing4 дополнительной подсистемой, определяющей момент коммутации фаз, например, по значениям $U_{\phi}(\Theta)$ и тока, позволяет использовать его для имитации бездатчикового управления ВИМ. Ва-

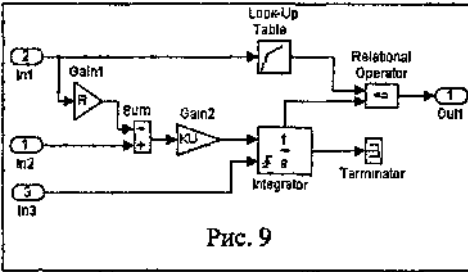


Рис. 9

риант построения такой подсистемы показан на рис. 9. Сигнал на переключение фаз формируется блоком Relational Operator в момент равенства текущего значения потокосцепления фазы на выходе блока Integrator с предварительно заданным его значением в блоке Look-Up Table. Зада-

нием соответствующего значения параметра Sample time блоков формирования напряжения каждой фазы имитируется временная дискретизация сигналов управления.

Показано, что принятое построение моделей позволяет их легко адаптировать для имитации генераторного режима работы ВИМ.

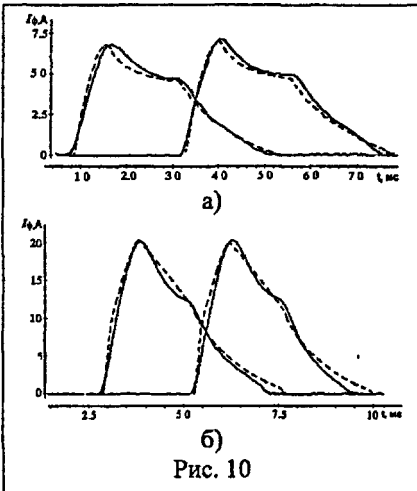


Рис. 10

Значительное место в главе уделено иллюстрации адекватности ИМ реальным процессам в приводе. Для этого проведена серия опытов на экспериментальном оборудовании, и полученные результаты сопоставлены с результатами моделирования при тех же условиях. Пример результатов испытаний двигателя с параметрами: $P_{ном} = 3$ кВт, $n_{ном} = 3000$ об/мин, $N_S = 12$, $N_R = 8$, сопротивление фазы $R_{\phi} = 0,89$ Ом, число витков фазы $w = 220$, $\lambda_{мин} = 0,23 \times 10^{-5}$ Гн, $\lambda_{макс} = 0,23 \times 10^{-4}$ Гн показан на рис. 10 и рис. 11.

Сплошными линиями на рис. 10 показаны кривые токов двух смежных фаз, снятые при напряжениях, соответственно, $U_{\phi 1} = 28$ В и $U_{\phi 2} = 57$ В и одинаковых частотах вращения $n = 1000$ об/мин. На рис.10,а максимальное значе-

ние тока обеих фаз соответствует работе ВИМ на линейном участке магнитных характеристик, а на рис. 10,б в режиме локального насыщения. На этих же рисунках пунктирными линиями изображены фазные токи, рассчитанные на ИМ при тех же условиях. Из сопоставления кривых следует, что ИМ достаточно точно отражает реальные процессы в ВИЛ.

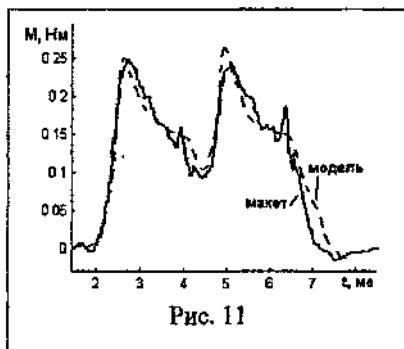


Рис. 11

Дополнительным подтверждением адекватности ИМ является сопоставление кривой суммарного момента, восстановленной расчетами для двух фаз по экспериментальным кривым фазных токов и напряжений, (сплошная линия на рис. 11) и кривой суммарного момента, полученной на модели (пунктирная линия на рис. 11) для условий, соответствующих рис. 10,а. Хорошее совпадение кривых свидетельствует о том, что модель достаточно точно воспроизводит характер изменения моментов коммутируемых фаз и может быть использована для исследования ВИЛ.

Четвертая глава посвящена разработке базовых алгоритмов управления ВИЛ при максимальном использовании его энергетических и регулировочных возможностей. Подчеркнуто, что для ВИЛ, как и для любого привода, следует различать длительно реализуемую выходную мощность и кратковременно достижимое ее значение. Их соотношение зависит от того, как выполнена ВИМ: от геометрии ее магнитной системы, токовой нагрузки, использованной системы охлаждения. Реально уровень максимальной выходной мощности ВИЛ зависит от допустимых значений его параметров и сигналов управления, определяющих условия безопасной работы всех элементов привода.

Подчеркнуто, что установление связи между предельными энергетическими возможностями ВИЛ, параметрами ВИМ и управления является важнейшим этапом рационального проектирования привода, а неверно заданные управляющие воздействия могут существенно снизить эффективность его работы.

С этих позиций весь скоростной диапазон работы ВИЛ разделен на две характерные зоны. Граничное значение скорости между ними принято за базовое значение скорости $\omega_{\text{баз}}$ (точка «а» на рис. 12). Зона I соответствует относительно малым скоростям, где ВИМ обеспечивает постоянство момента

на валу за счет работы токоограничения. Алгоритмы управления и предельные возможности ВИП в этой зоне известны.

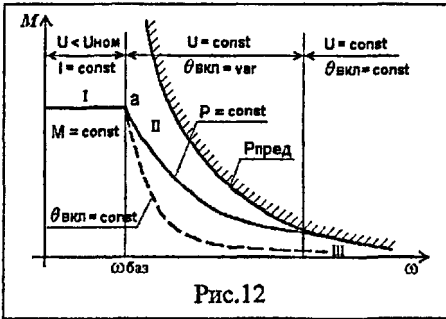


Рис.12

Основное внимание уделено точке «а» и зоне II, когда действие регулятора тока прекращается и к фазам ВИМ* прикладывается неизменное напряжение питания $U_{пит} = const$. Здесь основными управляющими воздействиями являются углы включения $\Theta_{вкл}$ и коммутации $\Theta_{ком}$ (начала отключения работавшей фазы). Форма фазного тока ВИМ, и развиваемый момент зависят от соотношения $U_{пит}$ и ω , а также от длительности интервалов включения $\gamma_{вкл}$, работы $\gamma_{раб}$ и отключения фазы $\gamma_{откл}$.

Рассмотрены условия обеспечения максимальной энергетической эффективности работы ВИП средствами управления при $\omega = \omega_{баз}$ и при $\omega > \omega_{баз}$.

Обоснована рациональная форма фазного тока I_{ϕ} для $\omega = \omega_{баз}$, которая в упрощенном виде показана на рис. 13. Необходимо, чтобы на максимально возможном интервале движения $\gamma_{раб}$ при $\frac{d\lambda(\Theta)}{d\Theta} > 0$ в фазе протекал неизменный рабочий ток. Это обеспечивает создание полного движущего момента. К моменту изменения знака производной $\frac{d\lambda(\Theta)}{d\Theta}$ и переходу ВИМ в зону генерации тормозного момента вплоть до окончания цикла коммутации $I_{\phi}(\Theta)$ должен иметь минимальное значение, что обеспечивается выбором момента подачи команды на ее отключение, т.е. значения интервала упреждения отключения фазы $\gamma_{упр}$.

