

ISSN 0013-5860

A large, stylized logo consisting of a blue 'E' and a blue 'T' that overlap. The word 'ЭЛЕКТРОТЕХНИКА' is written in white, italicized, sans-serif capital letters across the horizontal bar of the 'E'. Below the 'T', the number '9' and the year '2005' are written in a white, italicized, sans-serif font with a blue outline.

ЭЛЕКТРОТЕХНИКА
9 2005

ЭНЕРГЕТИКА ИННОВАЦИЙ

Высокий научный потенциал Таврида Электрик помогает компании на протяжении 15 лет производить передовое оборудование для электроэнергетики и оставаться лидером на рынке России среди производителей силовых выключателей и защитных аппаратов в классе напряжения до 10 кВ.

Для защиты оборудования коммутируемого вакуумными выключателями была разработана в 1993 году специальная конструкция и уникальная технология изготовления монолитных ОПН внутренней и наружной установки.



- При производстве ОПН серии TEL используются самые современные технологии, что позволяет производить аппараты, обладающие высокой надежностью, стабильными характеристиками на всем периоде эксплуатации, не требующие технического обслуживания.
- Все ограничители перенапряжений серии TEL имеют высокопрочный полимерный изоляционный корпус. При изготовлении корпуса используется технология литья полимерных форм под давлением. Корпус выполняет как изоляционную функцию, так и механическую. Таким образом, удалось добиться малых габаритов аппаратов и повышенную способность к рассеиванию больших энергий.
- Использование высококачественных материалов и комплектующих, наличие жесткого входного контроля и компьютерное формирование колонки варисторов позволили достичь оптимального распределения потенциала вдоль аппаратов и обеспечить глубокий уровень ограничения всех видов перенапряжений.

ОПН/TEL



МЕДАЛЬ
"ЗА ЗАСЛУГИ В
ЭЛЕКТРОТЕХНИКЕ"



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

У Ч Р Е Д И Т Е Л И

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

С О В Е Т У Ч Р Е Д И Т Е Л Е Й

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

РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ

Главный редактор **КОЧЕТКОВ В.Д.**

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

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

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

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

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

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

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

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

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

Сдано в набор 28.06.2005. Подписано в печать 27.07.2005. Формат 60×88 1/8

Бумага офсетная № 1. Печать офсетная. Печ. л. 8. Заказ 119.

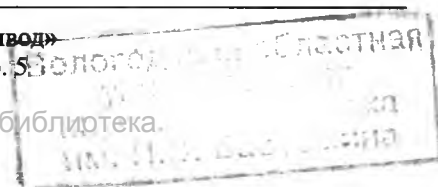
Цена свободная. Тираж 1000 экз. Зарегистрирован Комитетом РФ по печати, регистрационный №01330.

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

© «Электротехника», 2005 г.

Бологодская областная универсальная научная библиотека.

www.booksite.ru



СОДЕРЖАНИЕ

Браславский И.Я. Тринадцатая международная научно-техническая конференция "Электроприводы переменного тока"	3
Вейнгер А. М. Метод полузамкнутого управления электроприводами переменного тока	4
Козярук А.Е., Рудаков В.В. Математическая модель системы прямого управления моментом асинхронного электропривода	8
Браславский И.Я., Плотников Ю.В. Математические модели для определения энергопотребления различными типами асинхронных электроприводов и примеры их использования	14
Поляков В.Н., Шрейнер Р.Т. Обобщение задач оптимизации установившихся режимов электрических двигателей	18
Гарганеев А.Г., Каракулов А.С., Ланграф С.В., Нечаев М.А. Опыт разработки преобразователя частоты для асинхронного электропривода общепромышленного применения	23
Ишматов З.Ш. Обеспечение грубости при синтезе цифровых систем управления электроприводом	27
Колоколов Ю.В., Косчинский С.Л. Механизмы потери устойчивости стационарными процессами в асинхронном электроприводе с векторным управлением	33
Зюзев А.М., Нестеров К.Е. К построению бездатчикового электропривода системы ТПН-АД	38
Берестов В.М., Харитонов С.А. Расчёт параметров выпрямителя с ШИМ	42
Шрейнер Р.Т., Ефимов А.А., Мухаматшин И.А. Релейное управление активными токовыми преобразователями частоты	47
Браславский И.Я., Костылев А.В., Мезеушева Д.В., Степанюк Д.П. Методы синтеза систем управления асинхронными электроприводами с использованием нейронных сетей	54
Сарапулов Ф.Н., Сарапулов С.Ф., Сокунов Б.А. Формирование режимов работы линейного индукционного магнетогидродинамического насоса	58
Ишматов З.Ш., Волков М.А., Плотников Ю.В. Принципы построения и методы синтеза цифровых регуляторов внешних контуров электропривода	62

CONTENTS

Braslayskiy I.Ya. The thirteenth international scientific-technical conference "Alternating current electrical drives"	3
Veynger A.M. Method of semiclosed control of AC drives	4
Kozyaruk A.E., Rudakov V.V. Mathematical model of system of a direct control of the moment of the asynchronous electric drive	8
Braslayskiy I.Ya., Plotnikov Yu.V. Mathematical models for energy consumption calculation for different types of induction motor drives and examples of its using	14
Polyakov V.N., Shreiner R.T. Generalization of the optimization problems of the steady state regimes of the electric motors	18
Garganeev A.G., Karakulov A.S., Langraf S.V., Nechaev M.A. Design experience of frequency converter for induction motor drive for multipurpose industrial applications	23
Ishmatov Z.Sh. Maintenance of roughness at synthesis of digital control systems by the electric drive	27
Kolokolov Yu.V., Koschinsky S.L. The phenomena of stationary processes stability loss of AC drive with vector control	33
Zuzev A.M., Nesterov K.E. For sensorless electric drive based on voltage thyristor converter – induction motor system construction	38
Berestov V.M., Kharitonov S.A. Calculation of parameters of the rectifier with PWM	42
Shreiner R.T., Efimov A.A., Mychamatshin I.A. The relay control of active current frequency converters	47
Braslavsky I.Ya., Kostylev A.V., Mezeusheva D.V., Stepanuk D.P. Synthesis methods of induction drive control systems of artificial neural networks	54
Sarapulov F.N., Sarapulov S.F., Sokunov B.A. Linear induction magnetohydrodynamic pump regimes forming	58
Ishmatov I.Sh, Volkov M.A., Plotnikov Yu.V. The construction principles and synthesis approach for outer loop digital controllers for electric drives	62

Тринадцатая международная научно – техническая конференция "Электроприводы переменного тока"

Конференции по проблеме "Электроприводы переменного тока", регулярно организуемые и проводимые кафедрой "Электропривод и автоматизация промышленных установок" Уральского государственного технического университета – УПИ, стали традиционными и популярными среди научно-технической общественности, занимающейся решением этой актуальной для теории и практики электропривода проблемы. Начало им положил основатель и руководитель Уральской школы электропривода профессор В.А. Шубенко, под научным руководством которого в 1968 г. была проведена первая конференция по указанной тематике.

"Екатеринбургские встречи" заняли достойное место среди важнейших отечественных конференций, связанных с проблемами электромеханики. Они всегда собирают большое число специалистов, представляющих ведущие научно-исследовательские, проектные, промышленные организации и вузы страны, а в последнее время и зарубежных участников.

История конференций – это, по сути, история становления и развития теории и практики автоматизированных полупроводниковых электроприводов переменного тока на протяжении последних сорока лет; это летопись активных усилий научных и производственных коллективов, обеспечивших в настоящее время доминирующие позиции регулируемых электроприводов переменного тока среди других классов электроприводов.

13-я конференция, проходившая с 14 по 18 марта 2005 г. в Екатеринбурге, собрала очень представительный состав. В её работе приняли участие более 130 человек из 25 городов России (Москвы, Санкт-Петербурга, Екатеринбурга, Новосибирска, Челябинска, Нижнего Новгорода, Красноярска, Томска, Магнитогорска и др.), а также из стран ближнего и дальнего зарубежья. В программу конференции включено 92 доклада, среди авторов докладов более 30 докторов наук.

Важно отметить широкое участие в конференции ведущих фирм-производителей электротехнического оборудования ("Сименс", "Шнейдер Электрик", "Роквел Автомейшн" и др.), представитель вузовской науки, НИИ, проектных институ-

тов, наладочных организаций, производственников. Такое комплексное участие позволило всесторонне обсудить современное состояние проблемы, оценить результаты промышленного использования электроприводов переменного тока, области применения которых постоянно расширяются, наметить дальнейшие пути решения этой важной народно-хозяйственной проблемы.

Помимо пленарного заседания, на котором были представлены основополагающие доклады по актуальным направлениям разработки и исследования электроприводов переменного тока, сделанные проф. А.М. Вейнгером, проф. А.Е. Козяруком, доц. В.Н. Поляковым, проф. И.Я. Браславским, доц. А.М. Зюзовым, доц. З.Ш. Ишматовым, член-кор. РАН Л.И. Чубраевой, инж. Д.В. Беляевым, на конференции было проведено 11 тематических заседаний по отдельным вопросам рассматриваемой проблемы. Среди них: "Регулируемые двигатели переменного тока", "Элементы систем электропривода", "Системы управления электроприводами", "Моделирование и исследование систем электропривода переменного тока", "Энергетика и энергосбережение в системах электропривода", "Системы электропривода производственных механизмов", "Специальные вопросы электропривода", "Проблемы подготовки специалистов".

Особое внимание в докладах и дискуссиях было уделено:

- совершенствованию электрических машин, предназначенных для электроприводов переменного тока;

- развитию методов цифрового управления современными системами электроприводов;

- использованию новых подходов для синтеза систем управления электроприводами переменного тока (методы нечёткой логики, нейронных сетей, генетических алгоритмов и др.);

- особенностям построения и результатам внедрения высоковольтных регулируемых электроприводов переменного тока;

- энергосберегающим технологиям на основе регулируемых асинхронных электроприводов;

- разработке уточнённых моделей с целью наиболее полного учёта особенностей реализации различных режимов;

– опыту внедрения и промышленной эксплуатации электроприводов переменного тока на различных производственных механизмах.

Важно отметить участие в конференции большого количества молодых учёных и исследователей, выступивших с обстоятельными, выполненными на современном уровне докладами по актуальным проблемам электроприводов переменного тока. Это вселяет уверенность, что теория и практика электроприводов переменного тока будут и в дальнейшем успешно развиваться.

Главные задачи очередной конференции: плодотворное обсуждение последних научно-технических достижений в области электроприводов переменного тока; их квалифицированная оцен-

ка; привлечение новых коллективов и школ (особенно молодых учёных) к участию в работе конференции; налаживание неформальных дружеских контактов и обмен опытом, по общему мнению участников конференции, успешно выполнены.

Конференция признала целесообразным провести 14-ую конференцию "Электроприводы переменного тока" в 2007 г.

Ряд докладов конференции публикуется в этом номере журнала "Электротехника".

И.Я. Браславский, председатель оргкомитета, доктор техн. наук, проф.

Метод полужамкнутого управления электроприводами переменного тока

ВЕЙНГЕР А. М.

Предложен метод управления синхронными и асинхронными электроприводами, сочетающий преимущества разомкнутого и замкнутого управления. Предлагаемый метод полужамкнутого управления сочетается с методами нелинейных многосвязных систем подчинённого регулирования. Обеспечиваются высокое быстродействие и высокая точность регулирования, типовые динамические свойства электропривода. В качестве примера рассмотрен асинхронный электропривод на основе инвертора тока с ШИМ.

В современных регулируемых электроприводах переменного тока большой мощности обычно используются преобразователи частоты (ПЧ), в которых частота замыкания системы сравнительно невысока; в ПЧ на основе зависимого инвертора тока эта частота изменяется вообще от нулевого значения. В некоторых ПЧ предусмотрен выходной фильтр, и цепи статора обладают резонансными свойствами.

Указанные особенности затрудняют использование известных методов управления. Было предложено дополнить методы нелинейных многомерных систем подчинённого регулирования [1] методом полужамкнутого управления [2]. Метод был продемонстрирован в [2] на примерах синхронного электропривода.

Задача данной статьи – продемонстрировать метод полужамкнутого управления на примере асинхронного электропривода.

Control method is proposed for synchronous and asynchronous AC drives combining advantages of open-loop and closed-loop control. Proposed method of semi-closed control is composed with methods of non-linear multi-connected subordinate control. This provides high quick-responsibility and high accuracy of control, type dynamics. As an example the asynchronous drive is considered on the base of PWM CSI.

Рассматривается асинхронный электропривод на основе инвертора тока с ШИМ. Схема главных цепей представлена на рис. 1.

Страна сети ПЧ представлена как регулируемый источник тока и здесь не рассматривается.

Вектор $\mathbf{z}_{MUVW} = (z_{MU}, z_{MV}, z_{MW})$ определяет состояние плеч инвертора. Например, значение $z_{MU} = 1$ соответствует соотношению $i_{MU} = i_D$, значение $z_{MU} = -1$ – соотношению $i_{MU} = -i_D$, значение $z_{MU} = 0$ – соотношению $i_{MU} = 0$. Вектор \mathbf{z}_{MUVW} формируется модулятором, который управляется вектором $\mathbf{y}_{Ma\beta}$ в координатах статора. Датчик положения BQ формирует направляющий вектор оси d ротора $\mathbf{1}_d = (\cos \gamma, \sin \gamma)$.

Структурная схема объекта регулирования показана на рис. 2. В состав объекта входят звено механического движения Mech-Move и звено электромагнитных контуров асинхронного двигателя. Специфика объекта – дополнительное зве-

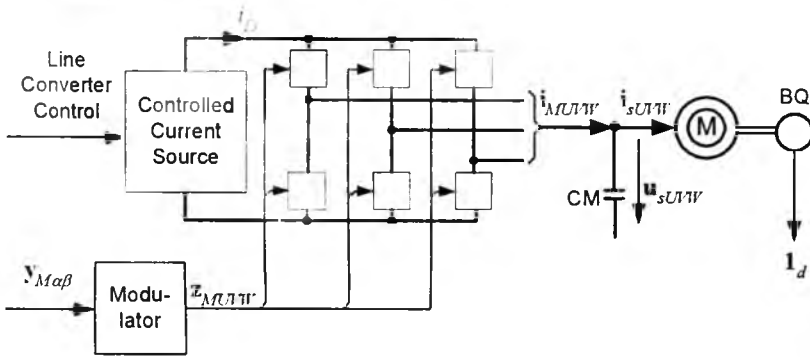


Рис. 1

но, соответствующее конденсаторной батарее фильтра CM . Векторы представлены в осях d, q ротора. Переменные и параметры, за исключением времени и постоянных времени, рассматриваются как относительные величины. Обозначения для токов и напряжения показаны на схеме. Специальные обозначения: Ω_b – базовая угловая частота, J – матрица поворота вектора на угол $\pi/2$.

Входом является вектор $z_{Ma\beta}$. Выходы – скорость v и модуль вектора основного потока ψ_β .

Структура системы регулирования

Общая структура приведена на рис.3 (без внешнего контура регулирования скорости). Она соответствует теории нелинейных многосвязных систем подчинённого регулирования. Отличительная особенность – дополнительный внутренний контур регулирования напряжений статора, соответствующий дополнительному звену объекта.

Метод полужамкнутого управления поясняется на примере регулятора напряжений статора. Структурная схема регулятора показана на рис.4.

В целом регулятор построен в соответствии с

методами нелинейных многосвязных систем подчинённого регулирования [1]. заданием регулятора является вектор u_{Gs} , сигналом обратной связи – вектор u_{RRs} . Задание поступает от регулятора электромагнитных переменных АД. Оттуда же вводится компенсирующий сигнал i_{GsM} . Выходом регулятора является задание выходного тока инвертора i_{GM} . Внутри регулятора формируются

вектор u_{RRs} . Он может рассматриваться как ожидаемый процесс для вектора напряжений статора u_s .

Жёсткая отрицательная обратная связь с коэффициентом G_{HU} также соответствует теории нелинейных многосвязных систем подчинённого регулирования.

Метод полужамкнутого управления реализуется элементом FU , формирующим вектор обратной связи. Этот вектор формируется из измеренной обратной связи u_s и ожидаемого вектора u_{RRs} .

Измеренный вектор проходит через фильтр с передаточным оператором W_{FUP} . В простейшем случае соотношение имеет вид:

$$u_{RRs} = \frac{T_{FUP}}{1+T_{FUP}} u_{RRs} + \frac{1}{1+T_{FUP}} u_s \quad (1)$$

Здесь T_{FU} – постоянная времени фильтра. В быстрых процессах действует связь по ожидаемому вектору, что соответствует разомкнутому управлению. В медленных процессах действует обратная связь по измеренному вектору, что соответствует замкнутому управлению.

Предположим, что вектор выходного тока инвертора выражается через задание и возмущение следующим образом:

$$i_M(t) = i_{GM}(t) + i_{Mn}(t) \quad (2)$$

Возмущение вносится, прежде всего, дискретностью инвертора. В отсутствие возмущения на

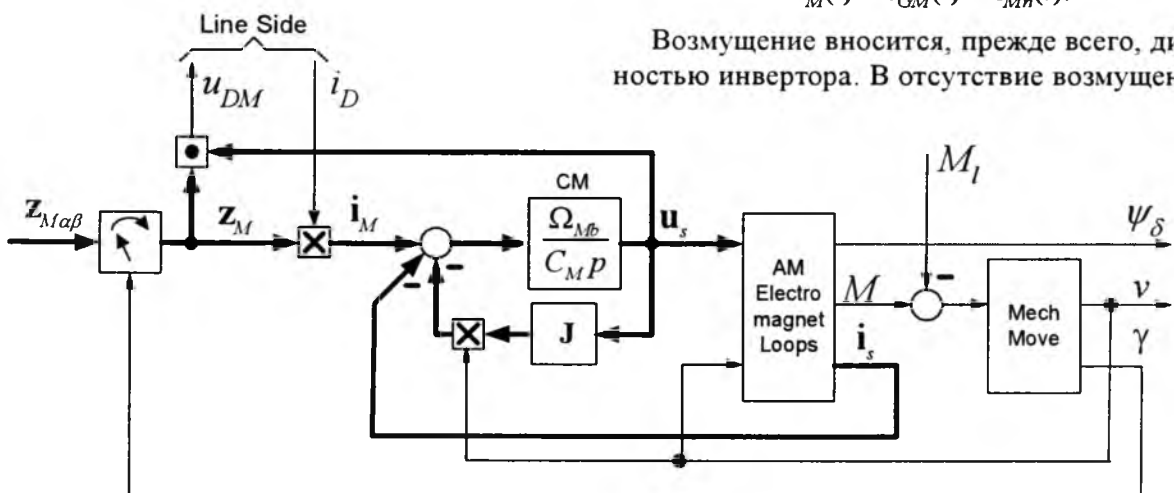


Рис. 2

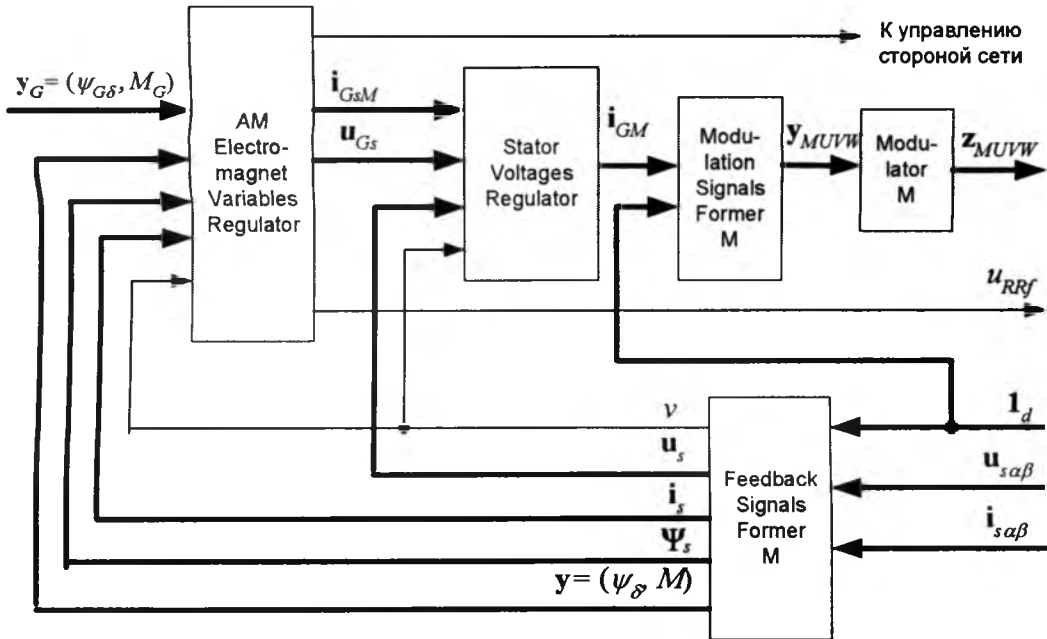


Рис.3

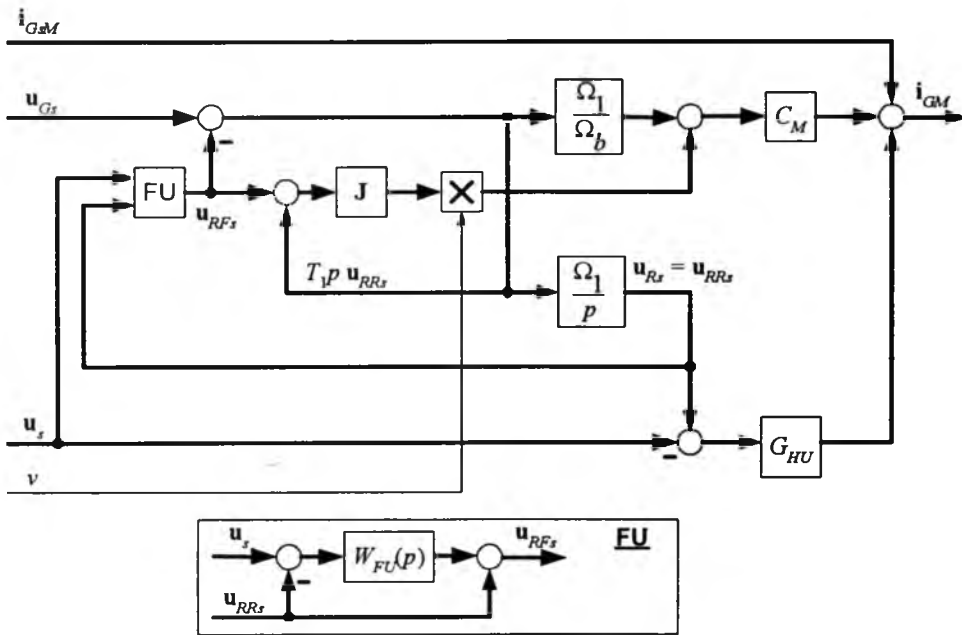


Рис.4

пряжение статора выражается через задание посредством желаемого типового оператора:

$$u_s = \frac{1}{1+T_1 p} u_{Gs}; \quad T_1 = \frac{1}{\Omega_1}. \quad (3)$$

Здесь Ω_1 – полоса пропускания контура регулирования. Влияние возмущения на задание тока выражается соотношением:

$$i_{GMn} = -\frac{1}{1+T_1 p} \frac{1}{1+T_{FU} p} i_{Mn}. \quad (4)$$

Таким путём обеспечивается должная фильтрация возмущения.

Подобным образом реализуется метод полужамкнутого управления также в регуляторе электромагнитных переменных АД.

Результаты моделирования

Моделирование выполнено с параметрами АД: 7 МВт, $300/450 \text{ мин}^{-1}$, 30/45 Гц. ПЧ в модели – на основе ИТ с ШИМ, преобразователь со стороны сети – 18-пульсный тиристорный выпрямитель-инвертор. Резонансная частота цепи статора составляет $f_{рез} \approx 150 \text{ Гц}$. Частота модуляции инвертора $f_{мод} = 450 \text{ Гц}$. Полоса пропускания контура регулирования напряжений статора $\Omega_1 =$

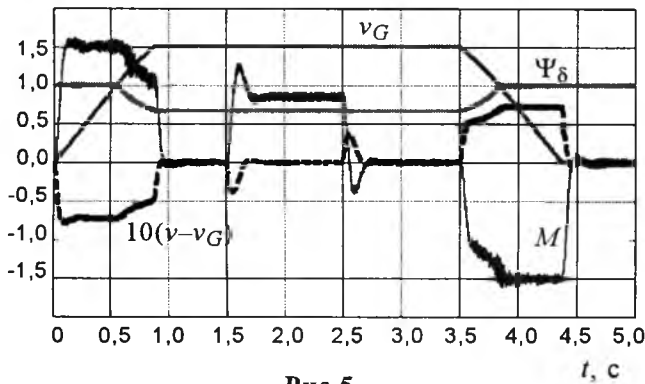


Рис.5

= 400 рад/с. Контур регулирования скорости принят с полосой пропускания $\Omega_v = 25$ рад/с. Моделируется специальный регулятор скорости со свойствами П-регулятора по отношению к заданию и ПИ-регулятора по отношению к нагрузке.

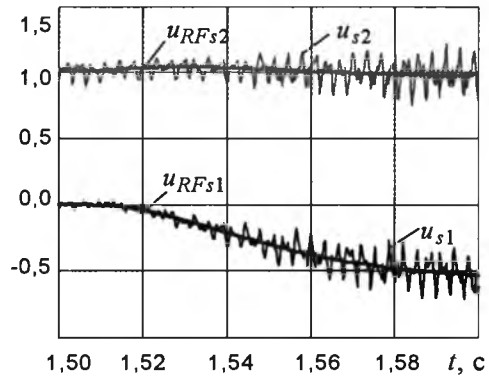
Моделировалась дискретная модель. Время цикла для модели объекта выбрано $T_{s0} = 20$ мкс, времена цикла для блоков алгоритма управления: для блока Modulator – то же самое время T_{s0} , для блоков Modulation Signals Former, Voltage Regulator, Feedback Signals Former, AM Electromagnet Variables Regulator – $T_{s1} = 200$ мкс, для регулятора скорости – $T_{s2} = 1$ мс. Эти времена циклов обеспечивают нормальное функционирование алгоритма.

Процессы при типовых воздействиях регулируемого электропривода представлены на рис.5: разгон без нагрузки, наброс – сброс нагрузки, замедление до остановки. Команда скорости принята $v_{cmd} = 1,5$ для демонстрации функционирования в верхней зоне скорости с ослаблением поля. Дополнительное обозначение: v_G – задание скорости.

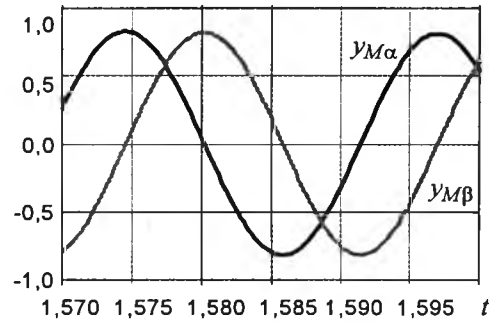
Зарегистрированные процессы практически совпадают с желаемыми типовыми процессами регулируемого электропривода. Резонансные колебания в цепи статора не проявляются.

На рис.6,а в растянутом времени показаны сигналы обратной связи регулятора напряжений на одном из интервалов того же процесса. Сигналы представлены в системе координат 1, 2, ориентированной по вектору потока ротора. Амплитуда пульсаций в сигналах обратной связи u_{RFs1} , u_{RFs2} более чем на порядок меньше по сравнению с измеренными сигналами u_{s1} , u_{s2} . Соответственно уменьшены пульсации в управляющих сигналах модулятора. Эти сигналы показаны для интервала процесса на рис.6,б.

Гладкая форма управляющих сигналов модулятора позволяет обеспечить должное качество регулирования без дополнительного запаса по выпрямленному току ПЧ и по напряжению выпрямителя.



а)



б)

Рис.6

Выводы

1. Полузамкнутое управление в сочетании с методами нелинейных многосвязных систем подчинённого регулирования обеспечивает необходимое качество процессов асинхронного электропривода, даже при низкой частоте модуляции ПЧ и при резонансных свойствах цепи статора.

2. Подавление пульсаций в управляющих сигналах модулятора позволяет снизить запасы по току и напряжению ПЧ.

Список литературы

1. Вейнгер А. М. Регулируемый синхронный электропривод. М.: Энергоатомиздат, 1985.
2. Weinger A. Potential of AC drives with semi-closed control // Proceedings of the IEEE International Electric Machines and Drives Conference. June 1-4, 2003. Madison: Wisconsin, USA. P. 1511–1517.

Вейнгер Александр Меерович – работает в Московском представительстве компании "Rockwell Automation", доктор техн. наук, проф. Окончил энергетический факультет Уральского политехнического института в 1955 г. и математико-механический факультет Уральского государственного университета в 1964 г. Защитил докторскую диссертацию по теме "Регулируемый синхронный электропривод" в 1988 г.



Математическая модель системы прямого управления моментом асинхронного электропривода

КОЗЯРУК А.Е., РУДАКОВ В.В.

Рассмотрены особенности моделирования и алгоритмы систем прямого управления моментом (DTC) в структуре частотно-регулируемого асинхронного электропривода. Приведены результаты анализа режимов работы электропривода на математической модели.

Системы прямого управления моментом для частотно-управляемого асинхронного электропривода вызывают интерес у разработчиков и исследователей во многих странах мира. За рубежом такие системы получили название "Direct Torque Control" или сокращенно DTC. Самым ярким примером практической реализации системы DTC является ряд комплектных электроприводов типа ACS-600, ACS-800 и ACS-1000, выпущенных на мировой рынок фирмой ABB [2]. Эти электроприводы обрабатывают стопроцентный скачок задания момента за 1–2 мс, обеспечивают точное регулирование момента при низких частотах, включая и нулевую скорость, а также обеспечивают точность поддержания скорости на уровне 10% скольжения асинхронного двигателя без использования датчика скорости и 0,01% – с использованием датчика скорости. Однако вопросы математического моделирования систем DTC освещены в литературных источниках на наш взгляд недостаточно полно.

Системы DTC имеют ряд характерных признаков:

- наличие в системе релейных гистерезисных регуляторов магнитного потока статора и электромагнитного момента асинхронного двигателя;
- наличие в системе электронной модели двигателя для вычисления управляемых координат (потокосцепления статора двигателя, электромагнитного момента двигателя, а также частоты вращения ротора двигателя для бездатчиковых систем);
- наличие табличного (матричного) вычислителя оптимального вектора напряжения двигателя;
- наличие идентификатора фазового сектора, в котором в текущий момент времени находится вектор потокосцепления статора двигателя;
- отсутствие в явно выраженной форме регуляторов тока статора двигателя;
- отсутствие программной широтно-импульсной модуляции выходного напряжения преобразователя частоты.

В настоящее время известно достаточно мно-

го алгоритмов, реализующих принцип DTC. Однако функциональная схема системы DTC всегда содержит ряд типовых функциональных блоков, как это показано на рис. 1. Каждый из функциональных блоков может быть реализован разными способами. В связи с этим представляется целесообразным следующий подход к построению математических моделей систем DTC. Предварительно в виде структурных схем, реализованных с помощью элементарных динамических звеньев, отдельно разрабатываются модели всех функциональных блоков системы.

Поскольку каждый функциональный блок имеет несколько вариантов реализации, структурных схем, воспроизводящих каждый функциональный блок, тоже будет несколько. Полученные структурные схемы функциональных блоков объединяются в так называемые подсистемы. Терминология (subsystem) заимствована из системы инженерных и научных расчетов MATLAB. Под подсистемой здесь понимается математическая модель отдельного функционального блока, которая входит в общую модель в виде некоего макроблока. Входами подсистемы служит совокупность управляющих и возмущающих воздействий для данного элемента общей модели, а выходами – переменные состояния, являющиеся предметом исследования, которые одновременно служат входными воздействиями для других подсистем. Все вычислительные операции, связанные с процессами, протекающими в рассматриваемом функциональном блоке, осуществляются внутри подсистемы. Таким образом, разработав все необходимые подсистемы, общую модель системы DTC можно сформировать из готовых подсистем с минимальным использованием элементарных динамических звеньев или же вообще отказавшись от них. Изменение модели системы DTC при таком представлении сводится к замене одной или нескольких подсистем другими. Общая же структура математической модели при этом сохраняется.

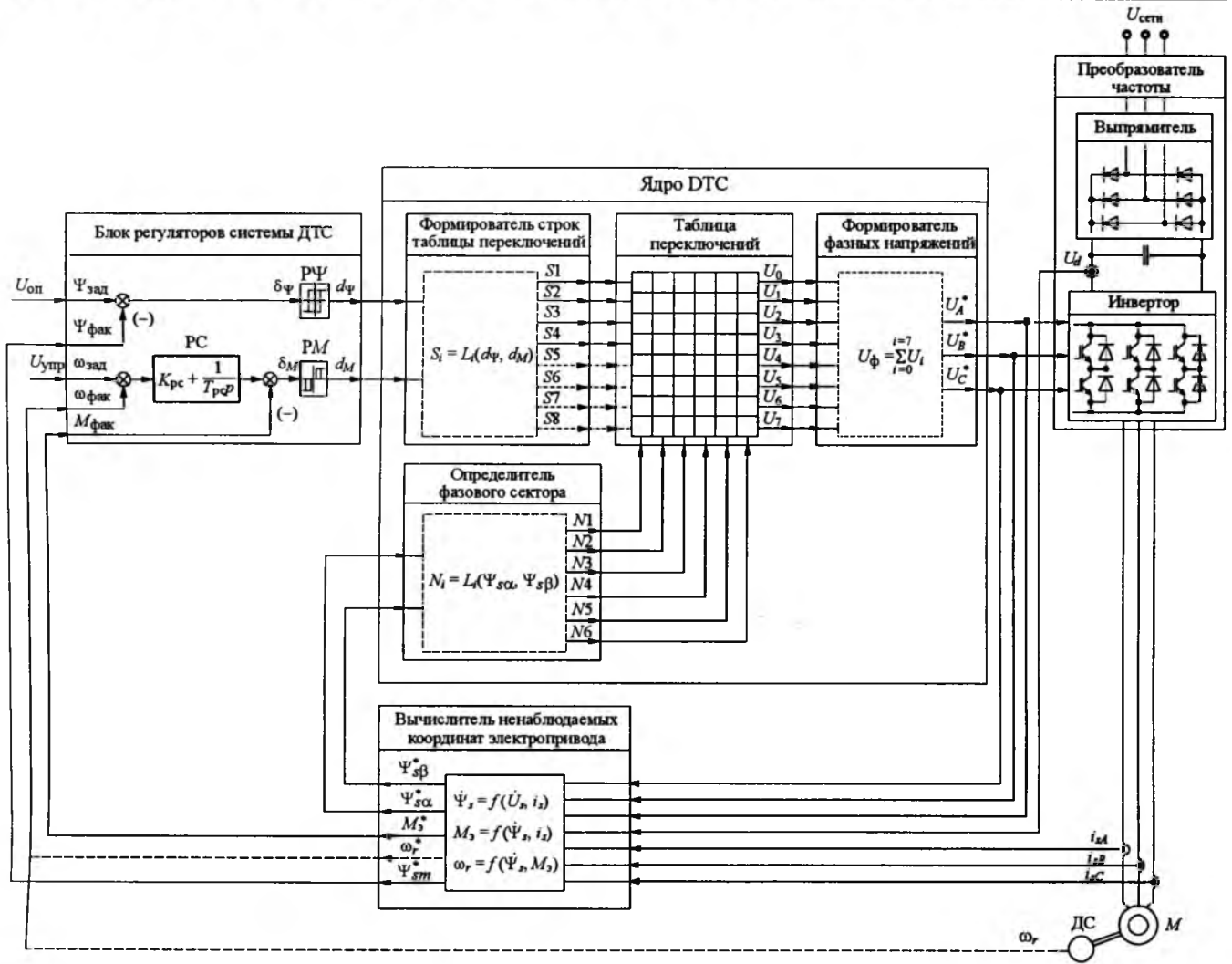


Рис.1. Функциональная схема системы прямого управления моментом

До начала моделирования необходимо, прежде всего, определить те функциональные блоки, структурные схемы которых необходимо разработать до построения общей модели. Разделение объекта исследования на отдельные функциональные блоки целесообразно проводить в соответствии с приведенной функциональной схемой. В этом случае система прямого управления моментом включает в себя:

- блок регуляторов системы ДТС;
- блок формирования строк таблицы переключений;
- блок определения фазового сектора;
- блок, реализующий таблицу переключений;
- блок формирования фазных напряжений;
- блок вычисления ненаблюдаемых координат электропривода.

Для блока регуляторов системы ДТС входными воздействиями являются управляющий сигнал $U_{упр}$, пропорциональный заданной частоте вращения $\omega_{зад}$, опорный сигнал $U_{оп}$, пропорцио-

нальный заданному значению модуля потокосцепления статора двигателя $\Psi_{зад}$, а также сигналы обратной связи по фактическим значениям контролируемых переменных: по модулю потокосцепления статора $\Psi_{факт}$, по электромагнитному моменту $M_{факт}$ и по частоте вращения двигателя $\omega_{факт}$. Выходные сигналы этой подсистемы – коммутационные функции релейных регуляторов потокосцепления статора и электромагнитного момента двигателя d_ψ и d_M , которые являются входными воздействиями для следующей подсистемы – блока формирования строк таблицы переключений. Выходными сигналами этой подсистемы являются номера строк таблицы $S1-S8$, количество которых определяется выбранной конфигурацией релейных регуляторов РС и РМ и принятой таблицей переключений. Минимальное количество строк таблицы 4, максимальное 8. Поэтому на рис.1 связи $S5-S8$ показаны пунктиром. Следующей подсистемой является блок определения фазового сектора. Входными воздействиями

для этой подсистемы являются составляющие потокосцепления статора в неподвижной системе координат $\Psi_{s\alpha}$ и $\Psi_{s\beta}$. В ряде случаев удобнее использовать в качестве входных сигналов для этой подсистемы не составляющие вектора потокосцепления статора, а тригонометрические функции угла ψ ($\sin\psi$ и $\cos\psi$). Выходными сигналами этой подсистемы являются номера столбцов таблицы переключений $N1-N6$. Выходные сигналы формирователя строк таблицы переключений и определителя фазового сектора представляют собой входные управляющие воздействия для следующей подсистемы, реализующей таблицу переключений. Выходными сигналами таблицы являются восемь возможных пространственных состояний результирующего вектора выходного напряжения преобразователя частоты U_0-U_7 . Эти сигналы являются входными воздействиями для подсистемы, в которой воспроизводится блок формирования фазных напряжений. Выходные сигналы формирователя фазных напряжений U_A^* , U_B^* и U_C^* представляют собой алгоритм переключения электронных ключей силового инвертора преобразователя частоты. Они же служат входными воздействиями для последней подсистемы – блока вычисления ненаблюдаемых координат электропривода. Формирователь строк таблицы переключений, определитель фазового сектора, таблица переключений и формирователь фазных напряжений образуют так называемое ядро DTC. В иностранной литературе эта часть системы называется "DTC Core".

Помимо сигналов U_A^* , U_B^* и U_C^* входными воздействиями для вычислителя ненаблюдаемых координат являются сигнал с выхода датчика напряжения в звене постоянного тока преобразователя частоты U_d и сигналы с датчиков фазных токов в статорной цепи электродвигателя i_{sA} , i_{sB} и i_{sC} . На выходе этой подсистемы получаются сигналы, пропорциональные составляющим вектора потокосцепления статора в системе координат $(\alpha-\beta)$ – $\Psi_{s\alpha}^*$ и $\Psi_{s\beta}^*$, модулю потокосцепления статора Ψ_{sm}^* , электромагнитному моменту M_s^* и частоте вращения ротора двигателя ω_r^* . Символом (*) обозначены вычисленные значения переменных. Составляющие вектора потокосцепления статора $\Psi_{s\alpha}^*$ и $\Psi_{s\beta}^*$ служат входными воздействиями для определителя фазового сектора. Остальные сигналы (Ψ_{sm}^* , M_s^* и ω_r^*) используются в качестве сигналов обратных связей для блока регуляторов системы DTC. Если сигналы обратных связей по модулю вектора потокосцепления статора и по электромагнитному моменту двигателя – всегда вычисленные, то сигнал обратной связи по час-

тоте вращения двигателя может быть как вычисленным (ω_r^*), так и полученным путём прямой индикации с помощью вращающегося датчика скорости ДС (ω_r). Поэтому на рис.1 эти две связи, исключаящие друг друга, показаны пунктиром.

Основой любого DTC-алгоритма является таблица переключений силовых электронных ключей автономного инвертора. В неё заранее внесены те положения результирующего вектора напряжения автономного инвертора, которые он должен принимать на фазовой плоскости при той или иной совокупности управляющих воздействий. От того, насколько удачно сформирована таблица переключений, в существенной мере зависит качество работы системы в целом. Эта таблица, как и все остальные функциональные блоки в системах DTC, реализуется микропроцессорными средствами. В большинстве зарубежных публикаций этот блок называется "switching table". Иногда его называют также "vector selection table" или "optimum pulse selector".

Функциональная задача таблицы переключений, как ключевого блока системы DTC, состоит в следующем. Результатом табличной обработки поступающей на входы таблицы переключений текущей информации о состоянии электропривода является оптимальный результирующий вектор выходного напряжения автономного инвертора. Под оптимальным здесь понимается такое новое положение этого вектора в пространстве, которое приводит к желаемому изменению контролируемых параметров системы. На выходе таблицы получаются коммутационные функции, которые поступают непосредственно на драйверы силовых электронных модулей, т.е. с помощью таблицы переключений на каждом интервале квантования по времени выбирается та или иная комбинация включенных силовых электронных модулей. Причём эта комбинация никак не зависит от предыдущего состояния автономного инвертора, а диктуется только информацией о текущих значениях контролируемых параметров. Поскольку таблица переключений сама по себе является дискретным функциональным блоком, то и исходная информация на её входы должна поступать в дискретном виде.

Для формирования столбцов таблицы переключений используется информация о том, в каком фазовом секторе на фазовой плоскости (рис.2) в данный момент времени находится результирующий вектор потокосцепления статора. Таким образом, опосредовано осуществляется контроль за вращающимся магнитным полем

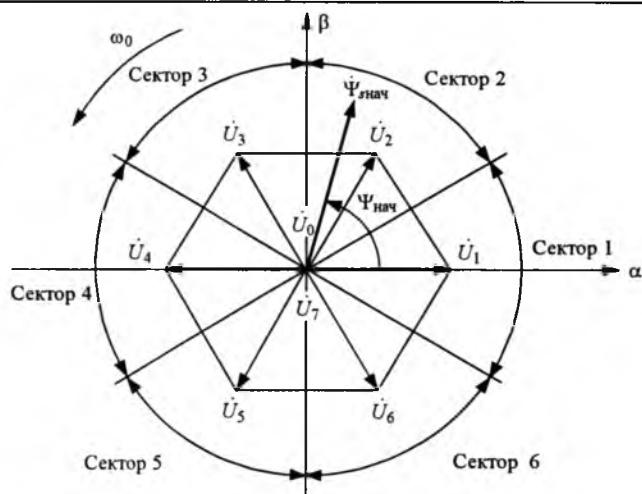


Рис.2. Разбиение фазовой плоскости на сектора

электрической машины. Следовательно, количество столбцов в таблице переключений для трёхфазных систем всегда равно шести. Количество строк в таблице определяется возможным числом сочетаний устойчивых состояний принятых релейных регуляторов. В простейшем случае, когда в качестве регуляторов потокосцепления статора и электромагнитного момента двигателя выбраны двухпозиционные релейные элементы, количество строк таблицы равно четырём. Состояния релейных регуляторов определяются их коммутационными функциями, которые обозначаются символами d_ψ и d_M . У двухпозиционных релейных регуляторов возможны три комбинации устойчивых состояний, т.е. три вида реализуемых коммутационных функций: $d = (1, 0)$; $d = (1, -1)$ и $d = (0, -1)$.

В первом случае квазиустойчивое значение регулируемой переменной Z будет находиться в диапазоне $[Z_{зад} \div (Z_{зад} + 2b)]$, где $2b$ – зона нечувствительности релейного регулятора (ширина гистерезисного допуска). Во втором случае регулируемая переменная Z будет находиться в диапазоне $[(Z_{зад} - b) \div (Z_{зад} + b)]$. В третьем случае этот диапазон составит $[(Z_{зад} - 2b) \div Z_{зад}]$.

Двухпозиционный регулятор первого вида наилучшим образом подходит для канала регулирования амплитуды вектора потокосцепления статора двигателя, так как задача регулирования этого канала сводится к стабилизации выходной переменной около заданного значения. В большинстве случаев регулятор этого вида и используется в качестве регулятора потокосцепления статора двигателя.

Двухпозиционный регулятор второго вида может оказаться достаточным для канала регулирования электромагнитного момента двигателя, но

не всегда. Поскольку в задачу регулирования этого канала одновременно входят обработка изменения управляющего воздействия с выхода линейного регулятора скорости и обработка изменения возмущающего воздействия (момента сопротивления со стороны механизма, приложенного к валу двигателя), как правило, в системах ДТС приходится использовать релейный регулятор момента более сложной конфигурации. Двухпозиционный регулятор третьего вида используется крайне редко, и поэтому здесь не рассматривается. Внутреннее заполнение таблицы переключений, таким образом, представляет собой алгоритм работы преобразователя частоты.