Показано, что при недостаточных значениях $\gamma_{упр}$ ток $I_{\phi}(\Theta)$ не успевает существенно снизиться до перехода ВИМ в зону торможения и фаза в конце цикла коммутации развивает значительный тормозной момент. Наоборот, более ранняя коммутация приводит к снижению движущего момента, но способствует большему снижению тока к моменту перехода ВИМ в зону торможения и

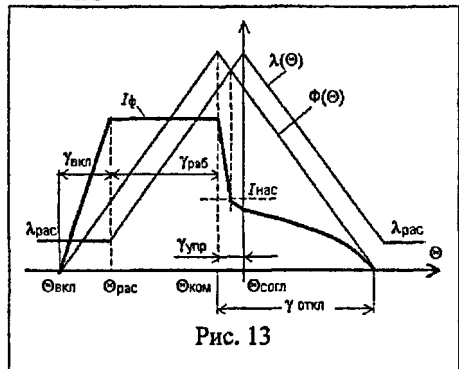


Рис. 13

Наоборот, более ранняя коммутация приводит к снижению движущего момента, но способствует большему снижению тока к моменту перехода ВИМ в зону торможения и

уменьшению тормозного момента. При некотором значении $\gamma_{упр}$ средний за цикл момент достигает максимального значения.

Выбор рационального значения $\gamma_{упр}$ требует анализа всего цикла коммутации фазы в условиях нелинейности магнитной системы ВИМ. Поэтому исследования проводились на базе ИМ. За оценку эффективности преобразования энергии в ВИМ принято два показателя: силовой - средний момент, развиваемый фазой за цикл коммутации $M_{ср}$ и энергетический - коэффициент электромеханического преобразования энергии

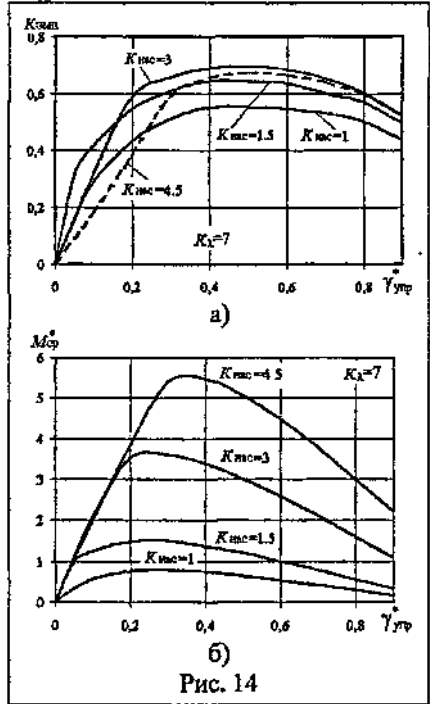
$$K_{ЭМП} = \frac{W_{мех}}{W_{эл}}, \quad (9)$$

где $W_{эл}$ и $W_{мех}$ - потребляемая электрическая и преобразованная механическая энергии за цикл коммутации фазы, соответственно..

При изменении $K_{нас}$ в пределах от 1 до 4.5 и K_{λ} от 7 до 14, получены зависимости $M_{ср}^*(\gamma_{упр})$ (рис. 14,а) и $K_{ЭМП}(\gamma_{упр})$ (рис. 14,б), где $M_{ср}^* = M_{ср}/M_1$; M_1 - амплитудное значение момента при $K_{нас} = 1$; $\gamma_{упр}^* = \gamma_{упр}/(\Theta_{согл} - \Theta_{рас})$, $K_{\lambda} = \lambda_{макс}/\lambda_{рас}$; $K_{нас}$ - коэффициент насыщения. Установлено, что $M_{ср}^*$ достигает максимума при $\gamma_{упр}^* = \gamma_m^* = (0.2-0.3)$, а $K_{ЭМП}$ достигает максимума при $\gamma_{упр}^* = (0.4-0.5)$. Оценивая величину $K_{ЭМП}$, при которой $M_{ср}^*$ достигает максимума при различных значениях K_{λ} и $K_{нас}$, выявлено, что $K_{ЭМП}$ составляет примерно (90-94)% от своего максимального значения при тех же значениях K_{λ} и $K_{нас}$.

Таким образом; для $K_{нас} < 3$ и $10 < K_{\lambda} < 14$ в первом приближении можно принять $\gamma_{упр}^* = 0.2$. Для $K_{нас} < 3$ и значениях K_{λ} близких к 7 можно принять $\gamma_{упр}^* = 0.25$.

При исследовании условий повышения энергетической эффективности ВИЛ для *второго случая*, а именно, в условиях изменения скорости, проведен анализ механических характеристик $M(\omega)$, представленных на рис. 12. Показано, что рост ω относительно точки «а» на рис. 12 при неизменных параметрах коммутации ВИМ ведет к резкому снижению амплитуды $I_{\phi}(\Theta)$. Это видно



из сопоставления кривой 1 на рис. 15, соответствующей $\omega = \omega_{\text{баз}}$ на рис. 11 и кривой 2 на рис. 15 для $\omega > \omega_{\text{баз}}$.

При этом средний момент и средняя выходная мощность ВИП также снижаются. ВИМ оказывается недоиспользованной по выходной мощности (штриховая кривая на рис. 12). Показано, что для повышения выходной мощности ВИП, например, как на характеристике, показанной на рис. 12 сплошной линией без штриховки, необходимо

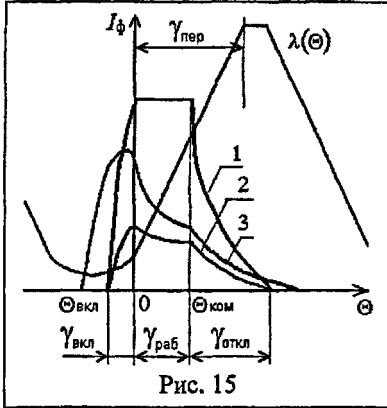


Рис. 15

увеличивать фазный ток двигателя за счет более раннего включения фазы (кривая 3 на рис. 15). При этом в зависимости от заданных ограничений, их сочетания и соотношения между ними возможны различные постановки задачи о максимуме выходной мощности ВИП.

Теоретическая граница максимальной выходной мощности ВИП определялась при следующих условиях: параметры ВИМ постоянны, фазное напряжение равно номинальному значению, и отсутствуют ограничения на максимальные значения $I_q(\theta)$. Установлено, что она имеет место в режиме граничной коммутации ВИМ, когда

$$\gamma_{\text{вкл}} + \gamma_{\text{раб}} + \gamma_{\text{откл}} = \tau_R \quad (10)$$

где τ_R - полюсное деление ротора. При этом $I_q(\theta)$ 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, поскольку любое, даже очень малое увеличение либо $\gamma_{\text{вкл}}$, либо $\gamma_{\text{раб}}$ по отношению к этому режиму приводит к одновременному увеличению $\gamma_{\text{откл}}$. Это нарушает нулевые начальные условия для тока и потока включаемой фазы, то есть начальное значение потока возрастает с каждым циклом коммутации. В результате среднее значение потока также возрастает, что ведет к общему насыщению магнитной системы ВИМ и снижению момента.

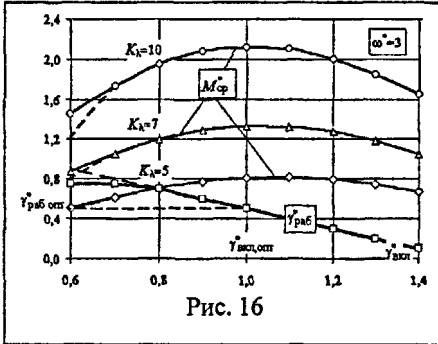
Получено соотношение между $\gamma_{\text{вкл}}$ и $\gamma_{\text{раб}}$ в режиме граничной коммутации

$$\gamma_{\text{раб}}^* = \frac{N_S}{N_R} - \gamma_{\text{вкл}}^* \quad (П)$$

где $\gamma_{\text{вкл}}^* = \gamma_{\text{вкл}} N_S / \pi$; $\gamma_{\text{раб}}^* = \gamma_{\text{раб}} N_S / \pi$.