Для схемы с двумя двухпозиционными релейными регуляторами чаще всего используется следующий закон изменения результирующего вектора выходного напряжения преобразователя частоты:

- если оба регулятора находятся в верхнем положении, т.е. заданные значения обеих контролируемых переменных превышают сигналы обратной связи, то результирующий вектор выходного напряжения в следующий момент времени следует переместить в следующий сектор на фазовой плоскости по направлению вращения вектора потокосцепления статора;

- если регулятор потокосцепления статора находится в верхнем положении, а регулятор электромагнитного момента – в нижнем положении, т.е. сигнал обратной связи по электромагнитному моменту превышает задание, то результирующий вектор выходного напряжения в следующий момент времени следует переместить в предыдущий сектор на фазовой плоскости против направления вращения вектора потокосцепления статора;

- если регулятор потокосцепления статора находится в нижнем положении, а регулятор электромагнитного момента – в верхнем положении, то результирующий вектор выходного напряжения в следующий момент времени следует переместить через один сектор на фазовой плоскости по направлению вращения вектора потокосцепления статора (т.е. повернуть его в пространстве на 120°);

- если оба релейных регулятора находятся в нижнем положении, т.е. сигналы обратных связей по обоим контролируемым переменным превышают заданные значения, то результирующий вектор выходного напряжения в следующий момент времени следует переместить через один сектор на фазовой плоскости против направления вращения вектора потокосцепления статора (т.е. повернуть его в пространстве на -120°). При-

Таблица 1

Состояние релейных регуляторов		N=1	N=2	N=3	N=4	N=5	N=6
$d_\Psi = 1$	$d_M = 1$	\dot{U}_2	\dot{U}_3	\dot{U}_4	\dot{U}_5	\dot{U}_6	\dot{U}_1
	$d_M = -1$	\dot{U}_6	\dot{U}_1	\dot{U}_2	\dot{U}_3	\dot{U}_4	\dot{U}_5
$d_\Psi = 0$	$d_M = 1$	\dot{U}_3	\dot{U}_4	\dot{U}_5	\dot{U}_6	\dot{U}_1	\dot{U}_2
	$d_M = -1$	\dot{U}_5	\dot{U}_6	\dot{U}_1	\dot{U}_2	\dot{U}_3	\dot{U}_4

ведённый алгоритм может быть представлен табл.1.

Реализация таблицы переключений при математическом моделировании системы DTC может быть выполнена различными путями. Здесь принято целесообразным построение таблицы переключений с помощью типовых динамических блоков, так как это существенно упрощает операции стыковки отдельных элементов системы для объединения их в общую математическую модель. Структурная схема, реализующая таблицу переключений, приведена на рис.3.

Структурная схема построена с использованием блоков умножения переменных и сумматоров, реализующих операцию логического умножения (операцию "И"). Единичные сигналы, соответствующие номерам фазовых секторов (столбцы таблицы) поступают в схему с выхода определителя фазового сектора. Единичные сигналы, соответствующие состоянию релейных регуляторов (строки таблицы), поступают в схему с выхода формирователя строк таблицы переключений. В иных комментариях структурная схема рис. 3 не нуждается. В наиболее употребительном и чаще всего встречающемся в публикациях варианте таблицы переключений используются двухпозиционный релейный регулятор потокосцепления и трёхпозиционный релейный регулятор электромагнитного момента двигателя. В этом случае таблица переключений (табл.2) содержит шесть строк, причём строки, соответствующие среднему, нулевому состоянию релейного регулятора электромагнитного момента, пассивны.

Следует отметить, что функционирование ядра DTC не связано ни с номинальными данными, ни с параметрами электродвигателя, ни с пара-

метрами источника электроэнергии. В нем не содержится также никаких блоков, имеющих настроечные параметры электропривода. В некоторых источниках [3] в состав ядра DTC включаются также релейные регуляторы потокосцепления статора и электромагнитного момента двигателя. Это, по-видимому, не вполне правомерно, так как ширина зоны нечувствительности релейного элемента (гистерезисный допуск) является важным настроечным параметром системы электропривода. От правильного выбора ширины зоны нечувствительности в существенной мере зависит качество регулирования частоты вращения двигателя системой в целом. В связи с этим представляется целесообразным включить релейные регуляторы потокосцепления статора и электромагнитного момента двигателя в состав блока регулирования системы прямого управления моментом с тем, чтобы все элементы, посредством которых осуществляется настройка конкретной системы электропривода, были бы сосредоточены в одном функциональном блоке.

Рассмотренная структура системы DTC была объединена с математической моделью асинхронного двигателя. Полученная модель была успешно реализована в среде MATLAB с помощью типовых звеньев системы Simulink. Для подтверждения работоспособности модели на рис.4 приведены расчётные зависимости частоты вращения ротора двигателя, электромагнитного момента и потокосцепления статора двигателя в режимах пуска до номинальной частоты вращения и реверса электропривода с полной скорости в направлении "вперед" на полную скорость в направлении "назад". Расчёты проведены в относительных единицах. За базисные были при-

Таблица 2

Состояние релейных регуляторов		N=1	N=2	N=3	N=4	N=5	N=6
$d_\Psi = 1$	$d_M = 1$	\dot{U}_2	\dot{U}_3	\dot{U}_4	\dot{U}_5	\dot{U}_6	\dot{U}_1
	$d_M = 0$	\dot{U}_7	\dot{U}_0	\dot{U}_7	\dot{U}_0	\dot{U}_7	\dot{U}_0
	$d_M = -1$	\dot{U}_6	\dot{U}_1	\dot{U}_2	\dot{U}_3	\dot{U}_4	\dot{U}_5
$d_\Psi = 0$	$d_M = 1$	\dot{U}_3	\dot{U}_4	\dot{U}_5	\dot{U}_6	\dot{U}_1	\dot{U}_2
	$d_M = 0$	\dot{U}_0	\dot{U}_7	\dot{U}_0	\dot{U}_7	\dot{U}_0	\dot{U}_7
	$d_M = -1$	\dot{U}_5	\dot{U}_6	\dot{U}_1	\dot{U}_2	\dot{U}_3	\dot{U}_4

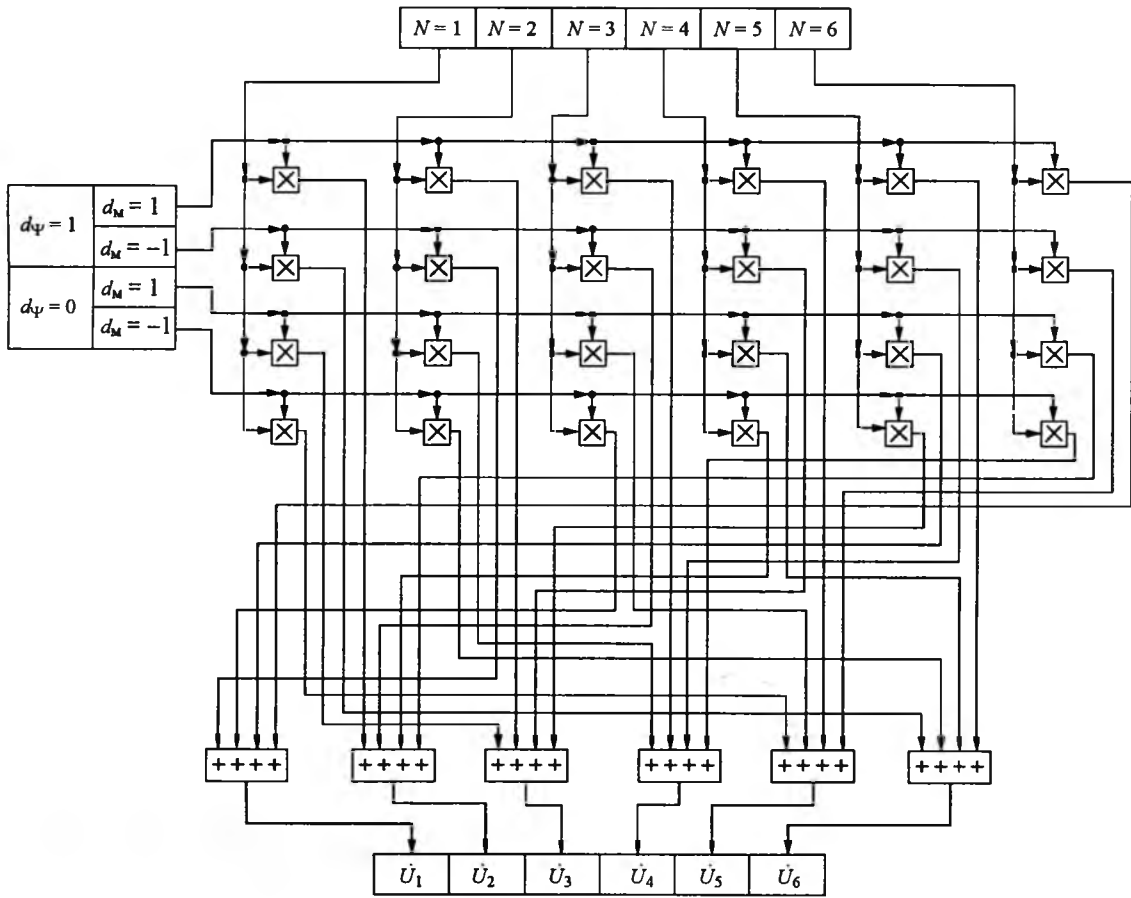


Рис.3. Структурная схема, реализующая алгоритм переключений, приведенный в табл.1

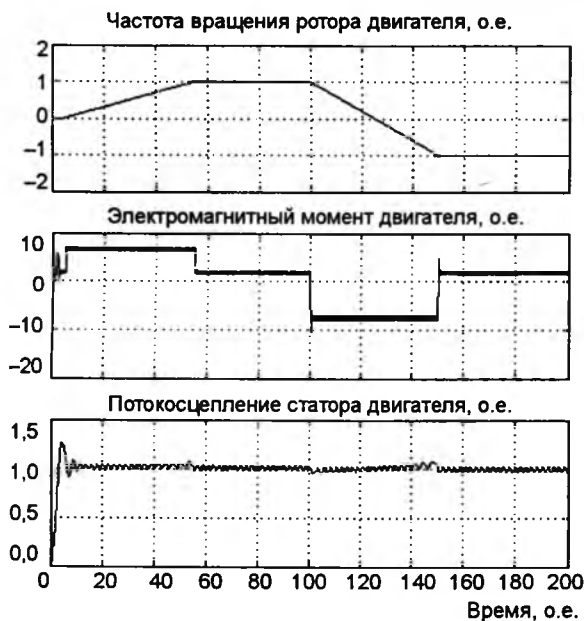


Рис.4. Графики переходных процессов при пуске и реверсе двигателя в системе DTC

няты номинальные данные двигателя. Базисное время приведено к частоте промышленной сети 50 Гц.

На начальном участке пусковой характеристики потокосцепление статора двигателя интенсив-

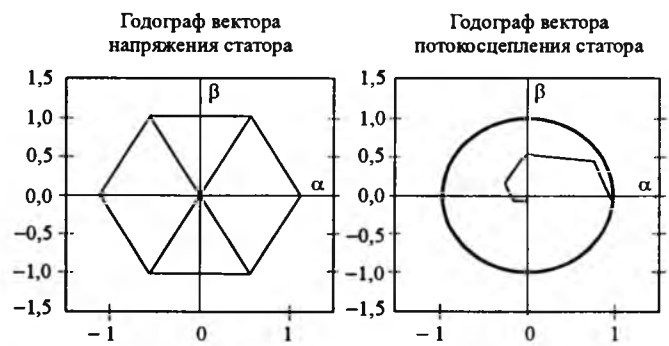


Рис.5. Годографы пространственных векторов в системе DTC

но нарастает до номинального значения (1 о.е.). Быстродействие канала регулирования потокосцепления существенно выше, чем в классических системах векторного управления асинхронным электроприводом. В дальнейшем потокосцепление статора двигателя удерживается на номинальном уровне с небольшими колебаниями относительно среднего значения. Амплитуда этих колебаний точно соответствует зоне нечувствительности релейного регулятора потокосцепления. При пуске двигателя электромагнитный момент дер-

жится постоянным на уровне 7 о.е., что соответствует семикратному превышению номинального момента двигателя. Следует отметить, что по паспортным данным асинхронного двигателя, параметры которого были использованы, кратность максимального момента равна 2,5. Поскольку разгон двигателя протекает при почти постоянном моменте, частота вращения двигателя нарастает практически по линейному закону. После завершения пуска двигателя значение электромагнитного момента снижается до номинального: 1 о.е. Момент статической нагрузки при моделировании был задан постоянным, равным номинальному значению электромагнитного момента двигателя. Поэтому после завершения процесса реверса двигатель переходит в режим противовключения. На рис.5 приведены годографы пространственного вектора напряжения и потокосцепления статора.

Результаты моделирования хорошо согласуются с известными характеристиками систем DTC [6]. Системы DTC позволяют обеспечить высокое быстродействие и перегрузочную способность при условии синтеза ПИ-регулятора скорости по методике, приведенной в [4].

Список литературы

1. Takahashi I., Noguchi T. A new quick response and high efficiency control strategy of an induction motor // IEEE Transactions on Industry Applications. 1986. Vol. IA-22, № 5.

2. ACS 600 Каталог 2000. Семейство изделий при широком выборе оборудования для индивидуальных электроприводов и приложений системных электроприводов на программируемой основе. ABB Automation, 2000.

3. Sikorski A., Korzeniewski M. Analysis of Flux and Torque Control Improvement of AC Motor Controlled by DTC Method. EPE-PEMC 2002 Dubrovnik & Cavtat P. 3

4. Браславский И.Я., Ишматов З.Ш., Варац Е.И. Адаптивная система прямого управления моментом асинхронного двигателя // Электротехника. 2001. № 11.

5. Спайлов Г.А., Лоос А.В. Математическое моделирование электрических машин. М.: Высшая школа, 1980.

6. Козярук А.Е. Системы прямого цифрового управления в асинхронном электроприводе // Тр. III Междунар. (XIV Всерос.) конф. по автоматизированному электроприводе АЭП-2001. Нижний Новгород: Изд. Нижегородского ТУ, 2001.

Козярук Анатолий Евтихиевич – профессор С.-Петербургского государственного горного института (технического университета), доктор техн. наук. Окончил факультет автоматизации Харьковского авиационного института в 1961 г. и математико-механический факультет Ленинградского ГУ в 1972 г. Защитил докторскую диссертацию по теме «Силовые судовые электромеханические системы с полупроводниковыми преобразователями (теория и практика)» в 1987 г.

Рудаков Виктор Викторович – доцент С.-Петербургского государственного горного института (ТУ), канд. техн. наук. Окончил факультет электрификации и автоматизации ЛЭТИ в 1973 г. Защитил диссертацию по теме «Многодвигательный тиристорный электропривод с аналогово-цифровым управлением и самонастройкой для механизмов горизонтального перемещения» в 1990 г.

Математические модели для определения энергопотребления различными типами асинхронных электроприводов и примеры их использования

БРАСЛАВСКИЙ И.Я., ПЛОТНИКОВ Ю.В.

Описано построение программного блока для вычисления энергопотребления различных типов асинхронных электроприводов. Приведены результаты вычислений с использованием разработанного блока при различных способах управления асинхронным двигателем.

В последнее время наметилась устойчивая тенденция к использованию частотно-регулируемых асинхронных приводов в различных промышленных механизмах. Это обусловлено многими факторами, в том числе снижением потребления энергии при внедрении таких электроприводов.

Describes a construction of software block for energy consumption calculation of different type induction motor drive. The calculation results with using developed block at different induction motor control methods are illustrated.

Очевидно, что при этом возникает задача количественной сравнительной оценки энергозатрат при использовании различных типов асинхронных электроприводов для обоснования экономической эффективности применения частотно-регулируемых асинхронных электроприводов. Рас-

смотрим методику вычисления энергопотребления с использованием приложения Simulink пакета MATLAB. Применение предлагаемой методики в процессе моделирования асинхронного электропривода конкретного механизма позволяет оценить энергию, потреблённую из сети, и потери энергии в меди электрической машины, т.е. энергетическую эффективность современных систем асинхронного электропривода. Кроме технико-экономического обоснования методика вычисления потреблённой энергии может также использоваться для проверки выбранного двигателя по нагреву методом средних потерь. Решение указанных задач существенно упрощает процесс проектирования асинхронных электроприводов.

Целью данной работы является разработка программы в приложении Simulink пакета MATLAB для расчёта энергопотребления и потерь в меди при использовании различных типов электроприводов на базе асинхронного двигателя и проведение сравнительной количественной оценки энергетической эффективности различных типов асинхронных приводов для конкретных производственных механизмов.

В задачи разработанного блока входит:

1. Определение потребляемой из сети энергии за цикл работы при любых режимах работы асинхронного двигателя.
2. Определение суммарных потерь энергии в двигателе в этих режимах.
3. Разделение потерь на потери в статоре и роторе.
4. Определение циклового КПД.
5. Определение мгновенных и средних потерь.

При разработке блока учтено, что при разделении потерь на потери в статоре и потери в роторе используется значение сопротивления статора, которое в некоторых случаях может меняться (например, в двухскоростном асинхронном двигателе лифта [1] при переключении на высокоскоростную обмотку). При синтезе блока не учитываются потери в стали, добавочные и вентиляционные, что допустимо при анализе переходных режимов, которые в механизмах циклического действия (например, в подъёмно-транспортных механизмах) занимают большую часть времени.

Также необходимо учесть, что блок будет использоваться для определения потребляемой энергии в регулируемом электроприводе, для записи математической модели которого используются относительные единицы, при этом уравнения блока претерпят некоторые изменения, приведённые далее.

Построение блока вычисления потребляемой энергии и потерь

Как было указано выше, при синтезе блока с использованием относительных единиц изменяется выражение для полной мощности, потребляемой из сети. Поэтому рассмотрим два варианта построения блока.

1. Блок вычисления потребляемой энергии и потерь в абсолютных единицах. Уравнения для построения блока в этом случае имеют вид:

– механическая мощность на валу двигателя

$$P_{\text{мех}} = M\omega,$$

где M и ω – электромагнитный момент и угловая скорость асинхронного двигателя;

– активная мощность, потребляемая из сети,

$$P_1 = \frac{3}{2}(U_{sx}I_{sx} + U_{sy}I_{sy}),$$

где I_{sx} , I_{sy} , U_{sx} , U_{sy} – проекции векторов тока и напряжения статора во вращающейся системе координат.

Баланс мощностей без учёта потерь в стали:

$$P_1 = P_{\text{мех}} + \Delta P_{1\text{м}} + \Delta P_{2\text{м}}.$$

Общие потери в меди определяются из баланса мощностей:

$$\Delta P_{\text{м}} = P_1 - P_{\text{мех}}.$$

Потери в статорных цепях рассчитываются через активное сопротивление статора и проекции вектора тока статора во вращающейся системе координат:

$$\Delta P_{1\text{м}} = R_1(I_{sx}^2 + I_{sy}^2),$$

где R_1 – сопротивление статорных цепей.

Потери в роторных цепях

$$\Delta P_{2\text{м}} = \Delta P_{\text{м}} - \Delta P_{1\text{м}}.$$

Энергия, потребляемая из сети:

$$W_1 = \int_0^{T_{\text{ц}}} P_1 dt,$$

где $T_{\text{ц}}$ – время цикла работы производственного механизма.

Энергия потерь в меди

$$\Delta W_{\text{м}} = \int_0^{T_{\text{ц}}} (P_1 - P_{\text{мех}}) dt.$$

Цикловой КПД, как отношение механической энергии к энергии, потребляемой из сети за время работы,

$$\eta_{\text{ц}} = \frac{W_{\text{мех}}}{W_1} = \frac{\int_0^{T_{\text{ц}}} P_{\text{мех}} dt}{\int_0^{T_{\text{ц}}} P_1 dt}.$$

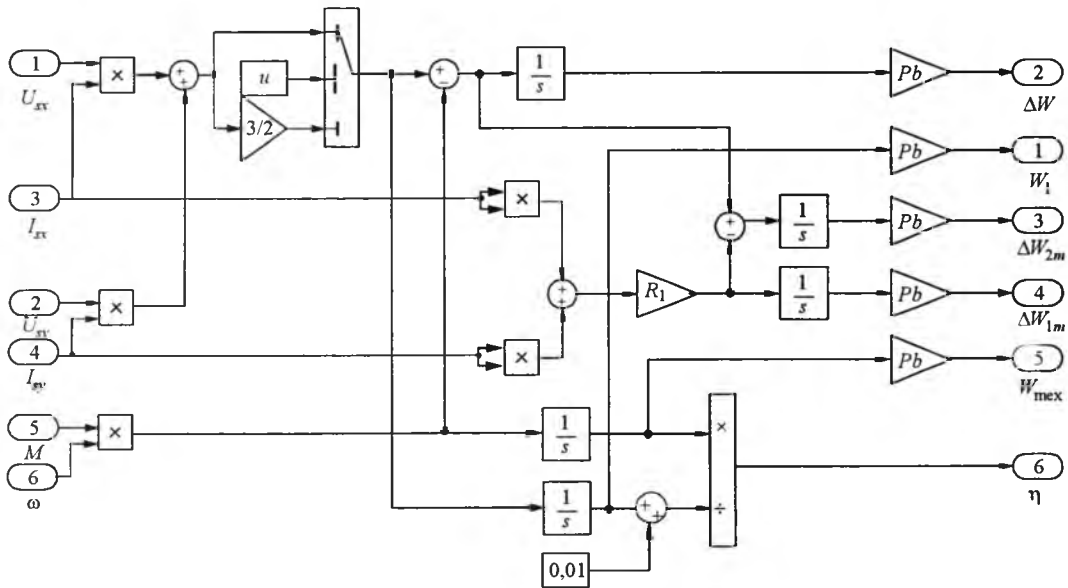


Рис.1. Структурная схема блока вычисления потребляемой энергии и потерь в приложении Simulink пакета MATLAB

2. Блок вычисления потребляемой энергии и потерь в относительных единицах. В рамках данной работы используется система относительных единиц, ориентированная на переменные цепей статора и электромагнитную мощность машины [2]. Это позволяет получить номинальные переменные статора и номинальный электромагнитный момент равными единице.

В этом случае изменится только выражение для потребляемой из сети мощности [2] и для получения энергии в относительных единицах необходимо вводить базисную мощность. Активная мощность, потребляемая из сети,

$$P_1 = (u_{sx}i_{sx} + u_{sy}i_{sy}).$$

Структурная схема блока, построенная на основании приведённых уравнений, показана на рис.1. Здесь приводится реализация этой схемы в приложении Simulink для блока с использованием относительных единиц. Схема блока с использованием абсолютных единиц не имеет принципиальных отличий. В схему введена постоянная, равная 0,01, для предотвращения деления на нуль в начале моделирования. Это не оказывает существенного влияния на точность вычисления.

Результаты моделирования

Рассмотрим пример моделирования кранового асинхронного двигателя МТМ412-6 с фазным ротором [3] мощностью 22 кВт при различных способах управления при обработке типовой тахограммы, приведенной на рис.2.

Для расчёта энергопотребления в программе задается требуемая циклограмма работы электро-

привода и нагрузочная диаграмма момента статической нагрузки, номинальные данные двигателя, приведённый момент инерции механизма. Кроме того, необходимо задать число включений в час либо время цикла. На всех участках работы двигатель работал с номинальным моментом статической нагрузки равным 218,9 Н·м. Суммарный момент инерции привода равен 3,27 кг·м², что составляет 1,21 момента инерции двигателя, число включений в час было принято равным 60 вкл/ч, таким образом время цикла составляет 60 с, время работы 8 с. Пониженная скорость составляет 0,3 синхронной скорости асинхронного двигателя.

Рассматривались следующие способы управления асинхронным двигателем:

1. Векторное управление с ориентацией поля по вектору потокосцепления ротора [4].