Показано, что условие (11) является необходимым, но не достаточным для обеспечения максимального среднего момента фазы за цикл коммутации.

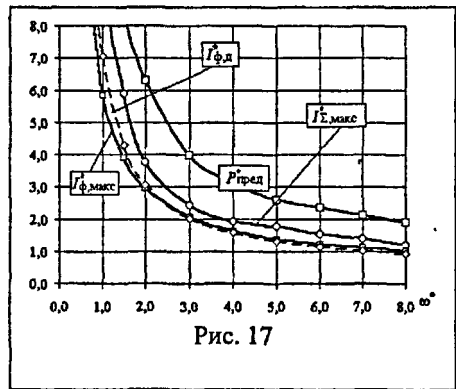
Оно не дает однозначного соотношения между $\gamma_{\text{вкл}}$ и $\gamma_{\text{раб}}$. Оптимальное соотношение между $\gamma_{\text{вкл}}$ и $\gamma_{\text{раб}}$, обеспечивающее максимум среднего момента, зависит от многих факторов, в частности, от $\gamma_{\text{вкл}}$, характера изменения $I_{\phi}(\Theta)$ на интервале $\gamma_{\text{раб}}$ и от конфигурации и состояния магнитной системы ВИМ. Для его определения использована ИМ ВИП с возможностью имитации различного пространственного сдвига полюсов ВИМ.



На рис. 16 сплошными линиями показаны зависимости среднего момента в относительных единицах $M_{\text{ср}}$ четырехфазного двигателя с конфигурацией магнитной системы 8/6 для трех значений $K_{\lambda} = \lambda_{\text{макс}} / \lambda_{\text{рас}}$ от длительности интервала в ключе $\gamma_{\text{вкл}}$, а также зависимость между $\gamma_{\text{раб}}$ и $\gamma_{\text{вкл}}$. За базовое значение момента принято

$$M_{\text{баз}} = \frac{1}{2} (Iw)_{\text{нас}}^2 \frac{d\lambda}{d\Theta} \quad (12)$$

Видно, что максимального значения $M_{\text{ср}}$ в диапазоне изменения K_{λ} от 5 до 10 достигает при $\gamma_{\text{вкл}} = \gamma_{\text{вкл, опт}} = 1.0$ и $\gamma_{\text{раб}} = \gamma_{\text{раб, опт}} = 0.5$. Однако, что условия коммутации для максимума $M_{\text{ср}}$ не зависят от ω . Эти параметры коммутации соответствуют предельному режиму максимальной выходной мощности ВИП. Подстановка их в ИМ ВИП позволила проследить изменение основных переменных, характеризующих работу ВИП в этом режиме работы. На рис. 17 показано изменение в относительных единицах мощности $P_{\text{пред}}$, а так же зависимости среднего момента $M_{\text{ср}}$, амплитудного $I_{\Sigma, \text{макс}}$ значения тока, потребляемого из силового источника питания, амплитудного $I_{\phi, \text{макс}}$ и действующего $I_{\phi, \text{д}}$ значений тока фазы двигателя от относительного значения скорости ω .



Из рис. 17 следует, что, предельный режим максимальной выходной мощности ВИП представляет практический интерес как оценка предельных

возможностей привода в зоне высоких скоростей ($\omega^* > 3$). В зоне низких скоростей использование этого режима ведет к недоиспользованию ВИМ по теплу (из-за снижающегося $I_{\phi,л}^*$) и к недоиспользованию установленной мощности инвертора (из-за снижающегося $I_{\phi,макс}^*$). Изменение в больших пределах $I_{\Sigma,макс}^*$ влечет недоиспользование установленной мощности силового выпрямителя.

Рассмотрена 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_{ϕ} равно максимальному допустимому значению выходного тока инвертора. Поскольку установленная мощность инвертора влияет на его габариты, массу и стоимость, ее полное использование улучшает эти показатели ВИП в целом.

Характер изменения выходной мощности ВИМ в относительных единицах $P_{ср}^*(\omega^*)$ при трех уровнях ограничения фазного тока показан на рис. 18. Наиболее важной 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).

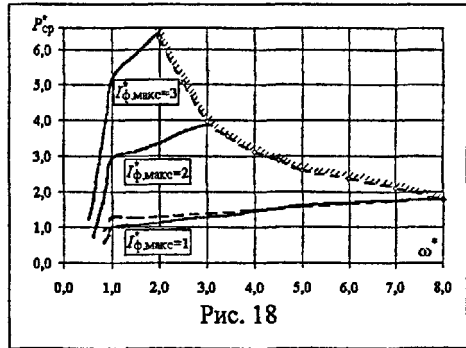


Рис. 18

Как видно, наибольший скоростной диапазон работы ВИП в этом режиме соответствует $I_{\phi,макс}^* = 1$, т.е. работе ВИМ без насыщения, а увеличение $I_{\phi,макс}^*$ приводит к резкому снижению этого диапазона.

Установлено, что несимметричная коммутация фазных обмоток ВИМ заметно увеличивает ее выходную мощность только в зоне относительно низких скоростей (пунктирная линия на рис. 18), однако ведет к усложнению алгоритма управления ВИП.

В главе исследованы условия обеспечения постоянства выходной мощности ВИП. Предварительное аналитическое исследование показало, что при $U = \text{const}$, этот режим также может быть реализован за счет соответствующего изменения $\gamma_{вкл}$ и $\gamma_{раб}$. Рассмотрены различные варианты их изменения и установлено, что наибольшими возможностями обладает алгоритм управления при изменении только $\gamma_{вкл}$.

С применением ИМ ВИП на примере четырехфазной ВИМ с конфигурацией полюсов 8/6 получены наиболее важные для практики количественные

оценки для этого режима. Установлено, что диапазон изменения скорости при $P_{\text{ср}}^* = \text{const}$ при прочих равных условиях зависит от состояния магнитной системы ВИМ. Наилучшими возможностями в этом смысле обладает линейный режим, т.е. режим без насыщения. В частности, для наиболее распространенной ВИМ с типовыми параметрами этот диапазон может достигать 14 и более. С увеличением $K_{\text{нас}}$ диапазон работы ВИЛ при $P_{\text{ср}}^* = \text{const}$ быстро снижается. Так, при увеличении $K_{\text{нас}}$ от 1 до 2.5 этот диапазон снижается примерно в 5 раз.

Заключительная часть главы посвящена обоснованию рациональной формы фазного тока для номинального режима работы ВИМ при комплексном проектировании привода. Отмечено, что в традиционных электрических машинах с изменением режима работы форма фазных токов изменяется относительно мало, поэтому среди факторов, определяющих условия их номинального режима работы, она обычно не рассматривается. В ВИМ в силу особенностей их работы форма фазных токов может изменяться значительно и во многом определяет их свойства. Проведен анализ влияния формы фазного тока ВИМ на такие важнейшие ее показатели, как обмоточные данные, объемы активных материалов и потери в них, а также на установленную мощность инвертора.

Установлено, что заданные выходная мощность и скорость могут быть обеспечены при неизменной магнитной геометрии и напряжении питания, но различном числе витков и параметрах коммутации ВИМ. Это дает возможность выбирать рациональную форму фазного тока расчетного (номинального) режима работы ВИМ с учетом дополнительных требований к ВИЛ. Проведено сравнение основных показателей ВИЛ при «прямоугольной» и «треугольной» формах фазного тока (кривые 1 и 3 на рис. 15).