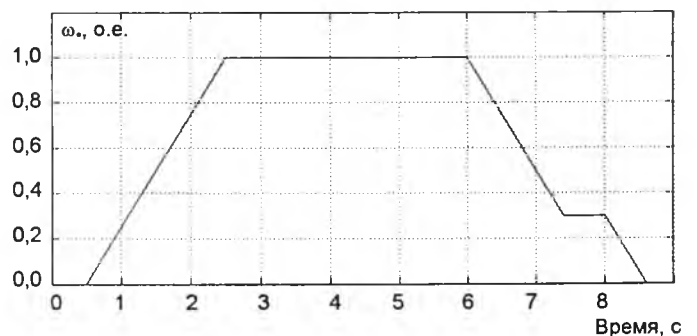


Рис.2. Типовая тахограмма с участком работы на пониженной скорости (ω. – заданное значение угловой скорости двигателя, о.е.)

Параметр асинхронного двигателя МТМ 412-6 при отработке типовой тахограммы		Управление			
		векторное	скалярное	реостатное	фазовое
Энергия, кВт·ч	Потребленная из сети W_1	2,54	2,96	3,4	4,41
	Полных потерь в меди ΔW_m	0,39	0,81	1,25	2,26
	Потерь в меди статора ΔW_{1m}	0,24	0,47	0,24	1,29
	Потерь в меди ротора ΔW_{2m}	0,16	0,34	1,01	0,98
КПД η , %		0,85	0,73	0,63	0,49
Механическая энергия на валу $W_{мех}$, кВт·ч		2,15			

2. Скалярное управление с компенсацией падения напряжения на сопротивлении статора на низких частотах вращения [4].

3. Асинхронный электропривод с реостатным регулированием [5].

4. Фазовое управление на основе системы "тиристорный преобразователь напряжения – асинхронный двигатель" (ТПН-АД) [6].

Во всех случаях, кроме реостатного регулирования, добавочное сопротивление в цепь ротора не вводилось. В случае реостатного регулирования сопротивление в цепи ротора плавно менялось для обеспечения изменения скорости в соответствии с тахограммой на рис.2.

Переходные процессы, соответствующие рассматриваемым системам, приведены на рис.3. Механическая энергия, необходимая для отработки тахограммы, остаётся постоянной для всех трёх способов управления и равна 2,15 кВт·ч. Результаты вычисления потребляемой энергии и потерь за время пуска сведены в таблицу.

Отметим, что на рис.3 в качестве базовой скорости используется синхронная скорость двигателя, в качестве базового момента – номинальный момент двигателя.

Для иллюстрации полученных результатов приведена диаграмма (рис.4). Как видно из рис.4, использование блока вычисления потребляемой энергии позволяет получить достаточно полные данные для технико-экономического обоснования внедрения рациональной системы электропривода. При этом для оценки потребления электроэнергии были разработаны математические модели сравниваемых систем электропривода. Применение разработанного блока упрощает процедуру расчёта потребляемой энергии, поскольку не требует от разработчика дополнительных временных затрат.

Следует также отметить, что, как было указано выше, данный блок может применяться и для проверки выбранного двигателя по нагреву методом средних потерь.

Расчёт потребленной электроэнергии позволя-

ет выбрать одну из рассмотренных систем электропривода с точки зрения энергетической эффективности. Кроме того, можно выполнить сравнительную количественную оценку энергопотребления для различных типов асинхронных электроприводов, что позволяет произвести расчёт технико-экономического обоснования выбранной

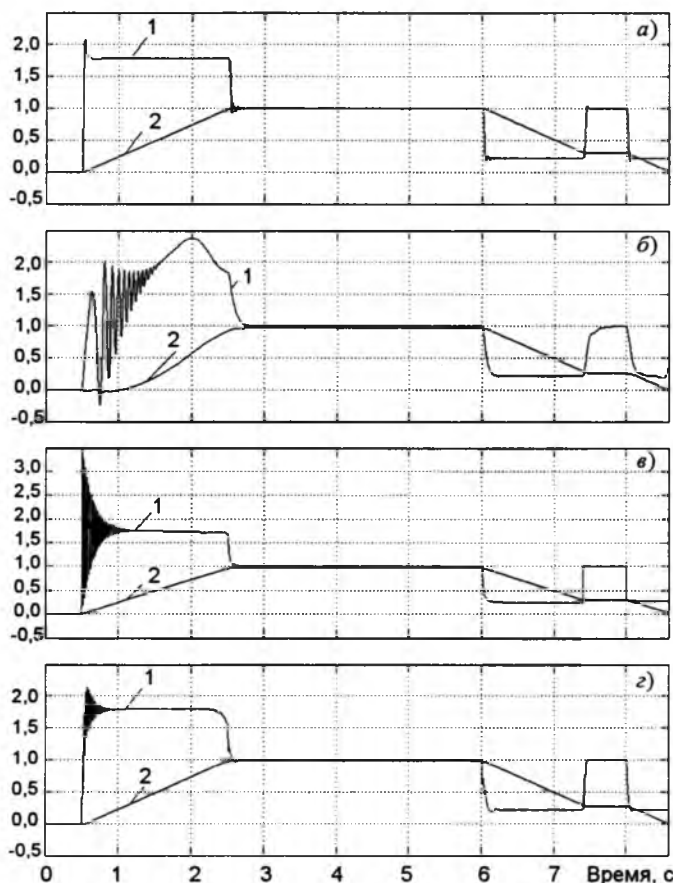
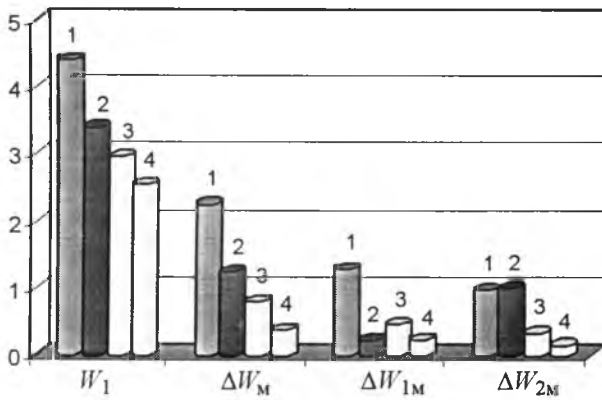


Рис.3. Переходные процессы при отработке типовой тахограммы:

1 – относительный электромагнитный момент, 2 – относительная угловая скорость асинхронного двигателя; а – векторное управление; б – скалярное управление; в – реостатное управление; г – фазовое управление на основе ТПН-АД



	W_1	ΔW_m	ΔW_{1m}	ΔW_{2m}
1 Фазовое управление	4,41	2,26	1,29	0,98
2 Реостатное управление	3,40	1,25	0,24	1,01
3 Скалярное управление	2,96	0,81	0,47	0,34
4 Векторное управление	2,54	0,39	0,24	0,16

Рис.4. Диаграмма потребляемой энергии и потерь за цикл работы асинхронного двигателя с различными способами управления

системы электропривода и определить срок окупаемости затрат при внедрении современных систем электропривода, в частности, частотно-регулируемых асинхронных электроприводов [7].

Список литературы

1. Браславский И.Я., Ишматов З.Ш., Плотников Ю.В. Об эффективности использования частотно-регулируемых асинхронных электроприводов в лифтах // Энергетика региона (Екатеринбург). 2004. №1. С. 36–37.
2. Шрейнер Р.Т. Математическое моделирование электроприводов переменного тока с полупроводниковыми преобразователями частоты. Екатеринбург: УРО РАН, 2000.

3. Баталов Н.М., Белый В.А., Иоффе А.Б. и др. Крайново-металлургические электродвигатели. М.: Энергия, 1967.

4. Поздеев А.Д. Электромагнитные и электромеханические процессы в частотно-регулируемых асинхронных электроприводах. Чебоксары: Изд-во Чуваш. ун-та, 1998.

5. Ключев В.И., Терехов В.М. Электропривод и автоматизация общепромышленных механизмов: Учебник для вузов. М.: Энергия, 1980.

6. Браславский И.Я. Асинхронный полупроводниковый электропривод с параметрическим управлением. М.: Энергоатомиздат, 1988.

7. Браславский И.Я., Ишматов З.Ш., Плотников Ю.В. Об эффективности применения частотно-регулируемого асинхронного электропривода в подъёмно-транспортных механизмах // Проблемы автоматизированного электропривода. Теория и практика. Вестник НТУ "Харьковский политехнический институт". 2003. Вып. 10, т. 1. С. 144–147.

8. Браславский И.Я., Ишматов З.Ш., Поляков В.Н. Энергосберегающий асинхронный электропривод: Учеб. Пособие для студ. высш. учеб. заведений. М.: Издательский центр "Академия", 2004.

9. Браславский И.Я., Ишматов З.Ш., Плотников Ю.В. Использование приложения Simulink для оценки потребления электроэнергии асинхронным двигателем // Тр. второй Всероссийской научной конференции "Проектирование инженерных и научных приложений в среде Matlab", М., 2004. С.38–46.

Браславский Исаак Яковлевич – заведующий кафедрой "Электропривод и автоматизация промышленных установок" Уральского государственного технического университета (УГТУ), проф., доктор техн. наук. Окончил энергетический факультет Уральского политехнического института (ныне ГОУ ВПО "УГТУ-УПИ") в 1958 г. Защитил кандидатскую диссертацию в 1964 г., докторскую по теме "Обобщение теории, разработка и внедрение полупроводниковых асинхронных электроприводов с параметрическим управлением" в 1986 г.

Плотников Юрий Валерьевич – аспирант УГТУ. Окончил электротехнический факультет УГТУ-УПИ.

Обобщение задач оптимизации установившихся режимов электрических двигателей

ПОЛЯКОВ В.Н., ШРЕЙНЕР Р.Т.

Рассматриваются обобщённые постановки задач оптимизации установившихся режимов электрических двигателей. Дается характеристика подхода к решению задач оптимизации.

Вопросам оптимизации режимов электрических двигателей (ЭД) посвящены многочисленные работы, которые могут служить основой для дальнейшего обобщения и выбора методологии исследования электромеханических систем как объек-

Generalized formulation of the optimization problems of the steady state regimes of the electric motors is under consideration. Description of the approach to the solution of the optimization problems is presented.

тов экстремального управления. Рассмотрим один из возможных подходов к решению задач оптимизации установившихся режимов ЭД независимо от типов двигателя и источника питания. В этом подходе выделяются следующие этапы: фор-

мализация технологической задачи; формулировка задачи оптимизации как наилучшего решения технологической задачи; разработка проблемно-ориентированных моделей ЭД для задач оптимизации, в которых состояние объекта управления определяется минимальным числом независимых координат; анализ характеристик ЭД как объектов оптимизации; синтез алгоритмов оптимального управления.

Формализация технологической задачи

В задачах оптимизации режимов работы ЭД технологическая задача формулируется в следующем виде:

$$\begin{aligned} X &= X_c; & Q_x &\supseteq Q_{x_c}; \\ X &\in Q_x; & X_c &\in Q_{x_c}, \end{aligned} \quad (1)$$

где $X = (m, \omega)$ – вектор состояния ЭД; $X_c = (m_c, \omega_c)$ – вектор состояния производственного механизма; Q_x и Q_{x_c} – соответственно допустимые области состояния по X и X_c ; m и ω – момент и скорость ЭД; m_c и ω_c – момент статического сопротивления и скорость рабочего органа механизма, приведённые к валу ЭД.

В дальнейшем полагается, что технологическая задача (1) задана.

Постановка задач оптимизации

Введём вектор управлений ЭД

$$U = (u_1, u_2, \dots, u_n), \quad U \in Q_u,$$

где u_1, u_2, \dots, u_n – реальные управляющие воздействия (напряжения), формируемые силовыми преобразователями; Q_u – допустимая область управлений.

Между векторами X и U существует функциональная связь, которую запишем в виде

$$f(U, X) = 0, \quad (2)$$

где f – нелинейная функция.

Анализ уравнения связи (2), выполненный для различных типов ЭД, показывает, что при решении одной и той же технологической задачи (1) имеется теоретическая возможность оптимизации управлений u_1, u_2, \dots, u_n с привлечением ряда оценок качества

$$w_i = w_i(U, X) \in \Omega_{w_i}, \quad i = \overline{1, k}, \quad (3)$$

где Ω_{w_i} – допустимая область значений оценок.

Введённые оценки качества и ограничения позволяют дать следующую исходную формулировку общей детерминированной многокритериальной задачи оптимизации установившихся режимов ЭД:

$$w_i(U, X = X_c) \rightarrow \min(\max)_U; \quad U \in D_U; \quad X_c \in Q_{X_c}; \quad i = \overline{1, k},$$

$$\text{где } D_U = \{U \in \Omega_U \mid f(U, X) = 0, \quad w_i(U, X) \in \Omega_{w_i},$$

$$X = X_c, \quad i = \overline{1, k}\}.$$

Здесь $w_i(U, X = X_c)$ имеют смысл частных критериев качества. При этом предполагается, что из множества $\{w_i\}$ одна часть критериев оптимальности минимизируется, а другая его часть – максимизируется на множестве допустимых управлений D_U .

Исходную постановку многокритериальной задачи оптимизации в практических ситуациях сводят к однокритериальной экстремальной задаче с ограничениями.

Рассматриваются две наиболее важные для практики постановки задачи экстремального управления ЭД, базирующиеся на методе главного критерия.

Первая постановка задачи экстремального управления. Среди допустимых управлений $U \in D_U$ электроприводом, который описывается уравнением (2) и по эффективности функционирования характеризуется числом k оценок качества (3), среди которых существует основная оценка $w_1 = w_1(U, X)$, найти управление $U_1^0(X)$, обеспечивающее работу ЭД в заданной технологическом режиме точке $X = X_c \in Q_{X_c}$ с достижением нижней (верхней) грани основной оценки и при соблюдении заданных ограничений по другим $k-1$ оценкам либо по всем k оценкам.

Для последнего, наиболее общего условия сформулированная задача может быть представлена в следующей форме записи:

$$U_1^0(X) = \operatorname{arg\,inf}_U (\sup) w_1(U, X = X_c); \quad U \in D_U; \quad X_c \in Q_{X_c}, \quad (4)$$

$$\text{где } D_U = \{U \in \Omega_U \mid f(U, X) = 0, \quad w_i(U, X) \in \Omega_{w_i},$$

$$X = X_c, \quad i = \overline{1, k}\}.$$

Вторая постановка задачи экстремального управления. Первая постановка задачи, не охватывает в явном виде всего многообразия технологических и оптимизационных задач функционирования электроприводов на различных этапах технологических процессов. Среди них важное практическое значение имеют задачи экстремального управления, преследующие цель наиболее полного использования реально ограниченных энергетических ресурсов привода при его работе в форсированных режимах. Функцией качества

в этом случае служит механическая мощность ЭД $P_{\text{мех}} = t\omega$ и вторая постановка задачи оптимизации формулируется следующим образом.

Для каждого предписанного технологическим процессом значения выходной координаты $y = \omega$ (или $y = t$) найти оптимальное управление U^0 , которое обеспечивает достижение верхней (для тормозных режимов – нижней) грани механической мощности двигателя $P_{\text{мех}} = t\omega$ при соблюдении заданных ограничений:

$$U^0(y) = \operatorname{argsup}_U (\operatorname{inf}) P_{\text{мех}}(U, y); U \in D_U, \quad (5)$$

где $D_U = \{U \in \Omega_U | f(U, X) = 0, w_i(U, X) \in \Omega_{w_i},$

$$X = X_c, i = \overline{1, k}\}.$$

В качестве заданного в задаче (5) рассматривается один из компонентов вектора X – либо скорость ($y = \omega$), либо момент ($y = t$). Тогда в первом случае целью управления является получение максимального момента при заданной скорости, а во втором случае – получение максимальной скорости при заданном моменте статического сопротивления.

Каждая из задач (4) и (5) имеет как свое самостоятельное практическое значение, так и может являться составляющей более общей многокритериальной задачи экстремального управления, обеспечивающей наиболее полное использование энергетических ресурсов силовой части и оптимизацию режимов электропривода. Заметим также, что задачи (4) и (5) являются обобщением задач, сформулированных в [1, 2].

Разработка проблемно-ориентированных моделей

Исходные модели (2) обладают рядом особенностей, препятствующих прямому использованию их в задачах оптимизации. Их суть состоит в том, что фигурирующие в уравнениях общего вида (2) реальные электрические воздействия (напряжения), в общем случае допускающие независимую вариацию, в задачах оптимизации оказываются связанными между собой введёнными условиями технологической задачи (1). Использование этих воздействий усложняет решение задач оптимизации, поскольку они не могут рассматриваться в качестве независимых варьируемых переменных. Поэтому выбор варьируемых воздействий требует дополнительного анализа, что выполняется с привлечением понятия степеней свободы системы. В связи с этим предпочтителен переход к проблемно-ориентированным моделям, в которых взамен вектора реальных воздействий

U принимается новый вектор V меньшей размерности, компоненты которого допускают независимые вариации, не нарушающие условия технологической задачи (1), а вместе с ними однозначно определяющие состояние системы, характеризующее выбранными оценками качества.

Рассмотрим один из возможных подходов к построению таких моделей.

Обобщённая проблемно-ориентированная модель ЭД. В самом общем виде модель ЭД как объекта экстремального управления представляет собой вектор-функцию качества $W = (w_1, w_2, \dots, w_k)$, аргументами которой являются вектор варьируемых управлений $V = (v_1, v_2, \dots, v_q)$ размерности q и вектор состояния $X = (m, \omega)$ двигателя, т.е.

$$W = W(V, X). \quad (6)$$

Следует заметить, что во многих практических случаях запись оценок w_i ($i = 1, \dots, k$) в виде аналитических зависимостей от V и X не представляется возможной. Учитывая сложный нелинейный характер уравнений насыщенных ЭД, более удобным и универсальным в плане разработки проблемно-ориентированных моделей оказывается подход, базирующийся на представлении (6) двумя, в общем случае, векторными функциями:

$$Q = Q(V, X). \quad (7)$$

$$W = W(Q). \quad (8)$$

где $Q = (q_1, q_2, \dots, q_l)$ – промежуточный вектор состояния модели.

Предполагается, что область значений функции (7) содержится в области определения функции (8).

Уравнение (7) является проблемно-ориентированной моделью установившего движения ЭД. Для уравнения (7) характерно то, что при заданном $X = X_c$ состояние модели по выходу Q однозначно определяется вектором управлений V . В свою очередь показатель качества W становится функцией от Q .

Разбиение модели (6) на составные части (7) и (8) имеет следующие преимущества: этапы построения моделей $Q = Q(V, X)$ и $W = W(Q)$ становятся независимыми друг от друга и менее трудоёмкими; систематизируется процесс формирования состава независимых внешних воздействий модели (6); при необходимости состав показателя качества (8) можно корректировать применительно к решению конкретной задачи экстремального управления, не изменяя варианта модели (7); раскрывается значение ориентации системы координат при разработке моделей ЭД переменного

Тип электрического двигателя	Число степеней свободы	Схема питания обмоток и способ регулирования скорости ЭД	Размерность варьируемого вектора V
Асинхронный ЭД при двустороннем питании	5	Автономное питание обмоток статора и ротора от преобразователей частоты. Частотный способ регулирования угловой скорости	3
		Жёсткое подключение обмотки статора к сети. Частотный способ регулирования угловой скорости со стороны обмотки ротора	1
		Жёсткое подключение обмотки ротора к сети. Частотный способ регулирования угловой скорости со стороны обмотки статора	1
Асинхронный ЭД с короткозамкнутым ротором	3	Питание обмотки статора от преобразователя частоты. Частотный способ регулирования угловой скорости вращения	1
Синхронный ЭД с продольно-поперечным электромагнитным возбуждением	5	Питание обмотки переменного тока от преобразователя частоты, обмоток возбуждения – от автономных управляемых источников постоянного тока. Частотный способ регулирования угловой скорости вращения	3
Синхронный ЭД с продольным электромагнитным возбуждением	4	Питание обмотки переменного тока от преобразователя частоты, а обмотки возбуждения – от управляемого источника постоянного тока. Частотный способ регулирования угловой скорости вращения	2
Синхронный ЭД с постоянными магнитами	3	Питание обмотки переменного тока от преобразователя частоты. Частотный способ регулирования угловой скорости вращения	1
Вентильный ЭД постоянного тока с электромагнитным возбуждением	4	Питание обмотки переменного тока от преобразователя частоты, а обмотки возбуждения – от управляемого источника постоянного тока. Частотный способ регулирования угловой скорости вращения	2
Вентильный ЭД постоянного тока с постоянными магнитами	3	Питание обмотки переменного тока от преобразователя частоты. Частотный способ регулирования угловой скорости вращения	1
ЭД постоянного тока независимого возбуждения	3	Питание обмоток якоря и независимой обмотки возбуждения от автономных управляемых источников постоянного тока. Регулирование скорости путем изменения напряжения якоря	1

го тока как объектов экстремального управления; сохраняется возможность использования изображающих векторов (векторных диаграмм) при геометрической интерпретации оптимальных режимов насыщенных ЭД.

Приведенная таблица отображает классификацию проблемно-ориентированных моделей основных типов ЭД как объектов оптимизации по общему числу независимых внешних воздействий (степеней свободы) и размерности варьируемого вектора управлений V .

Конкретные приложения данного подхода к построению объектно-ориентированных моделей основных типов ЭД рассматривались в [3–5].

Анализ характеристик ЭД как объектов экстремального управления и синтез алгоритмов оптимизации

Эти этапы выполняются с использованием проблемно-ориентированных моделей. Проведённые исследования показывают, что основные типы ЭД как объекты оптимизации обладают *экстремальными характеристиками* по многим оценкам качества (токам, напряжениям, мощностям, потерям и др.) не только в двигательном, но и в генераторном режиме работы ЭД. Результаты исследования характеристик асинхронных и синхронных ЭД как объектов экстремального управления приведены в [1–5].

Анализ экстремальных характеристик позволяет выявить основные свойства функций качества ЭД, необходимые при выборе метода поиска оптимального решения. К их числу относятся наличие в допустимой области управлений одного экстремума, непрерывность, дифференцируемость, чувствительность к варьируемым управляющим воздействиям и зависимость экстремальных характеристик от скорости и момента нагрузки. Знание свойств функций качества дает возможность обосновать области применения быстро сходящихся численных алгоритмов решения задач экстремального управления ЭД. В частности, при $q = 1$ для поиска экстремумов функций качества предпочтительны разновидности градиентных методов, а при $q > 1$ можно рекомендовать симплекс-метод Нелдера-Мида, который не требует вычислений производных от оценок качества и обеспечивает сравнительно быструю сходимость итерационного процесса в "овражных" ситуациях. Метод Нелдера-Мида был опробован на задачах оптимизации различных типов ЭД как без учёта, так и с учётом ограничений.

Выводы

1. Сформулированы в общем виде две наиболее важные для практики задачи экстремального управления ЭД. Особенностью их является то, что они исходят из условий заданной технологической задачи и учёта реально существующих ограничений. Показана особенность исходных постановок задач оптимизации и необходимость разработки специальных моделей, ориентированных на решение задач оптимизации режимов ЭД.

2. Размерность задач оптимизации установившихся режимов ЭД зависит от типа двигателя, схемы питания обмоток и способа регулирования скорости. Задачи оптимизации режимов ЭД имеют сравнительно невысокую размерность. В классе проблемно-ориентированных моделей, приведенных в таблице, размерность вектора управлений $q \leq 3$. В задачах оптимизации режимов ЭД при $q > 1$ хорошо зарекомендовал себя симплекс-

метод Нелдера-Мида.

3. Обобщённый подход к решению задач оптимизации режимов ЭД позволяет с единой позиции подойти к исследованию характеристик различных типов двигателей как объектов экстремального управления, выявить их общие свойства и различия, а также обосновать рациональные методы синтеза алгоритмов оптимального управления.

Список литературы

1. Шрейнер Р.Т., Дмитренко Ю.А. Оптимальное частотное управление асинхронными электроприводами. Кишинёв: Штиинца. 1982.
2. Шрейнер Р.Т., Поляков В.Н. Экстремальное частотное управление асинхронными электродвигателями // Электротехника. 1973. №9. С. 10–13.
3. Поляков В.Н., Шрейнер Р.Т. Математические модели машин двойного питания как объектов экстремального управления // Тр. двенадцатой научно-технической конференции "Электроприводы переменного тока". Екатеринбург: УГТУ-УПИ, 2001. С. 62–66.
4. Поляков В.Н. Асинхронные машины как объекты экстремального управления // Электротехника. 2004. №9. С. 46–50.
5. Поляков В.Н. Синхронная машина с электромагнитным продольным возбуждением как объект экстремального управления // Электротехнические системы и комплексы: Межвузовский сб. науч. тр. Вып.10. Магнитогорск: МГТУ. 2005. С. 93–100.

Поляков Владимир Николаевич – старший научный сотрудник ГОУ ВПО Уральский государственный технический университет – УПИ, канд. техн. наук. Окончил в 1969 г. электротехнический факультет Уральского политехнического института. Защитил в 1977 г. кандидатскую диссертацию по теме "Оптимизация стационарных режимов асинхронных машин в системах с вентильными преобразователями частоты".

Шрейнер Рудольф Теодорович – профессор Российского государственного профессионально-педагогического университета, доктор техн. наук. Окончил в 1960 г. электротехнический факультет Уральского политехнического института. Защитил в 1991 г. докторскую диссертацию по теме "Асинхронные электроприводы с полупроводниковыми преобразователями частоты (математическое моделирование, оптимизация режимов, структуры систем управления)".

Опыт разработки преобразователя частоты для асинхронного электропривода общепромышленного применения

ГАРГАНЕЕВ А.Г., КАРАКУЛОВ А.С., ЛАНГРАФ С.В., НЕЧАЕВ М.А.

Рассматривается разработка преобразователя частоты для асинхронного электропривода общепромышленного применения. Представлены функциональная и структурные схемы для реализации различных методов управления асинхронным двигателем. Обсуждаются особенности и характеристики асинхронного электропривода, созданного на базе разработанного преобразователя частоты, приводятся результаты экспериментальных исследований.

Электропривод переменного тока на базе преобразователя частоты (ПЧ) и асинхронного электродвигателя (АД) находит все более широкое применение в комплексной автоматизации технологических процессов. В настоящее время при разработке новых моделей ПЧ принимают во внимание совокупность требований к качеству регулирования скорости, коммуникационным возможностям, энергетической эффективности электропривода, а также к способности локального управления технологическим процессом.

В статье представлено описание ПЧ для управления асинхронными двигателями, разработанного специалистами компании "ЭлеСи" (Томск). В соответствии с комплексной программой развития предприятия ЗАО "ЭлеСи" проводится расширение линии выпускаемой приводной техники. Изучив динамику и тенденции потребностей заказчиков, специалисты ЗАО "ЭлеСи" выполнили разработку универсального ПЧ для общепромышленного применения.

Функциональная схема

Преобразователь частоты выполнен по стандартной схеме выпрямитель – инвертор с промежуточным звеном постоянного тока (рис.1). Использована силовая электроника преимущественно фирмы "Mitsubishi". На первом этапе предлагается ПЧ двух типонаменов: 5,5 и 11 кВт. В силовой схеме используется неуправляемый выпрямитель, а для реализации тормозных режимов – встроенный тормозной резистор небольшой мощности. Для механизмов с большим моментом инерции и активным характером нагрузки предусмотрена возможность подключения дополнительного внешнего тормозного резистора. Предусмотрена также возможность установки сглажи-

A new frequency converter for multipurpose industrial application of electric drives is presented. Its functional diagram and functional chart for various control techniques are presented too. The features and performance of induction motor electric drives based on developed frequency converter are considered. It is also shown that experimental results of electric drive operation have an appropriate attributes for multipurpose industrial application.

вающего дросселя в звене постоянного тока.

Мониторинг за состоянием системы осуществляется с помощью датчиков напряжения сети и в звене постоянного тока, а также с помощью датчиков тока в цепях статора АД. В качестве дополнительной опции возможно подключение импульсного квадратурного датчика положения (энкодера) для определения углового положения и частоты вращения ротора АД.

Функции управления ПЧ возложены на цифровой сигнальный процессор TMS320F2812 фирмы "Texas Instruments" [1] из специализированной серии C2000, предназначенной для управления электроприводами. Программное обеспечение реализовано на базе технологий "eXpressDSP" с применением встроенной операционной системы реального времени "DSP/BIOS™", предлагаемой фирмой "Texas Instruments" [2]. Аппаратные возможности и оптимальная организация программного обеспечения позволяют использовать один процессор для управления ключами инвертора и организации структуры управления электроприводом, а также прочими вспомогательными процедурами.

Коммуникационные возможности ПЧ включают управление с местного пульта (встроенного или выносного) и по интерфейсу RS-485 (протокол обмена ModBus-RTU). Для связи с персональным компьютером предусмотрен обмен данными через USB-порт. Аналоговый интерфейс включает 4 многофункциональных входных и 2 выходных канала. Базовая конфигурация поддерживает 4 входных и 4 выходных дискретных канала. Все внешние сигналы гальванически изолированы от цепей системы управления ПЧ. Конструкция ПЧ позволяет устанавливать дополнительные интерфейсные платы для расширения функциональных возможностей.

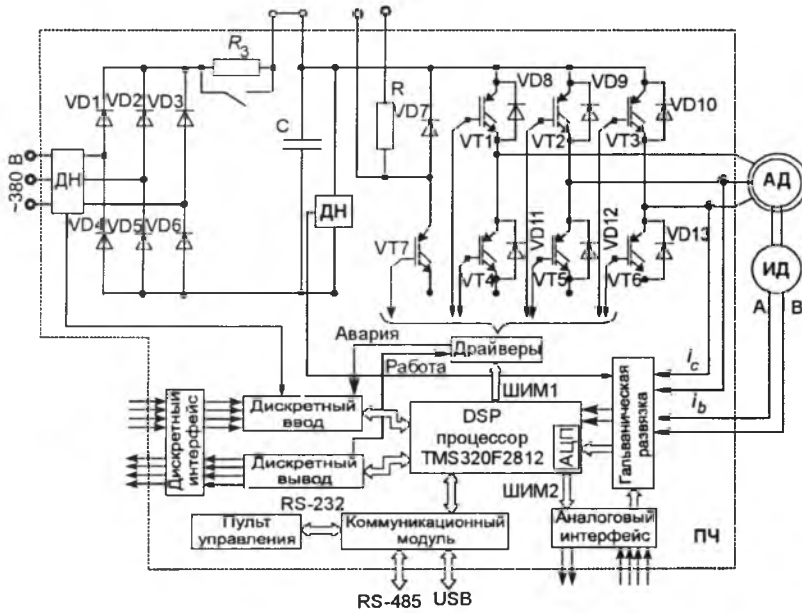


Рис.1. Функциональная схема преобразователя частоты

ПЧ обладает стандартным набором защитных функций, которые позволяют сохранить работоспособность электропривода в аварийных ситуациях. Имеется ряд дополнительных функций для предупреждения и исключения аварийных ситуаций.

Интерпретатор программ пользователя

ПЧ оснащён встроенным интерпретатором программ пользователя. Благодаря этому становится возможным не только настраивать конфигурацию устройства изменением содержимого контрольных регистров, но и задавать требуемые алгоритмы функционирования подобно стандартному промышленному логическому контроллеру (ПЛК). В данном режиме в процессе работы изменяются значения заданий и настроек ПЧ в зависимости от времени, текущих значений координат системы, внешних и внутренних событий (например, таймеров).

Пользовательские программы создаются на упрощённой версии языка "Си" с помощью стандартного ПК и дополнительного программного обеспечения. Поддерживаются операторы ветвления, арифметические операции и некоторые другие средства языка "Си". После создания, пользовательские программы загружаются в ПЧ через USB-порт.

Пользователь имеет доступ к глобальным переменным (например, состояние кнопок пульта управления, регистры состояния дискретных входов и выходов, регистр задания угловой скорости вращения двигателя и др.), которые можно считывать, проводить операции над ними и воз-

вращать обратно в систему.

Применение встроенного интерпретатора позволяет исключить из АСУ ТП невысокой сложности отдельный ПЛК, возложив все необходимые функции непосредственно на ПЧ.

Структурная схема

Структурная схема предполагает 4 варианта программной реализации, в основу которых положены различные принципы управления АД.

Первый вариант реализует скалярное частотное управление АД в системе без обратной связи (ОС) по частоте вращения (рис.2). Для улучшения рабочих характеристик в системе без ОС по скорости используются компенсации скольжения и момента.

Сигнал задания частоты вращения ротора подаётся на вход задатчика ин-

тенсивности (ЗИ), который обеспечивает разгон с постоянным ускорением. Далее сигнал складывается со значением частоты компенсации скольжения и поступает к генератору пилообразного сигнала (ГПС) и на формирователь напряжения (U/f). На выходе блока (U/f) формируется значение напряжения в соответствии с принятым законом скалярного частотного управления. Для ориентации вектора напряжения используется модуль обратного координатного преобразования Парка-Горева (Inv Park), на вход которого поступает требуемая амплитуда напряжения с учётом значения компенсации момента и пилообразный сигнал, соответствующий угловому положению вектора напряжения. Полученные таким образом составляющие вектора напряжения, представленные в неподвижных двухфазных координатах, определяют систему напряжений формируемых на выходе инвертора с широтно-импульсной моду-

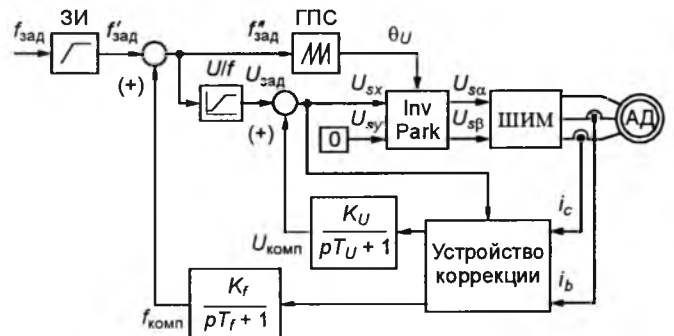


Рис.2. Структурная схема системы скалярного частотного управления

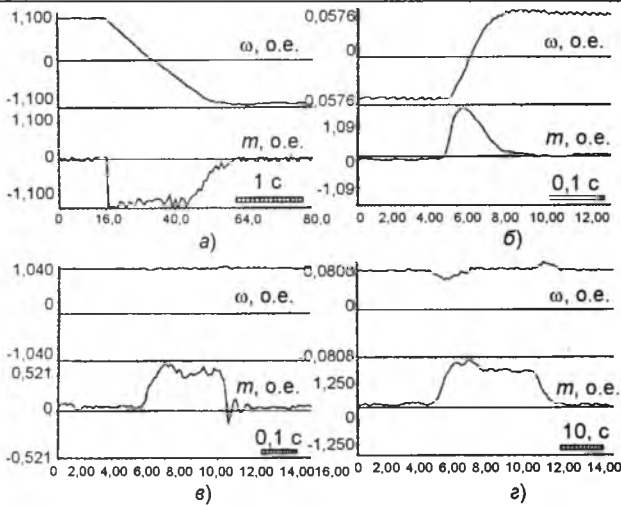


Рис.4. Графики переходных процессов:

а – при реверсе с заданием на скорость 1500 об/мин; *б* – при реверсе с заданием на скорость 75 об/мин; *в* – при набросе и сбросе момента нагрузки при скорости 1500 об/мин; *г* – при набросе и сбросе момента нагрузки при скорости 75 об/мин

ментальные исследования асинхронного электропривода на базе разработанного ПЧ. Исследования проводились на нагрузочном стенде с датчиком момента и механическим тормозом. При проведении экспериментов использовался макетный образец ПЧ общепромышленной серии и АД модели АИМ А100 L4 мощностью 4 кВт.

Так как структура векторного управления АД без обратной связи по скорости является наиболее сложной, далее рассматривается работа системы именно в этом режиме. На рис.4,*а* представлены графики переходного процесса при реверсе с заданием скорости на 1500 об/мин. Кривые изменения скорости и момента на валу АД представлены в относительных единицах. Ограничение момента установлено на уровне номинального значения, и переходный процесс при заданном ограничении завершается с максимальным быстродействием.

На рис.4,*б* показаны кривые переходного процесса при реверсе с заданием на скорость 75 об/мин. Графики скорости и момента, так же как и в предыдущем случае, продолжают изменяться по оптимальному закону.

В соответствии с программой исследований, выполнены последовательный наброс и сброс момента нагрузки на валу АД. Рис.4,*в* иллюстрирует поведение системы при скорости 1500 об/мин. Наблюдается стабилизация скорости и высокое быстродействие системы при отработке приложенного возмущающего воздействия.

Рис.4,*г* подтверждает вышесказанное для случая работы на нижнем диапазоне регулирования

скорости. В сравнении с рис. 8 наблюдается увеличение динамического провала по скорости и затягивание по времени реакции системы на возмущение. Однако наравне с указанными факторами присутствует стабилизация скорости.

Выводы

1. Разработанный ПЧ обладает гибкой структурой и может быть легко настроен в соответствии с особенностями механизма и требованиями технологического процесса.

2. Коммуникационные возможности обеспечивают интеграцию ПЧ в существующие и вновь разрабатываемые системы автоматизации.

3. Созданный алгоритм идентификации позволяет оценить значения параметров АД при начальной настройке и отслеживает их изменения при дальнейшей работе.

4. Электропривод на базе разработанного ПЧ по показателям функционирования не уступает ведущим зарубежным аналогам, и может с успехом использоваться при создании систем промышленной автоматизации.

Список литературы

1. DSP Selection Guide 2Q2005//Texas Instruments. 2005. С. 20–25.
2. Гончаров Ю. Технология разработки eXpressDSP. Ч. IV. Ядро реального времени DSP/BIOS//CHIP NEWS. 2001. № 10. С. 32–38.
3. Антропов А.А., Гарганеев А.Г., Каракулов А.С. и др. Серия преобразователей частоты компании ЭЛЕСИ для общепромышленного применения//Сборник трудов конференции ЭПШТ-2005, УГТУ-УПИ, 2005. С.85–88.

Гарганеев Александр Георгиевич – директор НИИ Электронных систем ЗАО "ЭлеСи", доктор техн. наук, профессор кафедры "Электропривод и электрооборудование" Томского политехнического университета (ТПУ). Окончил факультет автоматики и электромеханики Томского политехнического института (ныне ТПУ) в 1978 г. Защитил кандидатскую диссертацию в 1987 г., докторскую – в 2003 г. Тема докторской диссертации "Системы электропитания специальных потребителей переменного тока на базе полупроводниковых преобразователей".

Каракулов Александр Сергеевич – ассистент кафедры "Электропривод и электрооборудование" ТПУ, инженер отдела "Электроприводы и силовая электроника" ЗАО "ЭлеСи". Окончил факультет автоматики и электромеханики ТПУ в 1998 г.

Ланграф Сергей Владимирович – аспирант кафедры "Электропривод и электрооборудование" ТПУ, инженер отдела "Электроприводы и силовая электроника" ЗАО "ЭлеСи". Окончил факультет автоматики и электромеханики ТПУ в 2002 г.

Нечаев Михаил Анатольевич – старший преподаватель кафедры "Электропривод и электрооборудование" ТПУ, инженер отдела "Электроприводы и силовая электроника" ЗАО "ЭлеСи". Окончил факультет автоматики и электромеханики ТПУ в 1999 г.

Обеспечение грубости при синтезе цифровых систем управления электроприводом

ИШМАТОВ З.Ш.

Рассмотрены условия обеспечения устойчивости цифровых систем управления при малых изменениях параметров объекта, предложена методика синтеза на основе концепций обратных задач динамики, обеспечивающая слабую чувствительность системы к изменениям параметров и возмущений.

Conditions of digital control systems stability are considered at small changes of object parameters, the technique of synthesis is offered on the basis of concepts return tasks of dynamics, providing weak sensitivity of system parameters changes and indignations.

При разработке цифровых систем управления электроприводом достаточно часто (чаще, чем в непрерывных системах) синтезируются неработоспособные алгоритмы управления, что обычно связано с недостатками выбранного метода синтеза. Многие из известных методов не гарантируют получения работоспособных регуляторов, обеспечивающих требуемое качество и точность регулирования при работе в промышленных условиях. В данной работе предпринята попытка обозначить условия, выполнение которых позволило бы получить гарантированно работоспособную цифровую систему.

Известно, что необходимыми условиями работоспособности системы автоматического регулирования являются её устойчивость и грубость [1]. Первое условие работоспособности замкнутой системы – устойчивость – обычно легко обеспечивается, например, выбором заведомо устойчивого желаемого характеристического полинома замкнутой системы. Под вторым условием – грубостью – понимается свойство системы сохранять устойчивость при малом изменении ее параметров. Таким малым изменениям параметров подвержены все без исключения системы автоматического управления, и представляется чрезвычайно важным ещё на начальных этапах проектирования исключить получение негрубых систем, поскольку в некоторых случаях свойство негрубости может не проявляться при моделировании и промышленных испытаниях, но неожиданно проявляет себя в процессе промышленной эксплуатации [2]. Это связано с тем, что в таких, негрубых, системах потеря устойчивости иногда может происходить при изменениях параметров только определенного знака.

В линейных системах автоматического управления с медленно меняющимися параметрами возможно два рода нарушения грубости [3]. На-

рушение грубости первого рода происходит как в непрерывных, так и цифровых системах при попытке прямой компенсации отрицательных динамических свойств объекта (неустойчивости и неминимально-фазовости) при помощи регулятора с такими же отрицательными свойствами. Непрерывные модели элементов электропривода обычно устойчивы и минимально-фазовы. Но дискретные модели этих же элементов электропривода, как правило, являются неминимально-фазовыми из-за наличия в контуре регулирования вычислительного запаздывания, использования экстраполяторов и датчиков усредняющего типа и т.д. [4]. Кроме того, некоторые технологические объекты, включающие в себя электропривод, неустойчивы или содержат транспортное запаздывание, что делает их также неминимально-фазовыми [5]. Поэтому очевидно, что в цифровых системах проблема грубости даже более актуальна, чем в непрерывных. Разумеется, при синтезе цифровых регуляторов эти свойства объектов должны быть учтены.

Нарушение грубости 1-го рода происходит, например, при широко используемом и, казалось бы, тривиальном расчёте передаточной функции (ПФ) регулятора W_p по желаемой ПФ замкнутой системы G и ПФ объекта W_o по формуле:

$$W_p = \frac{1}{W_o} \frac{G}{1-G}. \quad (1)$$

Эта простая методика приводит к работоспособным системам только в случае устойчивых и неминимально-фазовых объектов, т.е. имеющих нули и полюсы только в левой полуплоскости (в дискретном случае – внутри единичной окружности). Особенностью такого рода негрубости является то, что система теряет устойчивость при сколь угодно малых изменениях параметров любого знака и легко выявляется на этапе модели-

рования процессов, так как численные расчёты в ЭВМ выполняются с конечной точностью. В качестве примера рассмотрим процессы в цифровой системе с неустойчивым непрерывным объектом. Непрерывная и дискретная ПФ объекта

$$W_o(p) = \frac{1}{T_o p + 1}; \quad W_o(z) = \frac{1-d}{z-d}, \quad (2)$$

где $T_o = 0,1$ с; $d = \exp(-T/T_o)$; $T = 0,01$ с – период дискретности.

Дискретная передаточная функция (ДПФ) компенсационного пропорционально-интегрального регулятора

$$W_p(z) = k_p \frac{z-d}{z-1}, \quad (3)$$

где $k_p = (1-d_3)/(1-d)$ – коэффициент усиления регулятора; $d_3 = \exp(-T/T_3)$; $T_3 = 0,02$ с – постоянная времени желаемого процесса в замкнутой системе с ПФ

$$G(z) = \frac{1-d_3}{z-d_3}. \quad (4)$$

Моделированием легко убедиться в неустойчивости процессов в такой системе.

Нарушение грубости второго рода может происходить при искусственном обнулении некоторых (обычно старших) коэффициентов характеристического полинома замкнутой системы, что имеет место, например, при весьма распространённой в электроприводе компенсации регулятором устойчивых нулей или полюсов ПФ объекта. Для непрерывной системы n -го порядка характеристический полином имеет вид

$$A(p) = a_n p^n + a_{n-1} p^{n-1} + \dots + a_1 p + a_0. \quad (5)$$

Если параметры регулятора выбраны таким образом, что, например, $a_n = 0$, то малые изменения параметров объекта, которые всегда имеют место в промышленных условиях, приведут к полиному

$$A'(p) = \delta a_n p^n + a'_{n-1} p^{n-1} + \dots + a'_1 p + a'_0, \quad (6)$$

где a'_i – изменённые коэффициенты полинома.

Поскольку вариации коэффициента δa_n могут быть как положительными, так и отрицательными в зависимости от направления изменения связанных с ним параметров объекта, то и замкнутая система при $\delta a_n < 0$ станет неустойчивой. Это связано с нарушением необходимого условия устойчивости, требующего положительности всех коэффициентов характеристического полинома.

Заметим, что некоторые авторы, например [6], во избежание ошибок при исследовании нарушения грубости 2-го рода предлагают порядок ха-

рактеристического полинома находить как сумму порядков всех элементов, входящих в систему. При таком подходе пониженный порядок характеристического полинома, по крайней мере, должен насторожить проектировщика, поскольку искусственное понижение порядка характеристического полинома вызывает при вариации параметров появление дополнительных составляющих переходного процесса, которые могут носить как устойчивый, так и неустойчивый характер. В первом случае система остаётся работоспособной, но может существенно ухудшиться качество регулирования из-за повышенной чувствительности системы к вариации её параметров. Во втором случае происходит нарушение грубости 2-го рода.

В классических непрерывных системах электропривода с хорошо изученными П- и ПИ-структурами регуляторов проблем с нарушением условий грубости, как правило, не возникает, поскольку обычно $\delta a_n > 0$. Однако при структурно-параметрическом синтезе новых типов регуляторов, в том числе цифровых, необходимо учитывать возможность нарушения грубости 2-го рода. Рассмотрим это на примере метода полиномиальных уравнений [7,8], который в последнее время все шире используется для синтеза цифровых регуляторов электропривода.