Установлено также, что количественные соотношения между объемами, активных материалов и потерями мощности в ВИМ при «прямоугольной» и «треугольной» форме фазного тока зависят от дополнительных условий сопоставления. Для наиболее реальных условий - постоянства плотности тока в проводниках и отсутствии ограничений на установленную мощность инвертора «прямоугольная» форма фазного тока предпочтительнее «треугольной», т.к. ведет к снижению потерь мощности в обмотках и их объема. При тех же условиях наилучшие показатели по эффективности преобразования энергии, снижению установленной мощности инвертора и обеспечению перегрузочной способности привода по моменту без превышения установленной мощности инвертора в номинальном режиме имеет ВИМ с «треугольной» формой фазного тока.

Пятая глава посвящена исследованию причин пульсаций электромаг-

нитного момента в ВИП и разработке мер по их снижению средствами управления. Подчеркивается, что неконтролируемые пульсации момента провоцируют такие нежелательные явления, как шум, вибрации, ограничения в точности воспроизведения заданных параметров движения (особенно для малоинерционных нагрузок), а также нарушения нормального пуска привода (при значительных провалах момента). Из всех возможных причин появления пульсаций момента (технологические погрешности изготовления, пульсации в цепи питания и др.) выделены причины, связанные с физическими особенностями функционирования ВИП.

Отмечено, что на интервале коммутации $\lambda(\Theta)$ включаемой фазы ВИМ много меньше, чем для отключаемой фазы. Это вызывает более быстрое нарастание тока при включении фазы, чем уменьшение тока при ее отключении. Поскольку мгновенное значение момента ВИМ определяется мгновенным значением тока, а также знаком и значением производной $dI/d\Theta$, на этапах коммутации каждая фаза также создает момент. Эти добавочные моменты, складываясь с моментом работающей фазы, вызывают пульсации суммарного момента. Сделан вывод, что их причина состоит в несогласованном изменении токов во включаемой $I_{вкл}$ и отключаемой $I_{откл}$ фазах. Наибольшие пульсации момента имеют место, когда одновременно оказываются под током три фазы, например, в зоне высоких скоростей или при несимметричной коммутации фаз.

Установлено, что возможность полного устранения пульсаций момента зависит от конструктивных особенностей ВИМ. Необходимым условием для этого является частичное перекрытие зон эффективного момента (ЗЭМ) соседних фаз — интервалов перемещения, в пределах которых каждая фаза способна создавать полезный момент на уровне номинального значения. Это выполняется, если коэффициент эффективного перекрытия зубцов $\rho_3 > 1$, где

$$\rho_3 = \frac{N_R}{2(N_S - N_R)} \quad (13)$$

Для трехфазной машины при $N_S/N_R = 6/4$ следует $\rho_3 = 1$, т.е. это минимальное число фаз, при котором теоретически можно получить постоянный момент. Реально при $m = 3$ это реализовать сложно из-за ограничений на значения фазных напряжений и токов. При $m = 4$ ($N_S/N_R = 8/6$) значение $\rho_3 = 1,5$, что указывает на существенно большие возможности согласования моментов коммутируемых фаз.

Оценка физической реализуемости полного устранения пульсаций момента ВИМ проведена при анализе двух частных случаев, имеющих практическое значение.

1. Формирование $I_{\text{вкл}}$ при постоянном напряжении на отключаемой фазе $U_{\text{откл}} = \text{const}$. Ток $I_{\text{вкл}}$ формируется так, чтобы сумма моментов включаемой фазы $M_{\text{вкл}}$ и отключаемой фазы

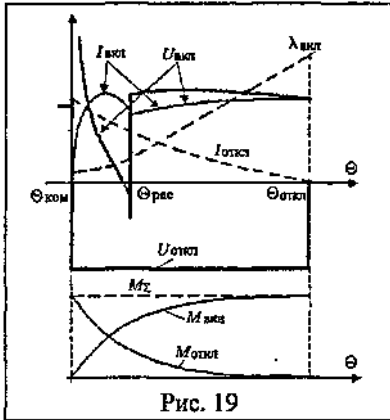


Рис. 19

$M_{\text{откл}}$ оставалась неизменной и равной M_{Σ} (рис. 19). Для этого, как видно из рис. 19, требуется нелинейный закон изменения напряжения на включаемой фазе $U_{\text{вкл}}$ с бесконечно большой его форсировкой в начале коммутации.

Дано объяснение этому факту. Для того чтобы пульсации момента полностью отсутствовали, необходимо, чтобы момент включаемой фазы $M_{\text{вкл}}(\theta)$ нарастал бы с таким же темпом, с каким спадает момент отключаемой фазы $M_{\text{откл}}(\theta)$, т.е.

$$\frac{dM_{\text{вкл}}(\theta)}{d\theta} = -\frac{dM_{\text{откл}}(\theta)}{d\theta} \quad (14)$$

В первое мгновение после начала коммутации ток отключаемой фазы $I_{\text{откл}}$ и производная $\frac{dI_{\text{откл}}(\theta)}{d\theta}$ не равны нулю. Поэтому производная

$\frac{dM_{\text{откл}}(\theta)}{d\theta}$ также отлична от нуля. Однако ток $I_{\text{вкл}}$ при этом равен нулю и ус-

ловие (14) выполняется при бесконечно большой производной $\frac{dI_{\text{вкл}}(\theta)}{d\theta}$ и,

соответственно, $U_{\text{вкл}}$. Поскольку реально такое условие невыполнимо, сделан

вывод о том, что если для отключаемой фазы в первое мгновение после нача-

ла коммутации производная $\frac{dI_{\text{откл}}(\theta)}{d\theta}$ отлична от нуля, то никакой физически

реализуемый закон изменения напряжения на включаемой фазе не обеспечит полного устранения пульсаций момента. В кривой суммарного момента M_{Σ} в начале коммутации фаз будет наблюдаться провал.

2. Формирование $I_{\text{откл}}$ при постоянном напряжении на включаемой фазе $U_{\text{вкл}} = \text{const}$. В этом случае, как видно из рис. 20, необходим нелинейный закон изменения $U_{\text{откл}}$ с бесконечно большой форсировкой в конце коммутации. Так как это также невыполнимо, в конце коммутации будет наблюдаться всплеск суммарного момента M_{Σ} .

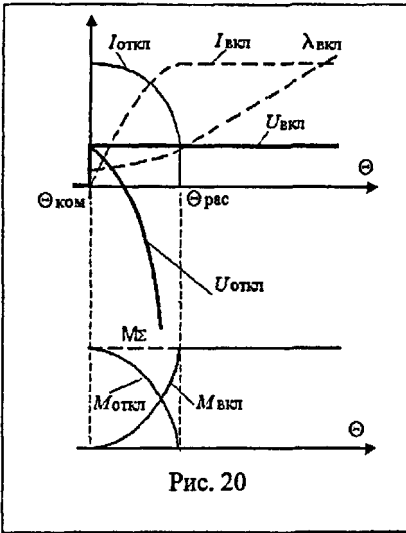


Рис. 20

Проведен анализ влияния локального насыщения на условия устранения пульсаций момента. Показано, что наиболее заметно оно проявляется в первом случае коммутации фаз из-за быстрого спада $I_{откл}$ и $M_{откл}$ в начале отключения фазы. Включаемая же фаза при этом работает на нелинейном участке зависимости $\lambda_{вкл}(\Theta)$ где производная $\frac{d\lambda_{вкл}(\Theta)}{d\Theta}$ мала. Поэтому для компенсации быстро спадающего момента $M_{откл}$ требуется значительное увеличение $I_{вкл}$ (до 5 крат и более) на этом интервале перемещения. Во втором случае локальное насыщение проявляется только в незначительном изменении формы $I_{откл}$ и $M_{откл}$.