Характеристический полином замкнутой цифровой системы имеет вид:

$$A(z) = a_n z^n + a_{n-1} z^{n-1} + \dots + a_1 z + a_0. \quad (7)$$

Здесь при помощи соответствующего выбора структуры и параметров регулятора возможно обнуление как старших коэффициентов, так и (в отличие от непрерывной системы) младших коэффициентов полинома вплоть до a_{n-1} , например, при реализации процессов конечной длительности или использовании методов компенсации влияния запаздывания. Во втором случае, как показано в [3] для системы с конечной длительностью процессов, она не теряет устойчивости при малых изменениях параметров, т.е. является грубой. Однако можно привести следующий контрпример, в котором обнуление двух младших коэффициентов характеристического полинома вызывает нарушение грубости.

Рассмотрим систему управления объектом (2) с запаздыванием на один период дискретности $T = 0,01$ с. ДПФ объекта

$$W_o(z) = \frac{1-d}{z(z-d)},$$

где $T_o = 0,1$ с; $d = \exp(-T/T_o)$, объект устойчив.

ДПФ регулятора находится из полиномиаль-

ного уравнения

$$(1-d)(m_1z+m_0)+(z-1)(z-d)(n_1z+n_0)=z^2(z-d_3)$$

и имеет вид:

$$W_p(z) = \frac{z(m_1z+m_0)}{(z-1)(n_1z+n_0)},$$

где $d_3 = \exp(-T/T_3)$; $T_3 = 0,02$ с; $n_1 = 1$; $n_0 = 1+d-d_3$; $m_1 = [n_0(1+d)-d]/(1-d)$; $m_0 = -n_0d/(1-d)$.

Здесь в желаемом характеристическом полиноме 3-го порядка два младших коэффициента равны нулю, а регулятор компенсирует устойчивый полюс объекта $z = 0$. При моделировании процессы в такой системе несут колебательный неустойчивый характер даже при номинальных значениях параметров, что свидетельствует о негрубости системы. Заметим, что полюс регулятора $-n_0/n_1$ при указанных параметрах по модулю больше единицы, т.е. регулятор неустойчив.

При искусственном понижении порядка характеристического полинома, нарушение грубости второго рода теоретически также возможно. Рассмотрим объект с ДПФ общего вида

$$W_o(z) = \frac{P(z)}{Q(z)}, \quad (8)$$

где $P(z)$ и $Q(z)$ – полиномы от z степени n_p и n_q соответственно, аналогичные (7), причём $n_p \leq n_q$ из условия физической реализуемости.

Синтез некомпенсационного регулятора вида

$$W_p(z) = \frac{M(z)}{N(z)}, \quad (9)$$

где $M(z)$ и $N(z)$ – полиномы от z степени n_M и n_N соответственно, причём $n_M \leq n_N$, выполним методом полиномиальных уравнений.

Для этого запишем ДПФ замкнутой системы

$$G(z) = \frac{W_p(z)W_o(z)}{1+W_p(z)W_o(z)} = \frac{P(z)M(z)}{P(z)M(z)+Q(z)N(z)}$$

и, приравняв её знаменатель к желаемому характеристическому полиному $A(z)$ степени n , получим полиномиальное уравнение синтеза:

$$P(z)M(z)+Q(z)N(z)=A(z), \quad (10)$$

решение которого относительно полиномов $M(z)$ и $N(z)$ и даст искомый регулятор.

Остановимся подробнее на решении уравнения (10). Очевидным условием разрешимости этого уравнения является

$$n = \max\{n_p+n_M, n_q+n_N\}. \quad (11)$$

Из условия физической реализуемости ДПФ объекта (8) и регулятора (9) следует, что

$$n_p+n_M \leq n_q+n_N, \quad (12)$$

поэтому (11) можно переписать в виде

$$n = n_q + n_N.$$

Младшие коэффициенты характеристического полинома могут быть обнулены за счёт сокращения младших членов полиномов $P(z)M(z)$ и $Q(z)N(z)$ в левой части уравнения (10), например, коэффициент a_0 можно обнулить, выбрав m_0 и n_0 из равенства $m_0p_0+n_0q_0=0$. Старшие коэффициенты таким способом можно обнулить лишь при строгом равенстве в (12). А это возможно только в случае равенства степеней числителя и знаменателя как в ДПФ регулятора, так и в ДПФ объекта. Однако в цифровых системах из-за вычислительного запаздывания это условие практически никогда не выполняется.

Однако, если использовать упомянутый выше подход [6], то можно говорить о другом способе обнуления старших коэффициентов полинома $A(z)$ – компенсации нулей и полюсов объекта регулятором (разумеется, рассматривается компенсация только устойчивых нулей и полюсов, так как в противном случае речь должна идти о нарушении грубости 1-го рода).

Таким образом, в цифровых системах управления возможно нарушение грубости 2-го рода при обнулении как старших, так и младших коэффициентов характеристического полинома за счёт появления дополнительных составляющих переходного процесса (которые, в общем случае, могут иметь неустойчивый характер) при малых вариациях параметров системы. Тем не менее, обнуление некоторых коэффициентов характеристического полинома является привлекательным с точки зрения повышения качества регулирования и широко используется на практике.

Вместе с тем, при проектировании цифровых систем управления электроприводами обнаружен ещё один тип нарушения грубости, который можно назвать нарушением грубости 3-го рода. Оно не связано с обнулением каких-либо коэффициентов характеристического полинома, т.е. проявляет себя даже при равенстве порядка характеристического полинома сумме порядков всех элементов системы. Рассмотрим объект в контуре регулирования скорости двигателя с ДПФ 3-го порядка

$$W_o(z) = \frac{p_1z+p_0}{z(z-1)(z-d)},$$

где $d = \exp(-T/T_0)$; $T_0 = 0,1$ с; $T = 0,01$ с; $p_1 = T-T_0+dT_0$; $p_0 = T_0-d(T+T_0)$.

Регулятор 2-го порядка, полученный из полиномиального уравнения синтеза

$$(p_1z + p_0)(m_2z^2 + m_1z + m_0) + z(z-1)(z-d) \times \\ \times (z^2 + n_1z + n_0) = z^5 + a_4z^4 + a_3z^3 + a_2z^2 + a_1z + a_0,$$

при указанных значениях параметров объекта и распределении корней характеристического полинома 5-го порядка по Баттерворту [8] со среднегеометрическим корнем $\Omega = 25$, имеет вид:

$$W_p(z) = -\frac{0,5057(z-1,007)(z-0,903)}{z^2 - 2,289z + 2,331}$$

Особенностями этого регулятора являются отрицательный коэффициент усиления (что соответствует положительной обратной связи по регулируемой координате), один неустойчивый нуль и пара комплексно-сопряжённых неустойчивых полюсов. Моделированием легко можно убедиться в негрубости такой системы.

Заметим, однако, что наличие неустойчивых нулей и полюсов в регуляторе, как и его отрицательный коэффициент усиления, сами по себе не могут служить критерием нарушения грубости. Можно привести ряд примеров, например систем с неустойчивыми объектами [5,9], когда они остаются грубыми и при использовании регуляторов с неустойчивыми нулями и полюсами, и при положительной обратной связи.

К сожалению, в теории цифровых систем управления отсутствуют какие-либо критерии приемлемой сложности для практической оценки грубости в рассматриваемых случаях, что связано со сложностью как математического описания, так и существующих критериев устойчивости цифровых систем.

Вместе с тем, анализ условий устойчивости систем с объектами 1-3 порядка и практический опыт проектирования цифровых систем управления позволяет сформулировать следующие простые эмпирические условия, при которых возможно нарушение грубости:

1. Регулятор компенсирует неустойчивые нули или полюсы ДПФ объекта.

2. Степень характеристического полинома меньше суммы степеней полиномов знаменателей ДПФ объекта и регулятора $n < n_Q + n_N$, т.е. порядок замкнутой системы меньше суммы порядков всех её элементов и имеет место искусственное понижение порядка характеристического полинома.

3. Равны нулю один или несколько младших коэффициентов характеристического полинома.

4. Старшие коэффициенты полиномов числителя или знаменателя регулятора отрицательны, что может соответствовать положительной обратной связи по регулируемой координате.

5. ДПФ регулятора имеет неустойчивые (по модулю большие единицы) нули или полюсы.

Выполнение хотя бы одного из этих условий означает, что в системе, возможно, имеет место нарушение грубости 1, 2 или 3-го рода, поэтому необходима дополнительная проверка полученного регулятора, например, путём моделирования замкнутой системы при малых вариациях параметров объекта.

Нарушение условий грубости происходит, как правило, при синтезе линейных цифровых систем с предельными динамическими характеристиками, что связано с необходимостью компенсировать инерционности объекта или влияние запаздывания, с "острой" настройкой регулятора на требуемые показатели качества и т.д. Вместе с тем, ряд проблем, возникающих при синтезе грубых цифровых систем управления, можно устранить, если воспользоваться методикой синтеза, основанной на концепциях обратных задач динамики [10,11]. Рассмотрим подробнее эту методику, представив её в дискретной форме, на примере объекта 2-го порядка с ДПФ

$$W_o(z) = \frac{Y(z)}{U(z)} = \frac{p_1z + p_0}{z^2 + q_1z + q_0},$$

где $Y(z)$, $U(z)$ – изображения соответственно выходной величины объекта и управляющего воздействия.

Перепишем это уравнение в другом виде:

$$W_o(z) = \frac{p_1(1-z^{-1}) + (p_0 + p_1)z^{-2}}{(1-z^{-1})^2 + (2+q_1)(1-z^{-1})z^{-1} + (1+q_1+q_0)z^{-2}},$$

найдем разностное уравнение объекта

$$\nabla^2 y(n) + (2+q_1)\nabla y(n-1) + (1+q_1+q_0)y(n-2) = \\ = p_1\nabla u(n-1) + (p_1 + p_0)u(n-2), \tag{13}$$

где $y(n-2)$, $\nabla y(n-1)$, $\nabla^2 y(n)$ – выходная величина, её первая и вторая обратные разности; $u(n-2)$, $\nabla u(n-1)$ – управляющее воздействие и его первая обратная разность.

Желаемый процесс в замкнутой системе зададим эталонной моделью 2-го порядка с ДПФ:

$$W_s(z) = \frac{Y_s(z)}{X(z)} = \frac{(1+a_1+a_0)z}{z^2 + a_1z + a_0} = \\ = \frac{(1+a_1+a_0)z^{-1}}{(1-z^{-1})^2 + (2+a_1)(1-z^{-1})z^{-1} + (1+a_1+a_0)z^{-2}},$$

где $Y_s(z)$, $X(z)$ – изображения соответственно вы-

ходного сигнала эталонной модели и задающего воздействия.

Тогда разностное уравнение эталонной модели

$$\nabla^2 y_s(n) + (2 + a_1)\nabla y_s(n-1) + (1 + a_1 + a_0) \times y_s(n-2) = (1 + a_1 + a_0)x(n-1). \quad (14)$$

В соответствии с методикой, предложенной в [10,11], структуру и параметры алгоритма управления найдём из условия минимума функционала

$$F(u, \nabla u) = [\nabla^2 y_s(n) - \nabla^2 y(n, u, \nabla u)]^2 / 2, \quad n = 0, 1, 2, \dots, \quad (15)$$

представляющего собой энергию ускорения выходной координаты y , вычисляемую в окрестности траектории движения эталонной системы. Абсолютный минимум этого функционала, равный нулю, достигается при условии

$$\nabla^2 y_s(n) = \nabla^2 y(n, u, \nabla u), \quad n = 0, 1, 2, \dots, \quad (16)$$

которому соответствует алгоритм управления компенсационного типа

$$\left. \begin{aligned} p_1 \nabla u^*(n-1) + (p_1 + p_0) u^*(n-2) &= \nabla^2 y_s(n) + \\ &+ (2 + q_1)\nabla y(n-1) + (1 + q_1 + q_0)y(n-2); \\ \nabla^2 y_s(n) &= (1 + a_1 + a_0)[x(n-1) - y(n-2)] - \\ &- (2 + a_1)\nabla y(n-1). \end{aligned} \right\} \quad (17)$$

Соотношение для вычисления $\nabla^2 y_s(n)$ получается из уравнения (14) эталонной модели, где в соответствии с концепциями обратных задач динамики выполнена замена $y_s(n-2) = y(n-2)$, $\nabla y_s(n-1) = \nabla y(n-1)$, $n = 0, 1, 2, \dots$. Алгоритму управления (17) соответствует структурная схема

рис.1,а, которая после эквивалентных преобразований принимает вид рис.1,б. Система с алгоритмом (17) теоретически точно повторяет траекторию движения эталонной модели. Однако поскольку регулятор в этом случае является компенсационным, а порядок замкнутой системы меньше суммы порядков регулятора и объекта, то в такой системе возможно нарушение грубости. Поэтому выполним синтез регулятора исходя не из условия обеспечения абсолютного минимума (15), а из условия приближённого ра-

венства в (16), т.е. потребуем, чтобы значение функционала (15) в каждый дискретный момент времени принадлежало малой окрестности экстремума-минимума.

Для этого управление $u(n)$ определим с помощью уравнения [11]

$$\nabla^2 u(n) = \lambda \frac{\partial F(u, \nabla u)}{\partial \nabla u}, \quad \lambda = \text{const}, \quad (18)$$

которое соответствует градиентной схеме поиска экстремума $G(u, \nabla u)$.

Так как из (13) следует

$$\nabla^2 y(n) = p_1 \nabla u(n-1) + (p_1 + p_0)u(n-2) - (2 + q_1)\nabla y(n-1) - (1 + q_1 + q_0)y(n-2),$$

то градиент функционала (15) по переменной $\nabla u(n-1)$ равен

$$\frac{\partial F(u, \nabla u)}{\partial \nabla u} = -p_1[\nabla^2 y_s(n) - \nabla^2 y(n)]. \quad (19)$$

После подстановки (19) в (18) находим

$$\nabla^2 u(n) = k[\nabla^2 y_s(n) - \nabla^2 y(n)], \quad (20)$$

где $k = -\lambda p_1$.

Закон управления (20) и второе уравнение из (17) составляют содержание полученного алгоритма управления. Для его реализации требуется вычисление первой и второй обратных разностей выходной величины объекта, что связано с существенным усилением помех при работе в промышленных условиях. Поэтому выполним цифровое интегрирование обеих частей (20) и второго выражения в (17). Результат представим в операторной форме:

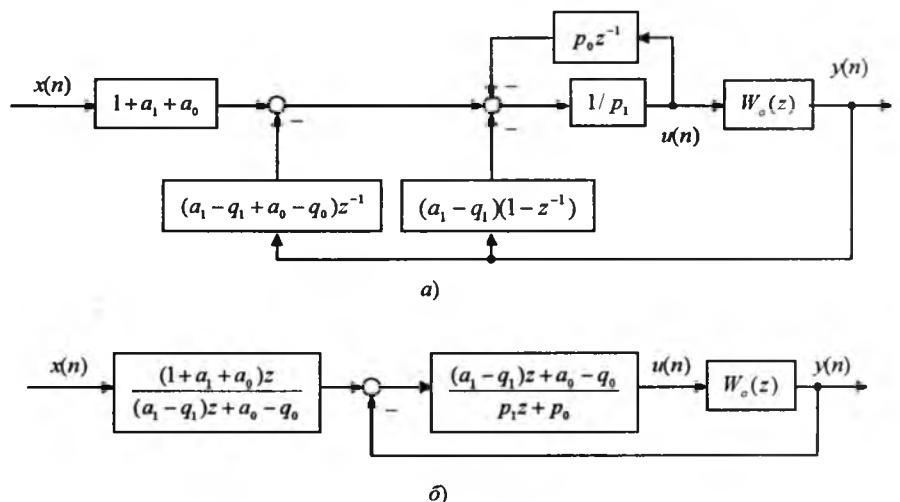


Рис.1. Исходная (а) и преобразованная (б) структурные схемы системы с компенсационным регулятором (17)

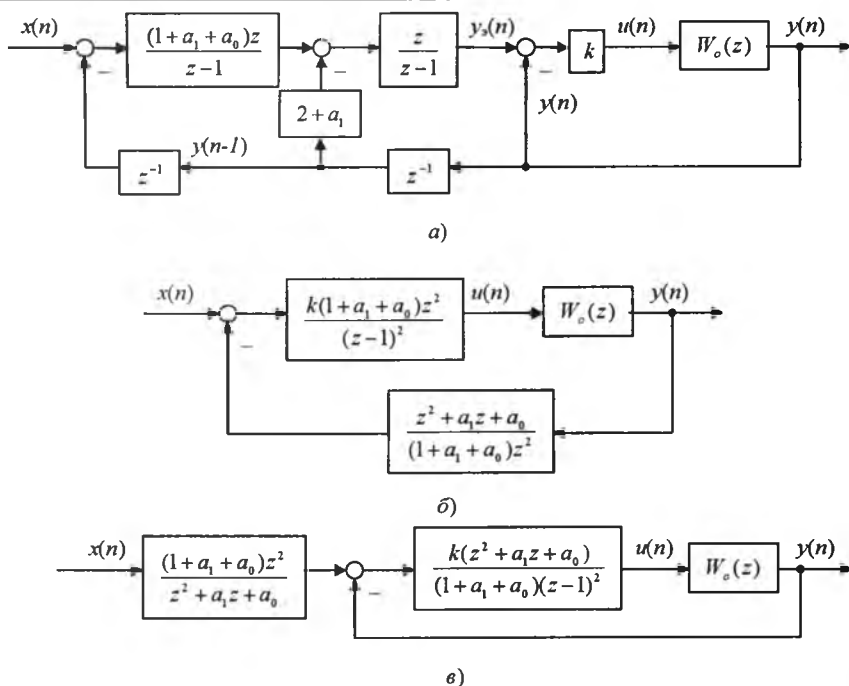


Рис.2. Исходная (а) и преобразованные (б,в) структурные схемы системы с регулятором (21)

$$U(z) = k[Y_3(z) - Y(z)]; \quad Y_3(z) = \frac{1}{1-z^{-1}} \times \left\{ (1+a_1+a_0) \frac{z^{-1}}{1-z^{-1}} [X(z) - z^{-1}Y(z)] - (2+a_1)Y(z) \right\}. \quad (21)$$

Алгоритму управления (21) соответствует структурная схема рис.2,а, которая после эквивалентных преобразований принимает вид рис. 2,б,в.

Здесь ДПФ замкнутой системы

$$G(z) = \frac{k(1+a_1+a_0)(p_1z+p_0)z^2}{(z-1)^2(z^2+q_1z+q_0) + k(p_1z+p_0)(z^2+a_1z+a_0)} \quad (22)$$

имеет порядок, равный сумме порядков регулятора и объекта, регулятор не содержит неустойчивых нулей и полюсов и не компенсирует нули и полюсы объекта, а соответствующим выбором коэффициента регулятора k можно избежать обнуления коэффициентов характеристического полинома замкнутой системы. Таким образом, в полученной структуре не выполняются сформулированные выше условия, при которых возможно нарушение грубости. Кроме того, как показано в [10,11], такая структура регулятора придает системе естественные свойства адаптивности – слабой чувствительности к изменению параметров и возмущениям. Поэтому можно говорить о том, что структура системы на рис.2 обладает

свойством грубости, а при корректном выборе коэффициента регулятора k и свойством робастной устойчивости, т.е. такая система сохраняет устойчивость при заданном диапазоне изменения параметров объекта и периода дискретности цифровой системы.

Список литературы

1. Цыпкин Я.З. Основы теории автоматических систем. М.: Наука, 1977.
2. Петров Ю.П. Новые главы теории управления и компьютерных вычислений. СПб.: БХВ-Петербург, 2004.
3. Волгин Л.Н. О грубых системах управления // Автоматика и телемеханика. 1987. №4. С.186–188.
4. Ишматов З.Ш. Использование метода полиномиальных уравнений для синтеза систем с неминимально-фазовыми объектами // Электротехнические системы и комплексы. Межвуз. сб. науч. трудов. Магнитогорск: МГТУ, 2004. Вып. 8. С.42–48.

5. Ишматов З.Ш. Использование метода полиномиальных уравнений для управления неустойчивыми и неминимально-фазовыми объектами // Электротехника, электромеханика и электротехнологии. Материалы научно-техн. конф. с международным участием. Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2003. С.65–71.
6. Гайдук А.Р. К исследованию устойчивости линейных систем // Автоматика и телемеханика. 1997. №3.
7. Волгин Л.Н. Оптимальное дискретное управление динамическими системами. М.: Наука, 1986.
8. Ишматов З.Ш. Использование метода полиномиальных уравнений для синтеза микропроцессорных систем управления электроприводами // Электротехника. 2003. №6. С. 33–39.
9. Ишматов З.Ш. Принципы построения и методы синтеза цифровых регуляторов внешних контуров электропривода переменного тока // Тр. XIII научно-техн. конф. "Электроприводы переменного тока". Екатеринбург, 2005. С.28–33.
10. Крутько П.Д. Обратные задачи динамики управляемых систем: Линейные модели. М.: Наука, 1987.
11. Крутько П.Д. Обратные задачи динамики в теории автоматического управления. М.: Машиностроение, 2004.

Ишматов Закир Шарифович – доцент кафедры "Электропривод и автоматизация промышленных установок" Уральского государственного технического университета – УПИ, канд. техн. наук. Окончил энергетический факультет Магнитогорского горно-металлургического института в 1979 г. Защитил кандидатскую диссертацию по теме "Тиристорный электропривод постоянного тока с прямым микропроцессорным подчиненным регулированием координат" в 1987 г.



Механизмы потери устойчивости стационарными процессами в асинхронном электроприводе с векторным управлением

КОЛОКОЛОВ Ю.В., КОСЧИНСКИЙ С.Л.

Анализируются механизмы потери устойчивости стационарными процессами в асинхронном электроприводе с векторным управлением, обусловленные выбором параметров токовых регуляторов, а также погрешностью ориентации вращающейся системы координат. Сформулированы практические ограничения на выбор параметров регуляторов тока, гарантирующие отсутствие нежелательных явлений в динамике асинхронного электропривода с векторным управлением.

В настоящее время асинхронный электропривод (АЭП) с векторным управлением является объектом, привлекающим внимание исследователей. Подобный интерес, с одной стороны, обусловлен высокими технико-экономическими показателями АЭП с векторным управлением [1,2], а с другой стороны, определяется наличием ряда не до конца решённых теоретических и практических вопросов, связанных со сложной внутренней структурой АЭП как многоконтурной, многомерной системы подчиненного регулирования с множеством вспомогательных элементов (наблюдатели магнитного потока и скорости, преобразователи системы координат и пр.) [1,2].

Известно значительное число работ, посвящённых различным аспектам исследования и проектирования АЭП с векторным управлением (например, литература, цитируемая в [1,2]). Большинство известных работ посвящено решению различных "технологических" вопросов, сопутствующим новым областям приложения АЭП с векторным управлением. В этом случае акцент в работах делается на внешние контуры регулирования АЭП (контуры момента/скорости и магнитного потока), а также на различные вспомогательные элементы АЭП, напрямую связанные с технологической спецификой объекта приложения. В качестве исходной предпосылки в таких работах зачастую выступает постулат о том, что внутренние (токовые) контуры АЭП с векторным управлением являются "идеальными повторителями" управляющего сигнала, обладающими точным и быстрым переходным процессом желаемой формы и нулевой статической ошибкой. Наличие статической ошибки или неустойчивость токовых контуров искажает производительность АЭП так же, как неточная ориентация системы координат [3-5].

The dynamics of induction motor drive with vector control is analyzed in paper. The specific bifurcation phenomena concerned to the choice of parameters of rotating frame PI-current controllers as well as imperfect field orientation are revealed and studied. The results of dynamics analysis are summarized with restrictions to the choice of PI-controller parameters that guarantee proper dynamics of AC drive with vector control.

Очевидно, что необходимыми мерами для реализации требований быстродействия и статической точности регулирования токовых контуров АЭП являются расширение их полосы пропускания и увеличение коэффициента передачи по постоянному току. В то же время известно [6,7], что подобные действия создают предпосылки для потери устойчивости синхронным к периоду ШИМ стационарным процессом и появлению в динамике АЭП сложных субгармонических, квазипериодических и хаотических процессов. В частности, в [6] показана возможность хаотизации колебаний в токовых контурах, обусловленная наличием физического ограничения на максимальное выходное напряжение инвертора АЭП. Напротив, в [7] изучена взаимосвязь между параметрами П-регуляторов тока и областью устойчивости синхронного стационарного процесса. Однако системные исследования бифуркационных явлений в динамике АЭП с векторным управлением по информации, имеющейся у авторов, отсутствуют.

Целью данной работы является систематизация механизмов потери устойчивости стационарными процессами АЭП с векторным управлением, обусловленных выбором параметров токовых регуляторов, а также формирование конкретных практических рекомендаций и ограничений, гарантирующих отсутствие указанных нежелательных явлений в динамике АЭП.

Структурная схема АЭП с векторным управлением приведена на рис.1 [1-4]. На сегодняшний момент традиционным является использование в токовых контурах АЭП ПИ-регуляторов, реализованных в синхронной системе координат [1-5] (рис.1). При этом независимое регулирование d - и q -проекций тока, определяющих магнит-

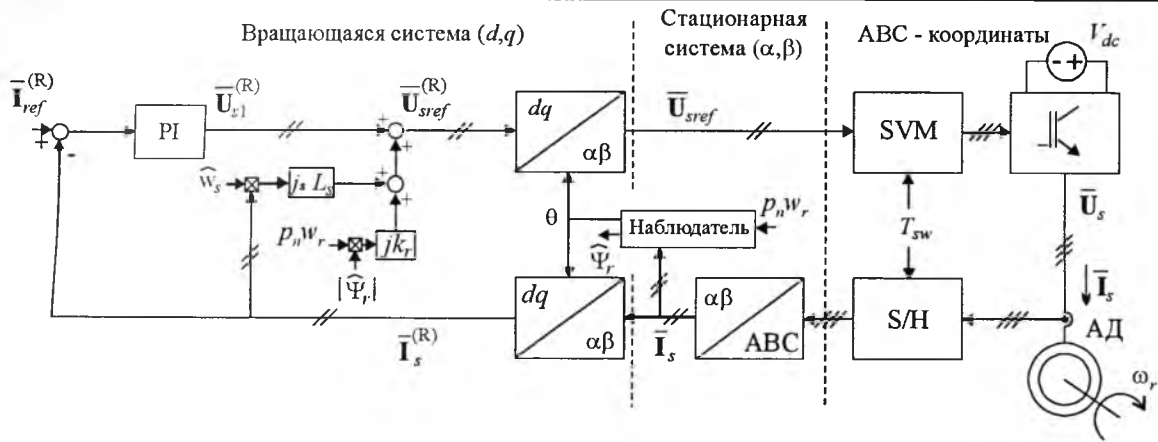


Рис.1. Структурная схема АЭП с векторным управлением

ный поток асинхронного двигателя (АД) и механический момент на его валу соответственно, обеспечивается блоком динамической развязки, компенсирующим влияние трансформаторных (межканальных) ЭДС – перекрестных связей [1–5]. Математическая модель АД в неподвижной системе координат (α, β) имеет вид [1,2]:

$$\begin{aligned} \frac{d\bar{\Psi}_r}{dt} &= \left(-\frac{1}{\tau_r} + jp_n\omega_r \right) \bar{\Psi}_r + \frac{L_m}{\tau_r} \bar{I}_s; \\ \frac{d\bar{I}_s}{dt} &= \frac{k_r}{\sigma L_s} \left(\frac{1}{\tau_r} - jp_n\omega_r \right) \bar{\Psi}_r - \frac{\bar{I}_s}{\tau'_\sigma} + \frac{\bar{U}_s}{\sigma L_s}, \end{aligned} \quad (1)$$

где $\bar{\Psi}_r$, \bar{I}_s , \bar{U}_s – суть комплексные векторы потока ротора, тока и напряжения статора АД.

Взаимосвязь между параметрами модели (1) и первичными параметрами АД устанавливают следующие соотношения $k_r = L_m/L_r$, $\tau_r = L_r/r_r$, $\sigma = 1 - L_m^2/(L_s L_r)$, $\tau'_\sigma = \sigma L_s/(r_s + k_r^2 r_r)$. Здесь L_r , r_r , L_s , r_s – индуктивности и сопротивления обмоток ротора и статора, соответственно; L_m – индуктивность намагничивания АД; p_n – число пар полюсов; ω_r – угловая частота вращения вала АД.

Переход от неподвижной системы координат (α, β) к вращающейся синхронно с полем машины системе (d, q) и обратно выполняется с помощью преобразования:

$$\bar{I}_s^{(R)} = \bar{I}_s e^{-j\theta}, \quad \bar{U}_{sref} = \bar{U}_{sref}^{(R)} e^{j\theta}. \quad (2)$$

Здесь и далее верхний индекс (R) определяет принадлежность вектора к вращающейся системе координат, мгновенное расположение которой относительно неподвижной системы определяется углом поворота θ . Ориентация вращающейся системы координат по вектору потока ротора, может быть выполнена неявно с использованием наблюдателя потока ротора на основе "токовой модели" в соответствии с [2]:

$$\left. \begin{aligned} \frac{d\Psi_{rd}}{dt} &= -\frac{1}{\mu_1 \tau_r} \Psi_{rd} + \frac{L_m}{\mu_1 \tau_r} \text{Re}\{\bar{I}_s^{(R)}\}; \\ \frac{d\theta}{dt} &= p_n \omega_r + \frac{L_m}{\mu_1 \tau_r} \frac{\text{Im}\{\bar{I}_s^{(R)}\}}{\Psi_{rd}}. \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

Знак ' \wedge ' в (3) и далее использован для выделения "наблюдаемой", а не измеряемой переменной; μ_1 – параметр, определяющий отношение значения постоянной времени ротора в (3) к её точному значению, используемому в модели АД (1). Математическая модель ПИ-регуляторов по рис. 1:

$$\begin{aligned} \frac{d\bar{U}_c^{(R)}}{dt} &= G_d \omega_L (i_{refd} - \text{Re}\{\bar{I}_s^{(R)}\}) + \\ &+ jG_q \omega_L (i_{refq} - \text{Im}\{\bar{I}_s^{(R)}\}); \end{aligned} \quad (4)$$

$$\begin{aligned} \bar{U}_{sref}^{(R)} &= G_d (i_{refd} - \text{Re}\{\bar{I}_s^{(R)}\}) + jG_q (i_{refq} - \\ &- \text{Im}\{\bar{I}_s^{(R)}\}) + \bar{U}_c^{(R)} + j\mu_3 \sigma L_s \frac{d\theta}{dt} \bar{I}_s^{(R)} + jk_r p_n \omega_r \hat{\Psi}_{rd}. \end{aligned}$$

Здесь G – коэффициент передачи ПИ-регулятора на частоте, равной бесконечности; ω_L – "нуль" ПИ-регулятора; μ_3 – параметр, определяющий отношение значения индуктивности рассеяния в (4) к её точному значению, используемому в модели АД (1). Последнее уравнение в (4) учитывает блок динамической развязки и явную компенсацию ЭДС вращения АД на рис.1. Базовые параметры ПИ-регуляторов настраивались по [1,3,4]: $\omega_L = 1/\tau'_\sigma$, $G = 2,2\sigma L_s/t_{nm}$, где t_{nm} – длительность переходного процесса по уровню установления 90%.

Влияние наблюдателя на динамику векторного АЭП

Рассмотрим динамику системы (1)–(4) рис.1 при предположении "идеальности" инвертора

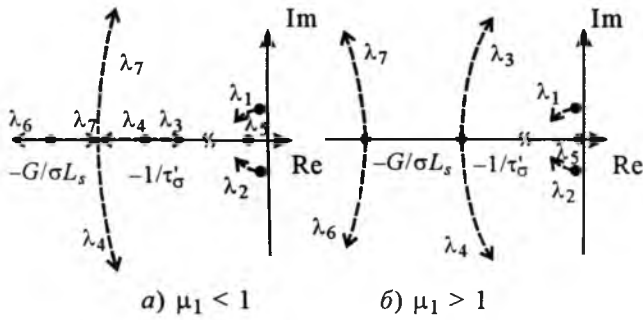


Рис.2. Годограф собственных чисел матрицы Якоби, полученный варьированием ω_r от нуля до 314 рад/с, для 30% недооцененной τ_r (а) и 30% переоцененной τ_r (б)

$\bar{U}_s = \bar{U}_{sref}$. Очевидно, что для установившегося процесса выполняется:

$$\bar{I}_{s0}^{(R)} = i_{refd} + j i_{refq}; \quad \hat{\Psi}_{rd0} = L_m \operatorname{Re}\{\bar{I}_{s0}^{(R)}\};$$

$$\bar{\Psi}_{r0}^{(R)} = L_m \operatorname{Re}\{\bar{I}_{s0}^{(R)}\} \times \left(1 - (1 - \mu_1) \frac{\operatorname{Im}^2\{\bar{I}_{s0}^{(R)}\} + j \operatorname{Re}\{\bar{I}_{s0}^{(R)}\} \operatorname{Im}\{\bar{I}_{s0}^{(R)}\}}{\mu_1^2 \operatorname{Re}^2\{\bar{I}_{s0}^{(R)}\} + \operatorname{Im}^2\{\bar{I}_{s0}^{(R)}\}} \right). \quad (5)$$

Случай $\mu_1 = 1$ соответствует идеальной ориентации системы координат. Локальная устойчивость установившегося процесса в смысле Ляпунова определяется собственными числами соответствующей матрицы Якоби $J \in R^{7,7}$, представляющей первую производную правых частей (1), (3), (4) относительно малых приращений вектора переменных состояния $X^T = \{\bar{\Psi}_r^{(R)}, \bar{I}_s^{(R)}, \hat{\Psi}_{rd}, \bar{U}_c^{(R)}\}$ в окрестности установившегося процесса. Для случая идеальной ориентации системы координат спектр матрицы Якоби содержит две пары собственных чисел, приближённо соответствующих величинам, обратным постоянным времени цепей потока ротора и тока статора $\lambda_{1,2} \approx -1/\tau_r$; $\lambda_{3,4} \approx -1/\tau'_\sigma$, а также пару собственных чисел, соответствующих частотам среза замкнутого АЭП $\lambda_{6,7} \approx -G/(\sigma L_s)$. Дополнительно одно из собственных чисел в спектре матрицы Якоби, соответствующее наблюдателю потока ротора, вне зависимости от параметров установившегося процесса (ω_r и скольжения) тождественно равно $\lambda_{6,7} = -1/(\mu_1 \tau_r)$. Годограф собственных чисел матрицы Якоби, полученный при варьировании ω_r от нуля до 314 рад/с, для неидеальной ориентации системы координат представлен на рис.2. Взаимное расположение ветвей годографа на рис.2 сохраняется при изменении нагрузки (скольжения) векторного АЭП.

С практической точки зрения случай недооцененной τ_r ($\mu_1 < 1$) очевидно является предпочти-

тельным. Для этого случая "узкая" полоса пропускания замкнутых токовых контуров создает предпосылки к изменению динамики в области высоких скоростей АД. При этом, ветви годографа, соответствующие λ_4 и λ_7 при некоторой (критической) скорости $\omega_{r\text{крит}}$ сливаются в точке выхода асимптот на действительной оси и дальнейшее увеличение ω_r ($\omega_r > \omega_{r\text{крит}}$) приводит к появлению комплексно-сопряжённой пары собственных чисел λ_4 и λ_7 , мнимая часть которых зависит от ω_r и скольжения (рис.2). Расширение полосы пропускания токовых контуров обуславливает исчезновение отмеченного эффекта, за счёт смещения влево $\lambda_{6,7}$ относительно $\lambda_{3,4}$. В целом, очевидно, что погрешность ориентации системы координат не приводит к потере устойчивости стационарным процессом, хотя искажает динамику токовых контуров векторного АЭП относительно "идеального" случая $\mu_1 = 1$.

Устойчивость и бифуркации стационарных процессов

Динамика токовых контуров векторного АЭП определяется быстроизменяющимися компонентами, которым соответствуют $\lambda_{3,4}$ и $\lambda_{6,7}$ в спектре собственных чисел матрицы Якоби (рис.2), причём медленно изменяющиеся компоненты, оказывают слабое влияние на динамику токовых контуров, особенно для широкой полосы пропускания последних. Используя принцип разделения движений на быстрые и медленные, а также с учётом результатов предыдущего анализа, рассмотрим упрощённую модель векторного АЭП, полученную из (1)–(4):

$$\left. \begin{aligned} \frac{d\bar{I}_s^{(R)}}{dt} &= \frac{k_r}{\sigma L_s} \left(\frac{1}{\tau_r} - j p_n \omega_r \right) \Psi_{rdref} - \left(\frac{1}{\tau'_\sigma} + j \omega_{sk} \right) \bar{I}_s + \frac{\bar{U}_{sk}^{(R)}}{\sigma L_s}; \\ \bar{U}_{sk}^{(R)} &= \operatorname{sat} \left(j \mu_3 \sigma L_s \omega_{sk} \bar{I}_s^{(R)} + j k_r p_n \omega_r \Psi_{rdref} + G_d \times \right. \\ &\quad \left. \times \left(\frac{\Psi_{rdref}}{L_m} - \operatorname{Re}\{\bar{I}_s^{(R)}\} \right) + j G_q (i_{refq} - \operatorname{Im}\{\bar{I}_s^{(R)}\}) + \bar{U}_{ck}^{(R)} \right); \\ \bar{U}_{c(k+1)}^{(R)} &= T_{sw} \omega_{Ld} G_d \left(\frac{\Psi_{rdref}}{L_m} - \operatorname{Re}\{\bar{I}_s^{(R)}\} \right) + \\ &\quad + j T_{sw} \omega_{Lq} G_q (i_{refq} - \operatorname{Im}\{\bar{I}_s^{(R)}\}) + \bar{U}_{ck}^{(R)}; \\ \omega_{sk} &= p_n \omega_r + \frac{L_m}{\mu_1 \tau_r} \frac{\operatorname{Im}\{\bar{I}_{sk}^{(R)}\}}{\Psi_{rdref}}; \\ \operatorname{sat}(\bar{U}_{sref}^{(R)}) &= \begin{cases} \bar{U}_{sref}^{(R)}, & m < 1; \\ \bar{U}_{sref}^{(R)}/m, & m \geq 1. \end{cases} \quad m = \sqrt{3} |\bar{U}_{sref}^{(R)}| / V_{dc}. \end{aligned} \right\} (6)$$

Здесь относительно медленно изменяющиеся переменные $\bar{\Psi}_r^{(R)}$ и $\bar{\Psi}_{rd}$ заменены их установившимися значениями (5). Регуляторы тока представлены разностной схемой, предполагающей однократную выборку значений $\bar{I}_{sk}^{(R)}$ на начало k -го периода ШИМ $kT_{sw} \leq t < (k+1)T_{sw}$. Выходное напряжение инвертора в (6) представляется усредненной величиной $\bar{U}_{ck}^{(R)}$, обновляемой один раз на периоде ШИМ. Кроме того, насыщение инвертора для глубины модуляции $m > 1$ в (6) учитывается функцией $\text{sat}(\cdot)$. Использованное упрощенное представление модулятора и инвертора в (6) обуславливает незначительное (на единицы процентов) количественное расхождение результатов исследования устойчивости с адекватным представлением блока пространственной модуляции опорного вектора [6, 7].

Рассмотрим два практически интересных случая. Случай I соответствует мгновенно рассчитываемым регуляторам тока. При этом выходное напряжение регуляторов $\bar{U}_{ck}^{(R)}$ прикладывается к АД уже на текущем периоде. Случай II соответствует ситуации, при которой рассчитанные на текущем такте напряжения будут приложены к АД только в начале следующего периода, что достаточно адекватно описывает ситуацию программной реализации векторного управления [5]. Численные значения параметров, используемые при анализе, соответствуют АЭП установленной мощности 5,5 кВт с параметрами: $L_s = 0,258$ Гн, $L_r = 0,262$ Гн, $L_m = 0,254$ Гн, $r_s = 1,037$ Ом, $r_r = 0,757$ Ом, $p_n = 1$, $T_{sw} = 333,3$ мкс, $V_{dc} = 540$ В, $i_{sdref} = 3,15$ А, $i_{sqref} = 15$ А, $\omega_L = 148,5$ рад/с. В качестве варьируемых параметров будем рассматривать коэффициент G регуляторов, определяющий полосу пропускания замкнутых контуров тока и частоту вращения вала АД ω_r .

Исследование модели (6) будем проводить в терминах точечного отображения сдвига, осуществляющего преобразование вектора состояния АЭП через один период ШИМ $X_{k+1} = F(X_k)$ [7]. Устойчивость синхронного стационарного процесса $X^* = X_k = X_{k+1}$ в терминах отображения сдвига может быть оценена с помощью мультипликаторов матрицы Якоби $J = \partial F / \partial X|_{X^*}$. При этом устойчивому процессу будут соответствовать мультипликаторы, расположенные на комплексной плоскости внутри круга единичного радиуса.

Область устойчивости для АЭП I в пространстве параметров регулятора тока при идеальной развязке каналов показана на рис.3 (кривая 1).

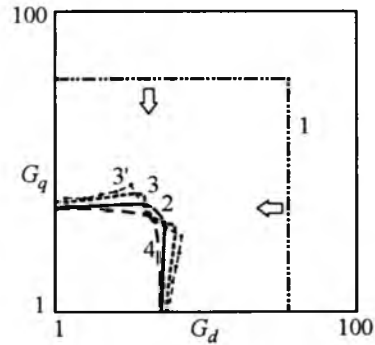


Рис.3. Область устойчивости синхронного стационарного процесса векторного АЭП (показана стрелками)

При этом диаграмма изменения характеристических мультипликаторов Якоби для одного канала регулирования тока приведена на рис.4,а. Характерно, что при достижении системой "критического быстрогодействия" $G \approx 72$ (полоса пропускания замкнутой системы $1/(3T_{sw})$) один из мультипликаторов пересекает границу -1 , что соответствует бифуркации удвоения периода стационарного процесса [7]. Следствием указанной бифуркации является появление в системе стационарного процесса удвоенного периода $2T_{sw}$ относительно периода ШИМ для $G > 72$, причём дальнейшее увеличение G приводит к большему усложнению динамики системы, в пределе заканчивающегося появлением хаотических колебаний.

Для АЭП II динамика принципиально отличается от рассмотренной выше. В первую очередь, наличие дополнительного запаздывания уменьшает область устойчивости АЭП II, ограниченную для $\mu_3 = 1$ кривой 2 на рис.3 (критическая полоса пропускания замкнутой системы $1/(6T_{sw})$, что соответствует $G \approx 35$), причём потеря устойчивости происходит через бифуркацию Неймарка-Сакера возникновения квазипериодических колебаний, которой соответствует выход

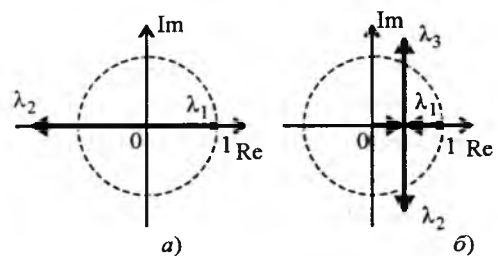


Рис.4. Диаграммы изменения мультипликаторов стационарного процесса при изменении полосы пропускания контура тока варьированием G от 1 до 100:

а – система I без задержки напряжений; б – система II с задержкой

пары комплексно сопряжённых мультипликаторов Якоби на круг единичного радиуса $\lambda_{2,3} = e^{\pm j\phi}$ (рис.4,б). В этом случае задержка в контуре регулирования тока нарушает условия реализации сценария удвоения периода. Вторым характерным отличием АЭП II является сильная зависимость области устойчивости от точности определения параметров блока динамической развязки. В частности, кривые 3 и 4 на рис.3 соответствуют переоцененной и недооцененной индуктивности рассеяния с $\mu_3 = 2$ и $\mu_3 = 0,5$. Результаты, представленные на рис.3,4 для АЭП I, II, сохраняются, если для вычисления скольжения в (6) использовать не уставку потока Ψ_{rdref} , а его мгновенное значение $L_m \text{Re}\{\bar{I}_s^{(R)}\}$. Достоверность представленных на рис.3 результатов можно проверить итерированием полной модели (1)–(4). В частности, кривая 3' на рис.3 получена по результатам итерирования полной модели и соответствует АЭП II с неидеальной ориентацией $\mu_1 = 0,6$ и с переоцененной индуктивностью рассеяния $\mu_3 = 2$. Из сопоставления кривых 3 и 3' можно судить о степени адекватности поставленным целям модели (6), а также о влиянии погрешности ориентации системы координат на геометрию области устойчивости синхронного стационарного процесса.

Общим для рассмотренных реализаций векторного АЭП I и II является симметрия их области устойчивости в пространстве параметров регуляторов тока (рис.3). Однако существует определенная специфика потери устойчивости при достижении критического быстродействия в d - или q -каналах регулирования. На рис.5 приведены диаграммы переходных процессов при скачкообразном изменении полосы пропускания d -канала (рис.5,а) и q -канала (рис.5,б) соответственно, полученные итерированием полной модели (1)–(4). Очевидно, что потеря устойчивости в d -канале регулирования потока АД имеет более катастрофические последствия, поскольку в этом случае возникает статизм в q -канале регулирования момента, что в свою очередь обуславливает смещение установившегося значения угловой скорости вращения вала АД.