Сопоставление результатов рассмотренных случаев коммутации фаз позволило заключить, что алгоритмы компенсации пульсаций момента могут быть построены на их комбинации. Для расчета текущих значений напряжений на коммутируемых фазах из условия компенсации пульсаций момента в структуру управления приводом целесообразно включить его математическую модель. Основное требование к модели ВИП в данном случае, кроме ее адекватности реальному приводу, - расчетные максимальные значения напряжений на фазах должны быть в пределах напряжения силового источника питания. Предложено два варианта построения таких алгоритмов.

1. Алгоритму/правления с непосредственным формированием напряжений фаз.

В начале коммутации к включаемой фазе прикладывается напряжение силового источника питания $U_{пит}$. Напряжение $U_{откл}$ задается математической моделью привода. Это продолжается до тех пор, пока расчетное значение $U_{откл}$ не достигнет уровня $U_{пит}$. Как только это произойдет, для отключаемой фазы $U_{откл} = U_{пит}$, а $U_{вкл}$ изменяется по рассчитанному на модели из тех же условий закону.

Чередование описанных режимов управления позволяет всякий раз подстраивать напряжение на одной из фаз под условие подавления пульсаций момента. Однако в окрестности точки начала перекрытия зубцов может возникать ситуация с одновременным ограничением как $U_{вкл}$ так и $U_{откл}$, в результате чего появляется отклонение в M_{Σ} . На рис. 21 пунктиром показаны также кривые токов на включаемой $I_{вкл,расч}$ и на отключаемой фазе

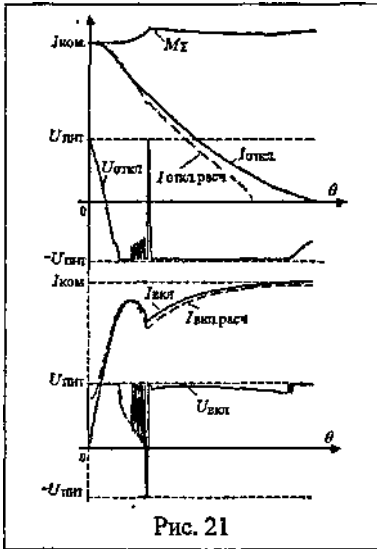


Рис. 21

$I_{откл,расч}$, рассчитанные из условия полного подавления пульсаций момента, а сплошными линиями кривые токов этих фаз $I_{вкл}$ и $I_{откл}$, сформированные по описанному выше алгоритму. Как видно, $I_{вкл,расч}$ и $I_{вкл}$, а также $I_{откл,расч}$ и $I_{откл}$ не совпадают, что и является причиной отклонений в M_{Σ} .

Для минимизации ошибки в M_{Σ} предложено управляющие воздействия формировать непосредственно в функции отклонений фазных токов от их расчетных значений.

2. Алгоритм управления с непосредственным формированием токов фаз.

На математической модели ВИП рассчитываются законы изменения токов $I_{вкл}$ и $I_{откл}$, а также напряжения $U_{откл}$. Как и в первом варианте, на начальном этапе коммутации к включаемой фазе прикладывается полное напряжение $U_{пит}$. Отличие состоит в том, что $U_{откл}$ формируется в функции рассогласования между расчетным $I_{откл,расч}$ и реальным $I_{откл}$ токами этой фазы. Рассчитываемое на модели напряжение для отключаемой фазы является лишь критерием перехода на другой режим управления.

Наиболее просто этот алгоритм реализуется с применением релейных регуляторов. Результаты моделирования показали, что ошибка в токе любой из фаз, возникшая из-за неспособности источника питания обеспечить необходимый темп изменения тока, является кратковременной и компенсируется релейным регулятором.

Отмечено, что наличие математической модели в контуре управления ВИП усложняет его структуру и оправдано лишь при повышенных требованиях к точности регулирования его момента. Для механизмов с относительно невысокими требованиями к уровню пульсаций момента рассмотрены возможности компенсации пульсаций момента в разомкнутой структуре управления.

3. Упрощенные алгоритмы компенсации пульсаций момента.

Показано, что при разомкнутом управлении снижение пульсаций момента может быть достигнуто при сохранении прямоугольной формы напряжений на фазах. При этом нужно снизить проявление нелинейного участка в кривой $\lambda_{вкл}(\Theta)$ и неравенства интервалов спада $I_{откл}$ и нарастания $I_{вкл}$. Это

достигается, если включение фазы производить ближе к началу перекрытия соответствующих зубцов статора и ротора при одновременном повышении фазного напряжения.

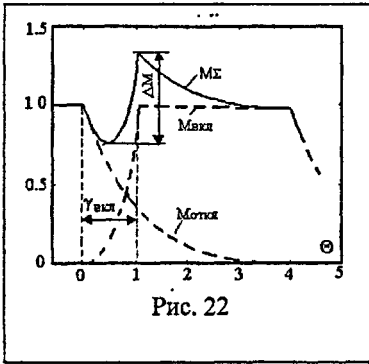


Рис. 22

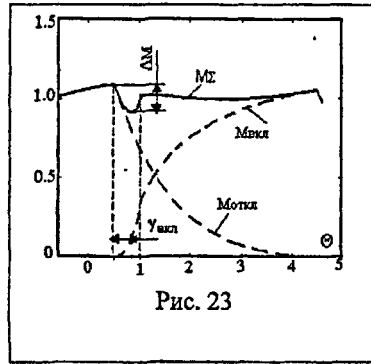


Рис. 23

Эффективность такого управления для линейного режима работы ВИМ иллюстрируют рис. 22 и рис. 23. При одиночной коммутации, как видно из рис. 22, размах пульсаций M_{Σ} составляет около 55%. С уменьшением угла $\gamma_{вкл}$ в два раза при одновременном увеличении напряжения $U_{вкл}$ в 1.17 раз $I_{вкл}$ и $M_{вкл}$ не успевают нарасти до своих установившихся значений до начала перекрытия зубцов. Их рост продолжается на линейном участке $\lambda(\Theta)$ вплоть до отключения фазы. В результате длительность $\gamma_{вкл}$ становится равной $\gamma_{откл}$. Накладываясь друг на друга, $M_{вкл}$ и $M_{откл}$ в сумме дают кривую M_{Σ} с уменьшенным в 3 раза всплеском и провалом (рис. 23).

Однако нарастание $M_{вкл}$ и снижение $M_{откл}$ при таком управлении происходят по частично согласованным законам. Поэтому полной компенсации пульсаций M_{Σ} здесь, получить принципиально невозможно. Установлено, что они при некотором соотношении параметров привода и управления достигают минимального значения, а затем вновь возрастают.

В режиме локального насыщения в кривой $M_{откл}$ появляется дополнительный участок. В результате в некоторых режимах ВИЛ кривые $M_{вкл}$ и $M_{откл}$ не дают заметных пульсаций M_{Σ} . В других же режимах требуется достаточно сложное их взаимное согласование. Показано, что при введении промежуточной ступени напряжения на включаемой фазе пульсации M_{Σ} можно ограничить на уровне (15-20)%.

В шестой главе рассмотрены аномальные явления, вызванные особенностями параметров и алгоритмов управления ВИП. Подчеркивается, что работа ВИП в нормальном режиме предполагает соответствие при допустимых отклонениях законов изменения его регулируемых координат (фазных токов, моментов, скорости и т.д.) исходным данным на разработку привода.

Это основные расчетные режимы ВИП, по которым выбираются его элементы и определяются алгоритмы управления. В аномальных режимах отклонения от расчетных режимов бывают значительными, что ведет к нарушению хода обеспечиваемого ВИП технологического процесса, а иногда и к аварийной ситуации.

Рассмотрены две структуры управления ВИП - с коммутацией ВИМ по командам ДП (датчиковое управление) и бездатчиковое управление. Для них предложен удобный и информативный способ детектирования аномальной ситуации, основанный на информации о степени отклонения фазных токов I_{Φ} ВИМ от расчетных значений. При датчиковом управлении наиболее существенное влияние на отклонения амплитуды I_{Φ} оказывают неучет временного квантования сигналов управления и пренебрежение разбросом электромагнитных параметров фаз ВИМ.

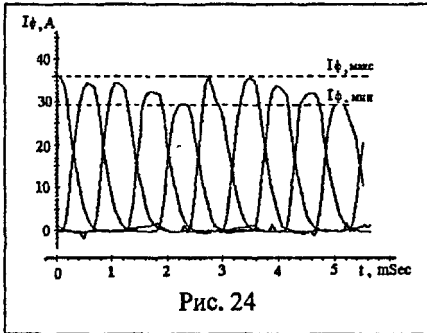


Рис. 24

Характерный для этого способа управления ВИМ аномальный режим работы ВИП иллюстрируют экспериментальные кривые I_{Φ} на рис. 24. Как видно, амплитуда I_{Φ} соседних фаз колеблется между некоторыми минимальным $I_{\Phi, \text{мин}}$ и максимальным $I_{\Phi, \text{макс}}$ значениями.

Показано, что при этом способе управления временная дискретизация сигналов может привести

только к запаздыванию команд на коммутацию ВИМ. Это приводит к снижению амплитуды I_{Φ} относительно расчетного значения. Для оценки отклонения I_{Φ} в долях его расчетного значения получено соотношение

$$\Delta I_{\Phi}^* = \frac{2N_S(K_{\lambda} - 1)}{mN_R \dot{\gamma}_{\text{вкл}}^* T_{\text{ком}}^*}, \quad (15)$$

где $\gamma_{\text{ком}}^* = T_{\text{ком}} / T_{\text{кв}}$ относительное значение периода коммутации фаз ВИМ; $T_{\text{ком}}^* = 1/f_{\text{ком}}^*$; $T_{\text{кв}}$ период временной дискретизации сигналов управления. При управлении ВИП от микропроцессорной системы значение $T_{\text{кв}}$ определяется ее архитектурой, системой команд и тактовой частотой, а также особенностями проектируемого алгоритма управления ВИП. Для большинства реальных ВИП значение $T_{\text{кв}}$ оказывается равным периоду широтно-импульсной модуляции Гшим напряжения на фазах ВИМ.

Исследовано влияние квантования сигналов по времени на характер взаимных изменений амплитуд I_{Φ} соседних фаз ВИМ при их последовательной коммутации, поскольку кроме снижения развиваемого ВИД момента, на-

личие периодичности в этих изменениях может провоцировать нежелательные вынужденные колебательные процессы в приводе. Установлено, что характер изменений амплитуд I_{ϕ} зависит от соотношения длительностей $T_{\text{ком}}$ и $T_{\text{кв}}$. Если значение $T_{\text{ком}}^*$ - целое число, то амплитуда токов I_{ϕ} соседних фаз не изменяется, а если $T_{\text{ком}}^*$ не является целым числом, то амплитуда тока I_{ϕ} в соседних циклах коммутации фаз изменяется, причем характер этих изменений зависит от значения дробной части $T_{\text{ком}}^*$,

$$\Delta T_{\text{кв}}^* = T_{\text{ком}}^* - INT(T_{\text{ком}}^*), \quad (16)$$

где $INT(T_{\text{ком}}^*)$ - функция выделения целой части значения $T_{\text{ком}}^*$.

Если $\Delta T_{\text{кв}}^* < 0.5$, то амплитуда I_{ϕ} плавно нарастает от минимального до максимального значения. При выполнении условия

$$\Delta T_{\text{кв}}^* \times k = 1, \quad (17)$$

где k — целое число, характер изменения амплитуды токов I_{ϕ} соседних фаз имеет периодический характер с периодом $T_{\phi}^* = kT_{\text{ком}}^*$. При $\Delta T_{\text{кв}}^* > 0.5$ амплитуда I_{ϕ} плавно уменьшается. Условие периодичности ее изменения с периодом $T_{\phi}^* = kT_{\text{ком}}^*$ имеет вид:

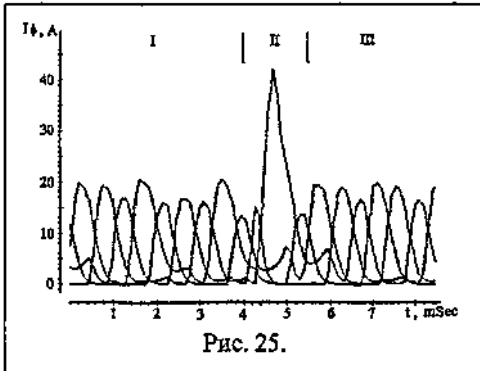
$$(\Delta T_{\text{кв}}^* - 0.5)k = 1 \quad (18)$$

При повышенных требованиях к точности формирования фазных токов ВИМ в широком скоростном диапазоне работы в программной части ВИП рекомендован переход от значения $T_{\text{кв}}$, определяемого $T_{\text{ШИМ}}$ на низких скоростях, к формированию $T_{\text{кв}}$ специальной подпрограммой обслуживания прерываний по фронтам сигналов ДП на высоких скоростях.

Отмечено, что *разброс электромагнитных параметров фаз* ВИМ проявляется, главным образом, в изменении значения $\lambda_{\text{макс}}$. Реальные отклонения $\lambda_{\text{макс}}$ от расчетного значения достигают $\pm(10 - 15) \%$ и более. Установлено, что к заметному изменению амплитуды I_{ϕ}^* приводит лишь уменьшение $\lambda_{\text{макс}}$ относительно расчетного значения только при условии, что в зоне перекрытия зубцов до момента отключения фазы ток I_{ϕ} близок к постоянному значению или нарастает. Если же в зоне перекрытия зубцов I_{ϕ} спадает (наиболее часто встречающийся случай), то уменьшение $\lambda_{\text{макс}}$ практически не сказывается на амплитуде I_{ϕ} . Изменяется незначительно лишь форма I_{ϕ} в зоне перекрытия зубцов.

Рассмотрен наиболее распространенный способ **бездатчикового управления**, основанный на сравнении текущего значения потокосцепления фазы с заданным его значением. Установлено, что в нем кроме временной дискретизации сигналов и разброса параметров фаз к аномальным режимам могут приводить отклонения в значениях настроечных коэффициентов алгоритма.





При определенных их сочетаниях из-за накапливания ошибки по углу включения фаз ВИМ цикл ее коммутации сдвигается в сторону зоны создания тормозного момента с резким увеличением фазного тока. Это иллюстрирует вторая зона в экспериментальных кривых фазных токов на рис. 25. Первая и третья зоны на рисунке аналогичны рис. 24. Показано, что

при отсутствии таких отклонений условия коммутации ВИМ в датчиковом и бездатчиковом вариантах одинаковы.

Установлено, что причиной смещения цикла коммутации ВИМ в зону тормозного момента в режимах, близких к холостому ходу, может быть наличие «мертвой зоны», вводимой для устойчивой работы алгоритма в области малых сигналов. С ростом нагрузки ВИЛ основной причиной перехода ВИМ в зону торможения является неблагоприятное сочетание масштабных коэффициентов при вычислении текущего значения потокосцепления фазы.

В заключении подчеркнуто, что основным итогом работы является создание современного, удобного, универсального инструмента - имитационных моделей - для исследования ВИЛ, наиболее полно учитывающих его специфику: двухстороннюю зубчатость и изменение в широких пределах состояния магнитной системы двигателя; дискретность в управлении и т.п. Эффективность моделей подтверждена решением группы важных для мировой практики теоретических и практических задач, продиктованных опытом применения этого привода и препятствующих на современном этапе его широкому распространению. В диссертационной работе получены следующие основные результаты.

1. Предложен и экспериментально проверен метод исследования ВИЛ с использованием имитационных моделей, воспроизводящих логику работы во времени реального привода, ориентированный на поиск адекватных алгоритмов управления. Разработаны базовые имитационные модели ВИЛ в среде MATLAB - SIMULINK, являющиеся основой имитационных моделей основных режимов работы привода и обладающие гибкой адаптацией к решаемым задачам. Показано, что для их упрощения без нарушения адекватности реальным процессам в ВИЛ целесообразна замена полевых расчетов электромаг-

нитных процессов в зубцовой зоне ВИМ аналитической аппроксимацией реальной кривой магнитной проводимости фазы.

2. Для всестороннего исследования ВИП предложены и программно реализованы способы учета в имитационных моделях ВИП средствами SIMULINK характерных особенностей ВИП: управление коммутацией вентильно-индукторной машиной от датчика положения ротора и бездатчиковое управление; циклическое не по гармоническому закону изменение электромагнитных связей машины; сочетание непрерывных и дискретных сигналов управления.

3. Для получения максимальных энергетических показателей ВИП в базовой точке (точке излома) механических характеристик найдены точные и приближенные условия коммутации фаз вентильно-индукторной машины с учетом состояния электромагнитной системы. Для машины с типовыми параметрами приемлемые результаты дает отключение фазных обмоток при (20-25)% упреждении относительно согласованного положения зубцов статора и ротора. При этом отклонение среднего момента фазы от своего максимального значения не превышает 10%.

4. Предельные значения выходной мощности ВИП достигаются в режиме граничной коммутации вентильно-индукторной машины при номинальном напряжении питания, отсутствии ограничений на уровень потребляемого тока и длительности его протекания, приближающейся к 360 градусам. Показано, что в режиме максимальной выходной мощности ВИП при ограничении амплитудного значения фазного тока с увеличением скорости момент падает медленнее, чем растет скорость и наблюдается рост максимальной выходной мощности ВИП по мере увеличения скорости. Это позволяет средствами управления обеспечить постоянство выходной мощности ВИП. Диапазон изменения скорости при этом зависит от состояния магнитной системы машины. Наибольший диапазон соответствует линейному режиму, т.е. режиму без насыщения, а с ростом локального насыщения он быстро снижается.

5. Для обоснованного выбора параметров при комплексном проектировании ВИП получена связь формы фазного тока ВИМ с установленной мощностью инвертора, объемами активных материалов и потерями в меди. Установлено, что для реальных условий сопоставления прямоугольная форма тока имеет преимущества по сравнению с треугольной формой по всем показателям, кроме установленной мощности инвертора и эффективности преобразования энергии.

6. Установлены причины пульсаций мгновенного электромагнитного момента ВИМ - дискретность электромеханического преобразования энергии и нелинейность магнитной системы, приводящие к несогласованному измене-

нию токов во включаемой и отключаемой фазах на интервале коммутации. Определены условия полного устранения пульсаций момента средствами управления. Для максимального ограничения пульсаций момента в ВИЛ напряжения на коммутируемых фазах необходимо формировать с применением его математической модели по нелинейным законам в функции текущих значений их моментов, а также заданного суммарного момента. Наилучшими показателями обладает алгоритм управления с их формированием в функции отклонений реальных фазных токов от расчетных значений, определенных в реальном времени из условия компенсации пульсаций момента.

7. Предложен универсальный способ детектирования аномальных режимов в ВИЛ из-за специфики параметров и алгоритмов управления, основанный на контроле над отклонением амплитуды фазных токов от расчетного значения. Установлено, что их причинами при управлении коммутацией фаз от датчика положения ротора могут быть неучет временной дискретизации сигналов и разброс электромагнитных параметров фаз двигателя. В области высоких скоростей и типовых параметрах ВИЛ и управления сказывается только временная дискретизация сигналов. Даны рекомендации по гибкому изменению алгоритма для минимизации ее проявления.

8. Установлено, что при наиболее распространенном алгоритме бездатчикового управления ВИМ возможна по разным причинам как более ранняя, так и более поздняя коммутация фаз. Определены условия, при которых коммутация двигателя в бездатчиковом варианте управления аналогична датчиковому варианту. Найдены наиболее неблагоприятные сочетания параметров ВИЛ, вызывающее резкое превышение фазным током ВИМ расчетного значения, и определены условия их исключения.

Возможность учета в имитационных моделях наиболее специфических особенностей ВИЛ подтверждает их широкие функциональные возможности. Это позволяет эффективно использовать их и при оптимизации параметров привода на стадии его проектирования, выборе рациональной структуры и параметров замкнутого управления приводом, организации генераторного режима работы ВИМ в зависимости от конкретных условий, характера нагрузки и т.п. Значение предложенных в данной работе методов и средств исследования ВИЛ при решении подобных задач будет неизбежно возрастать по мере распространения этого нового, перспективного типа электропривода.

Основное содержание диссертации отражено в следующих работах:

1. Динамика механизмов / Головин А.А, Костиков Ю.В., Красовский А.Б., Рябинин М.В.-М.: МГТУ, 2001. -192 с.
2. Красовский А.Б. Анализ процесса отключения фазной обмотки вентильно-индукторного двигателя при локальном насыщении зубцовой зоны // Электричество. - 2001. - №5. - С. 41 - 48.
3. Красовский А.Б., Бычков М.Г. Исследование пульсаций момента в вентильно-индукторном электроприводе // Электричество. - 2001. - №10. - С. 33-44.
4. Красовский А.Б. Ограничение пульсаций момента в вентильно-индукторном электроприводе средствами управления // Вестник МГТУ, Серия "Машиностроение". - 2001. - №2. - С. 99 -114.
5. Красовский А.Б. Анализ условий формирования постоянства выходной мощности в вентильно-индукторном электроприводе // Электричество. - 2002.-№2.-С. 36-46.
6. Красовский А.Б. Получение максимальной выходной мощности вентильно-индукторного электропривода средствами управления // Электричество. - 2002. - №9. - С. 29 - 36.
7. Красовский А.Б. Применение имитационного моделирования для исследования вентильно-индукторного электропривода // Электричество. - 2003.-№3.-С. 35-45.
8. Красовский А.Б. Аномальные режимы в вентильно-индукторном электроприводе при датчиковом варианте управления // Вестник МГТУ. Серия "Машиностроение". - 2003. - №2. - С. 85 -103.
9. Красовский А.Б. Замкнутый шаговый электропривод с изменяющимися параметрами и структурой // Вестник МГТУ. Серия "Машиностроение". - 2000.-№2.-С. 120-127.
- Ю.Козаченко В.Ф., Пискунов А.Г. Красовский А.Б. Грудинин С.С. Принципы построения инверторов тока для шаговых двигателей с электрическим дроблением шага // Электротехническая промышленность. Серия "Электропривод". - 1984. - №10. - С. 1 - 4.
- 11.Сапожников Б.И., Мелкумов Г.А., Луценко В.Е., Красовский А.Б. Колебания скорости шагового электропривода при широтно-импульсном способе формирования токов // Межвузовск. сб. - 1984. - №30. - С. 5 - 11.
- 12.Баль В.Б., Красовский А.Б. Лашхаури А.Р. Линейный шаговый электропривод робота - раскладчика // Электромеханич. устр. и системы управления пром. роботов. Воронеж. - ВПИ. - 1985. - С. 41 - 48.

13. Баль В.Б., Красовский А.Б., Добромыслин В.М. Перспективы применения линейного шагового электропривода в робототехнике // Автоматиз. производств, проц. на базе пром роботов. Прилож. к журналу «Авиационная промышленность» М.: 1988. - С. 21 - 25.
14. Krasovskii A.B. Obtaining the maximum output power of a switched reluctance electric drive by control means. // Electrical Technology Russia. - 2002. - № 3. - P. 107-120.
15. Красовский А.Б. Физические особенности и алгоритмы компенсации пульсаций момента в вентильно-индукторном электроприводе // Мат. 2 междунар. конф. "Сост. разраб. и персп. прим. ВИП", М.: ИНГЕРЭЛЕКТРО. - 2001. - С. 40 - 45.
16. Красовский А.Б. Учет локального насыщения зубцовой зоны при формировании коммутационных процессов в вентильно-индукторной машине // IV Междунар. конф. "Электротехника, электромеханика и электротехнология": Тез. докл. - М., 2000. - С. 107 - 108.
17. Красовский А.Б. Визуальное моделирование динамики электропривода в среде WINDOWS // Юбилейная научно-техническая конф., посвященная 170-летию МГТУ им. Н.Э. Баумана: Тез. докл. - М., 2000. - С. 29.
18. Красовский А.Б. Ограничение пульсаций момента в вентильно-индукторном электроприводе // XXXVII научн. конф. РУДН "Теория и практика инженерных исследований": Тез. докл. - М., 2003. - С. 49 - 50.
19. Красовский А.Б. Исследование на модели цикла коммутации вентильно-индукторного электропривода с учетом локального насыщения зубцовой зоны // XXXVI научн. конф. РУДН "Проблемы теории и практики инженерных исследований": Тез. докл. - М., 2000. - С. 97 - 98.
20. Красовский А.Б., Зорин Ю.Н. Замкнутый шаговый электропривод с математической моделью в контуре управления // XXXVI научн. конф. РУДН "Проблемы теории и практики инженерных исследований": Тез. докл. - М., 2000. - С. 99 - 100.
21. Красовский А.Б., Ломов И.А., Ролдугин Л.В. Электропривод силовых координатных устройств // Научно-техническая конф. "165 лет МГТУ" часть 2. Тез. докл. - М., МГТУ, 1995. - С. 190.
22. Красовский А.Б. Пути повышения точности шагового электропривода // П Междунар. конф. "Актуальн. проблемы фундамент. наук": Тез. докл. - М., 1994. - С. 38 - 39.
23. Красовский А.Б. Шаговый электропривод с перестраиваемой структурой // Междунар. конф. "Актуальн. проблемы фундаментальных наук": Тез. докл. т.10. - М, 1991. - С. 40 - 41.

24. Красовский А.Б., Баль В.Б., Добромыслин В.М. Компоновка и организация программных перемещений координатных устройств на базе линейных шаговых двигателей модульной конструкции // Отраслевой семинар НИИТ «Автоматиз. и механ. произв. на базе пром. роботов и манипуляторов»: Тез. докл. - М. - 1985. - С. 14.
25. Садовский Л.А., Грудинин В.С., Красовский А.Б. Дискретный электропривод с микропроцессорным управлением // Всесоюзн. научн. техн. конф. по применению преобр. техники в электроприводе: Тез. докл. - Тольятти, 1984. - С. 20.
26. Красовский А.Б., Попов М.А. Особенности проектирования электромеханических модулей и усилителей мощности силового многокоординатного шагового электропривода для робототехнических устройств // III Всесоюзная конф. "Роботы и робототехнические системы": Тез. докл. ч.2 - Челябинск, 1983. - С. 46 - 47.
27. А.С. 1310993 СССР, МКИ³ Н 02 Р 8/00. Способ управления шаговым двигателем и устройство для его осуществления / В.Б. Баль, А.Б. Красовский, В.М. Добромыслин (СССР). - 6 с. ил.
28. А.С. 1374361 СССР, МКИ³ Н 02 Р 8/00. Линейный шаговый двигатель / В.Б. Баль, А.Б. Красовский, В.М. Добромыслин (СССР). - 3 с. ил.
29. А.С. 1410266 СССР, МКИ³ Н 02 Р 8/00. Устройство для управления шаговым электродвигателем / А.Б. Красовский, В.Б. Баль, В.М. Добромыслин (СССР). - 4 с. ил.
30. Ах. 1453548 СССР, МКИ³ Н 02 Р 8/00. Двухкоординатный шаговый двигатель / В.Б. Баль, А.Б. Красовский, В.М. Добромыслин, Ш.А. Шарипов (СССР). - 4 с. ил.
31. Ах. 1535328 СССР, МКИ³ Н 02 Р 8/00; Устройство для управления шаговым электродвигателем / А.Б. Красовский, Б.И. Сапожников, Е.Е. Баяндуров (СССР). - 3 с. ил.
32. А.С. 1568197 СССР, МКИ³ Н 02 Р 8/00. Устройство для управления шаговым электродвигателем / А.Б. Красовский, В.И. Матвеев, В.М. Зубков, Б.И. Сапожников (СССР). - 4 с. ил.
33. А.С. 1591714 СССР, МКИ³ Н 02 Р 8/00. Устройство для управления шаговым электродвигателем / А.Б. Красовский, Г.Н. Круглов (СССР). - 4 с. ил.
34. А.С. 1598812 СССР, МКИ³ Н 02 Р 8/00. Устройство для управления шаговым электродвигателем / А.Б. Красовский, Г.Н. Круглов, Л.В. Ролдугин (СССР). - 4 с. ил.
35. А.С. 1628822 СССР, МКИ³ Н 02 Р 8/00. Устройство для управления шаговым двигателем / А.Б. Красовский, Г.Н. Круглов (СССР). - 3 с. ил.

- 36.А.с. 1695816 СССР, МКИ³ Н 02 Р 8/00. Устройство для управления фазой шагового двигателя / А.Б. Красовский, Г.Н. Круглов, А.Ф. Попов (СССР). - 6 с. ил.
- 37.А.С. 1731019 СССР, МКИ³ Н 02 Р 8/00. Устройство для управления шаговым двигателем с электрическим дроблением шага / А.Б. Красовский, Г.Н. Круглов, В.М. Буянкин, В.Н. Завьялов (СССР). - 5 с. ил.
- 38.А.С. 1755693 СССР, МКИ³ Н 02 Р 8/00. Способ управления шаговым двигателем и устройство для его осуществления / А.Б. Красовский, Г.Н. Круглов (СССР). - 4 с. ил.
- 39.А.С. 1792225 СССР, МКИ³ Н 02 Р 8/00. Устройство для регулирования частоты вращения синхронного двигателя / А.Б. Красовский (СССР). - 4 с ил.
- 40.А.С. 1792226 СССР, МКИ³ Н 02 Р 8/00. Способ управления шаговым двигателем с активным ротором / А.Б. Красовский (СССР). - 5 с. ил.
- 41.А.С. 1812912 СССР, МКИ³ Н 02 Р 8/00. Устройство для управления вентиляльным электродвигателем / А.Б. Красовский (СССР). - 3 с. ил.
- 42.А.С. 1828365 СССР, МКИ³ Н 02 Р 8/00. Устройство для синхронного управления двумя шаговыми двигателями для перемещения двухкоординатного устройства / А.Б. Красовский (СССР). - 3 с. ил.
- 43.Красовский А.Б. Способы повышения точности формирования тока в фазных обмотках шаговых двигателей. - М., 1984. - 12с. - Деп. в Информэлектро. №122.

Подписано в печать 21.03., Зак. 65 Тир. 100 П.л. 2,5
Полиграфический центр МЭИ (ТУ)
Красноказарменная ул., д. 13