Выводы

1. Изучены механизмы потери устойчивости стационарными процессами в динамике АЭП с векторным управлением с ПИ-регуляторами тока при достижении "критического быстродействия" системы в одном из каналов. В частности, установлено, что для АЭП, регуляторы которого рас-

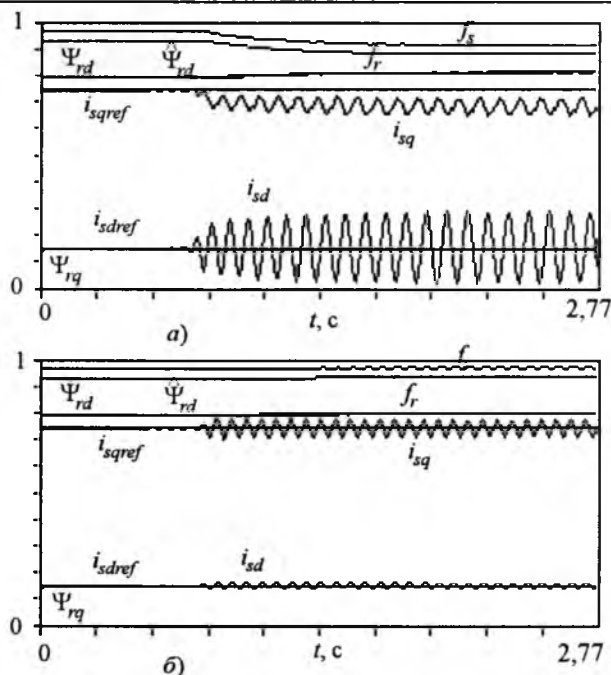


Рис.5. Иллюстрация потери устойчивости стационарным процессом через бифуркацию возникновения квазипериодических колебаний в АЭП модель (1)–(4) с учётом задержки напряжений на один такт: а – скачкообразное изменение в момент $t = 0,6$ с $G_d = 3,53 \rightarrow G_d = 38$; б – изменение $G_q = 3,53 \rightarrow G_q = 38$ (масштаб потоков 1:1; токов 1:20; частот 1:55)

считываются без задержки на один такт характерна потеря устойчивости стационарным процессом через бифуркацию удвоения периода при полосе пропускания замкнутой системы большей или равной $1/(3T_{sw})$. Указанное бифуркационное поведение качественно подобно изученным в [7] явлениям для АЭП с П-регуляторами. Напротив, для АЭП, в регуляторах которого имеется задержка выходных напряжений на один такт, характерна потеря устойчивости стационарным процессом через бифуркацию Неймарка-Сакера возникновения квазипериодических колебаний по достижении полосой пропускания замкнутой системы значения $1/(6T_{sw})$. В последнем случае погрешность в определении индуктивности рассеяния в блоке динамической развязки каналов оказывает влияние на размер и геометрию области устойчивости синхронного стационарного процесса.

2. Показано, что погрешность ориентации системы координат не оказывает существенного влияния на устойчивость токовых контуров векторного АЭП. Это обусловлено относительно широкой полосой пропускания последних для значений параметров на границе области устойчивости.

Список литературы

1. Рудаков В.В., Столяров И.М., Дартау В.А. Асинхронные электроприводы с векторным управлением. Л.: Энергоатомиздат, 1987.
2. Novotny D.W. and Lipo T.A. Vector control and dynamics of AC drives. Clarendon press, Oxford, 1997.
3. Holtz J., Quan J., Schmitt G., Pontt J. a.o. Design of fast and robust current regulators for high power drives based on complex state variables // IEEE IAS Annual Meeting, Salt-Lake City, 2003.
4. Briz del Blanco F., Degner M.W. and Lorenz R.D. Dynamic analysis of current regulators for AC motors using complex vectors // IEEE Trans. Industry Applicat. 1999. Vol.35, № 6. P.1424–1432.
5. Yang S.-M., Lee C.-H. A deadbeat current controller for field oriented induction motor drives // IEEE Trans. Power Electron. 2002. Vol.17, № 5. P.772–778.
6. Süto Z., Nagy I. Bifurcation phenomena in three-phase space vector modulated converters. EPE-PEMC, Dubrovnik & Cavtat, 2002.
7. Колоколов Ю.В., Косчинский С.Л. Бифуркационные явления в динамике асинхронного электропривода с векторным управлением // Техническая электродинамика. Силовая электроника и энергоэффективность. 2004. Т.3. С.128–131.

Колоколов Юрий Васильевич – заведующий кафедрой проектирования и технологии электронных и вычислительных систем Орловского государственного технического университета (ОрёлГТУ), проф., доктор техн. наук. Окончил Томский политехнический институт в 1972 г. Защитил докторскую диссертацию по теме "Автоматизация процессов управления тяговыми электроприводами постоянного тока электропоездов (действующих и перспективных)" в Томском институте АСУ и радиоэлектроники в 1990 г.

Косчинский Станислав Леонидович – доцент кафедры проектирования и технологии электронных и вычислительных систем ОрёлГТУ. Окончил в 1994 г. радиоэлектронный факультет Орловского государственного политехнического института (ОрёлГТУ). В 1998 г. в ОрёлГТУ защитил кандидатскую диссертацию по теме "Закономерности возникновения недетерминированных процессов в автоматизированных тяговых электроприводах постоянного тока с широтно-импульсной модуляцией".

К построению бездатчикового электропривода системы ТПН-АД

ЗЮЗЕВ А.М., НЕСТЕРОВ К.Е.

Представлен регулируемый по скорости электропривод системы ТПН-АД без датчика на валу двигателя. Приводятся принципы его построения и характеристики.

The speed regulated electric drive without shaft sensor based on voltage thyristor converter – induction motor system is shown. Its characteristics and construction principles are represented.

Электроприводы, выполненные по системе тиристорный преобразователь напряжения – асинхронный двигатель (ТПН-АД), нашли широкое применение в промышленности. Они обладают как положительными, так и отрицательными свойствами. Среди достоинств выделяются относительно низкая стоимость и простота структуры привода. К недостаткам относятся необходимость применения датчика скорости для построения полностью управляемого электропривода и отсутствие возможности длительной работы привода на пониженной скорости из-за повышенных потерь в двигателе.

в процессе пуска. Однако такой способ не может гарантировать запуска привода с постоянным темпом разгона при изменении параметров электропривода (момента сопротивления или момента инерции). Решение указанной задачи требует наличия сигнала обратной связи по скорости.

Вместе с тем, широкое распространение получили устройства плавного пуска типа Soft-Start без датчика скорости, выполненные на базе тиристорного преобразователя напряжения. Главной их задачей является безударный запуск двигателя, который реализуется посредством плавного изменения угла открытия силовых ключей

В статье рассматривается один из вариантов построения регулируемых по скорости электроприводов системы ТПН-АД без датчика скорости на валу двигателя, основанный на измерении ЭДС, наводимой полем ротора в обмотках статора в бестоковую паузу [1].

Для приводов системы ТПН-АД общепромышленного назначения известен ряд устройств "бездатчикового" измерения скорости. Некоторые из них используют зависимость полного сопротивления двигателя от скорости [2, 3]. Исследования показали, что такое решение в силу особенностей указанной зависимости даёт удовлетворительные результаты только для двигателей с

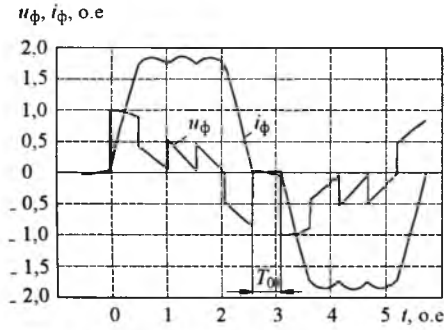


Рис.1. Расчётные диаграммы напряжения и тока статора двигателя

повышенным скольжением (серия краново-металлургических машин и некоторые типы машин общепромышленного назначения).

Решение задачи "бездатчикового" измерения скорости, лишённое указанных недостатков, может быть получено при учёте и использовании специфических условий работы системы ТПН-АД. Характерной особенностью работы ТПН при регулировании напряжения на статоре асинхронного двигателя является наличие бестоковых пауз или режима прерывистых токов в фазах двигателя. В этом случае диаграмма фазного напряжения двигателя включает в себя участки с явно выраженной ЭДС (рис.1), наводимой в статоре полем ротора, значение которой зависит от скорости и момента двигателя. Очевидно, выделение наведенной ЭДС с последующим анализом её значения позволяет получить необходимую информацию о скорости двигателя. Функциональная схема бездатчикового электропривода, построенного на использовании указанного эффекта, приведена на рис. 2.

Отличительной особенностью рассматриваемого электропривода является наличие блока вы-

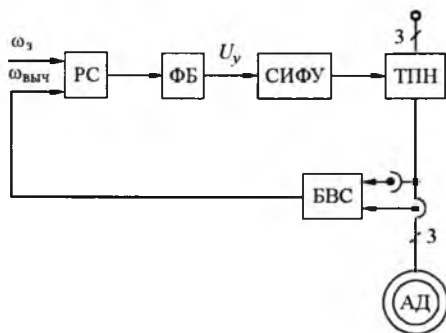


Рис.2. Функциональная схема "бездатчикового" электропривода системы ТПН-АД (РС – регулятор скорости; ФБ – функциональный блок; СИФУ – система импульсно-фазового управления; БВС – блок вычисления скорости)

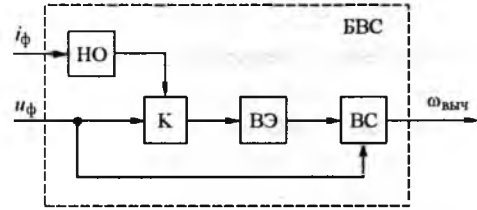


Рис.3. Структура блока вычисления скорости (НО – нуль-орган; К – коммутатор; ВЭ – вычислитель ЭДС; ВС – вычислитель скорости)

числения скорости (БВС), структура которого показана на рис.3. На вход блока вычисления скорости подаются сигналы от датчиков тока статора и напряжения на статорных обмотках асинхронного двигателя. Нуль-орган (НО) управляет коммутатором (К) таким образом, что сигнал на выходе коммутатора представляет собой напряжение статорной обмотки в бестоковую паузу. Этот сигнал преобразуется вычислителем ЭДС (ВЭ) в сигнал, пропорциональный действующему значению ЭДС в бестоковую паузу. На вход вычислителя скорости (ВС) подаются сигналы, пропорциональные действующим значениям ЭДС и напряжения статора двигателя. Выходной сигнал ВС соответствует частоте вращения ротора двигателя и может быть использован в качестве сигнала обратной связи по скорости в системе ТПН-АД.

ВЭ статора E_s предлагается построить следующим образом. Во время бестоковой паузы, наличие и длительность которой контролируется НО, датчик напряжения проводит замеры мгновенного напряжения фазы двигателя. На основе этих данных вычислитель определяет действующее значение ЭДС по формуле:

$$E_s = \frac{1}{\sqrt{2} \sin(T_0)} \sqrt{u_{сн}^2 + u_{ск}^2 - 2u_{сн}u_{ск} \cos(T_0)}, \quad (1)$$

где T_0 – длительность бестоковой паузы (рад); $u_{сн}$ – мгновенное напряжение на фазе статора двигателя, полученное в начале бестоковой паузы; $u_{ск}$ – мгновенное напряжение на фазе статора двигателя, полученное в конце бестоковой паузы.

Выражение (1) справедливо при допущении, что измеряемая ЭДС имеет форму синусоиды с частотой сети. Полагая, что напряжения $u_{сн}$ и $u_{ск}$ принадлежат указанной синусоиде, и зная фазовый сдвиг T_0 между ними, определяем амплитуду и действующее значение E_s этой синусоиды из совместного решения системы двух уравнений, записанных для мгновенных значений напряжений $u_{сн}$ и $u_{ск}$. Таким образом, предлагаемый вы-

числитель измеряет ЭДС обмотки статора в режимах двухфазного питания двигателя и полного отключения от сети.

Функционирование ВС основано на использовании зависимости, имеющейся между частотой вращения вала двигателя, ЭДС и напряжением на статорных обмотках. Эта зависимость может быть получена из системы дифференциальных уравнений асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором при рассмотрении их для случая установившегося режима при отключенных от сети обмотках статора. При этом вектор ЭДС статора отключенного от сети двигателя определяется по следующему выражению:

$$\bar{E}_s = (k_r \alpha_r - \omega k_r B) \bar{\Psi}_r, \quad (2)$$

где k_r – коэффициент связи ротора; α_r – коэффициент затухания роторных цепей при разомкнутом статоре; ω – частота вращения ротора;

$B = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$ – матрица коэффициентов; $\bar{\Psi}_r$ – вектор

потокосцепления ротора.

Модуль вектора ЭДС, наведенной в статорных обмотках незатухшим полем ротора, в зависимости от частоты вращения ротора двигателя и момента нагрузки на его валу определяется по следующему выражению [4]:

$$E_s = \sqrt{\frac{m_c \sigma (1 - \sigma) X_s \alpha_r' [\alpha_r'^2 + (1 - s)^2]}{s}}, \quad (3)$$

где m_c – момент сопротивления на валу двигателя; σ – полный коэффициент рассеяния двигателя; X_s – полное индуктивное сопротивление фазы статора двигателя; α_r' – коэффициент затухания роторных цепей при замкнутом статоре; s – скольжение двигателя.

Необходимо заметить, что выражение (3) определяет начальное значение ЭДС в момент отключения двигателя от сети и не учитывает последующего затухания поля ротора. С целью оценки возможности использования данного выражения в ВС двигателя проведены расчёты зависимостей ЭДС от частоты вращения ротора двигателя по выражениям (3) и (1) в полной модели системы ТПН-АД с использованием рассмотренного выше способа. Из графиков, приведенных на рис.4, видно, что ЭДС, наводимая в статорных обмотках двигателя в системе ТПН-АД, практически не отличается от ЭДС отключенного двигателя, полученной по (3). Следовательно, выражение (3) может быть использовано в качестве исходного для установления зависимости, определяющей частоту вращения ротора в функции напряжения и ЭДС статора асинхронного

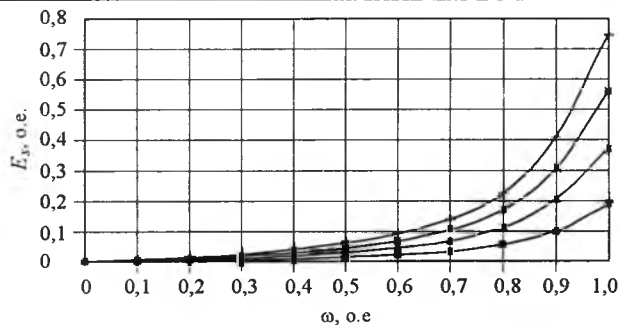


Рис.4. Расчётные зависимости ЭДС статора от частоты вращения ротора двигателя:

$a, в, д, ж$ – в системе ТПН-АД; $б, г, е, з$ – при синусоидальном питании; \blacklozenge – a ; \blacksquare – $б$; \blacktriangle – $в$; \times – $г$; ж – $д$; \bullet – $е$; $+$ – $ж$; $---$ $з$

двигателя. Эта зависимость, реализованная в ВС, имеет вид:

$$\omega = 1 - \frac{1 + \sqrt{1 - (1 - A)(1 + \alpha_r'^2 - A s_k^2)}}{1 - A}, \quad (4)$$

где ω – искомая частота вращения ротора двигателя; s_k – значение критического скольжения двигателя;

$$A = \frac{E_s^2}{2 m_k U_s^2 (1 - \sigma) X_s \alpha_r' s_k}, \quad (5)$$

m_k – значение максимального (критического) момента двигателя; U_s – действующее значение напряжения на фазе двигателя; E_s – измеренное действующее значение ЭДС фазы двигателя.

Так как активные сопротивления асинхронного двигателя в процессе работы вследствие нагрева подвержены изменениям, проведён анализ качества функционирования ВС при разных состояниях двигателя: "холодном" (температура обмоток 20°C) и "горячем" (температура обмоток 140°C), которые отличаются соответствующими значениями активных сопротивлений обмоток статора и ротора. На рис.5 представлены статические характеристики вычислителя скорости (зависимости вычисленной скорости от действительной), полученные для "холодного" и "горячего" состояний двигателей 4А200L6У3 и МТКФ412-6 мощностью 30 кВт. Из приведённых графиков видно, что возникающая из-за изменения сопротивлений погрешность в определении частоты вращения ротора в ряде применений может оказаться приемлемой. Расчёт статических характеристик ВС в системах с двигателями разных мощностей и серий дал аналогичные результаты.

С помощью программного моделирующего комплекса "Эллада" [5] проведено исследование процессов пуска электропривода, выполненного по системе ТПН-АД с предлагаемым ВС, которое показало, что существует принципиальная

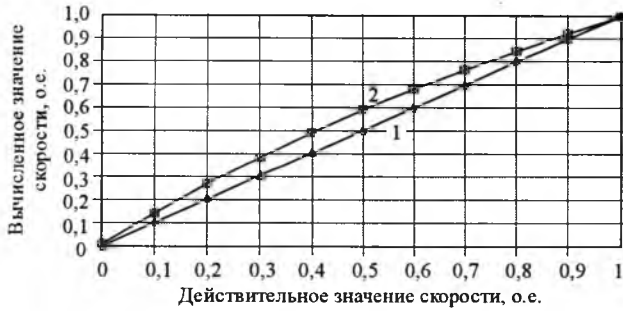


Рис.5. Зависимости вычисленной скорости от действительной для систем ТПН-АД с двигателями МТКФ412-6 и 4А200L6У3:

1 - "холодный" двигатель; 2 - "горячий" двигатель

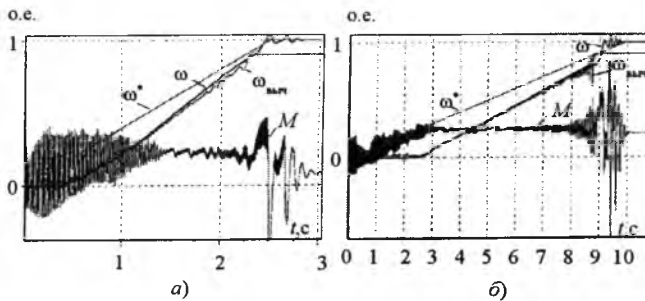


Рис.6. Расчётные диаграммы процесса запуска бездатчикового электропривода:

а - $M_c=0,1$; $T_{зи}=2,5$ с; б - $M_c=0,25$; $T_{зи}=10$ с

возможность обеспечения заданного темпа разгона "бездатчикового" электропривода в широком диапазоне изменения его параметров: момента сопротивления, момента инерции и времени запуска. При этом, как видно из приведенных на рис.6 диаграмм, не исключается колебательность момента двигателя при выходе на естественную характеристику, что обусловлено потерей информации о скорости в рассматриваемом вычислителе при полностью открытых тиристорах.

Выводы

1. Проведённое исследование позволяет заключить, что в электроприводах, выполненных по системе ТПН-АД, существует принципиальная возможность вычисления скорости на основе измерения ЭДС, наводимой полем ротора в обмотках статора двигателя в бестоковую паузу. В результате в этих электроприводах можно обеспечить заданный темп разгона двигателя без датчика скорости на валу в широком диапазоне изменения момента сопротивления, момента инерции и времени запуска.

2. На основе результатов анализа напряжений в системе ТПН-АД можно утверждать, что на значение ЭДС, наводимой в статорных обмотках полем ротора, высшие гармоники статорного напряжения оказывают незначительное влияние,

следовательно, синтез вычислителя скорости, входящего в состав "бездатчикового" электропривода, можно выполнять, учитывая лишь первую гармонику напряжения на статорных обмотках.

3. Температурное изменение параметров двигателя в ряде применений может не учитываться, однако для построения качественного электропривода оно должно быть скомпенсировано.

4. При полностью открытых тиристорах преобразователя получение достоверной информации о скорости с помощью предложенного вычислителя скорости невозможно. Это создаёт определённые проблемы при выводе двигателя на полное напряжение сети и выходе из этого режима. Также имеется проблема, связанная с затуханием поля ротора, которая проявляется в потере информации о скорости двигателя при его длительном (достаточном для затухания поля) отключении от сети, в частности, при старте.

Список литературы

1. Пат. на изобретение №2251204 РФ. Электропривод переменного тока / А.М. Зюзов, К.Е. Нестеров // Открытия. Изобретения. 2005. № 12.
2. А.с. 1758821 СССР. Электропривод переменного тока / И.Я. Браславский, А.М. Зюзов, Д.Г. Тимофеев // Открытия. Изобретения. 1992. № 32.
3. А.с. 1679596 СССР. Устройство для регулирования частоты вращения трехфазного асинхронного электродвигателя / И.Я. Браславский, А.М. Зюзов, Д.Г. Тимофеев // Открытия. Изобретения. 1991. № 35.
4. Браславский И.Я. Асинхронный полупроводниковый электропривод с параметрическим управлением. М.: Энергоатомиздат, 1988.
5. Свид. о регистр. прогр. для ЭВМ 2003612480. Программный моделирующий комплекс "Электропривод на базе асинхронного двигателя" ("ЭллАда") / А.М. Зюзов, К.Е. Нестеров, А.С. Попов. М.: Роспатент, 2003.



Зюзов Анатолий Михайлович – профессор кафедры "Электропривод и автоматизация промышленных установок" Уральского государственного технического университета (УГТУ-УПИ), доктор техн. наук. Окончил электротехнический факультет Уральского политехнического института (ныне УГТУ) в 1970 г. В 1974 г. защитил кандидатскую, а в 2004 г докторскую диссертацию по теме "Развитие теории и обобщение опыта разработки автоматизированных электроприводов агрегатов нефтегазового комплекса".

Нестеров Константин Евгеньевич – аспирант кафедры "Электропривод и автоматизация промышленных установок" Уральского государственного технического университета (УГТУ-УПИ). В 2004 г. окончил электротехнический факультет УГТУ и поступил в аспирантуру при кафедре ЭАПУ.



Расчёт параметров выпрямителя с ШИМ

БЕРЕСТОВ В.М., ХАРИТОНОВ С.А.

С использованием известной математической модели проводится анализ и синтез контуров напряжения и тока в активном выпрямителе на базе инвертора напряжения с целью обеспечения динамических параметров. Получены аналитические выражения для вычисления пропорциональной и интегральной составляющих в ПИ-регуляторах, а также полосы пропускания в контуре тока и напряжения.

Трёхфазный выпрямитель с ШИМ (инвертор напряжения в обращённом режиме, активный выпрямитель) в последнее время получил широкое применение в практике силовой электроники, в этой связи разработке математических моделей данного устройства посвящено немало работ, например [1–3]. В настоящей работе с использованием известной математической модели проводится анализ и синтез контуров тока и напряжения трёхфазного выпрямителя с ШИМ. Получены не только аналитические выражения, но и численные значения коэффициентов регуляторов и частот среза систем автоматического регулирования тока и напряжения.

Блок-схема выпрямителя с ШИМ, управление которого построено по принципу ориентирования по вектору напряжения, приведена на рис. 1 [4].

Параметрами схемы, которые выбирает разработчик при проектировании являются:

L – индуктивность входного реактора;

C – ёмкость конденсатора в звене постоянного тока;

U_d – номинальное напряжение в звене постоянного тока;

k_u, k_i – коэффициенты пропорциональных частей ПИ-регуляторов напряжения и тока;

$k_u \omega_1, k_i \omega_{1i}$ – коэффициенты интегральных частей ПИ-регуляторов напряжения и тока.

Индуктивность L входного реактора определяется заданной амплитудой пульсаций фазного тока на несущей частоте ШИМ. Амплитуда пульсаций фазного тока выпрямителя с ШИМ, работающего на индуктивность L и противоЭДС сети зависит от глубины модуляции $M = V_m^*/V_n$ [5] и изменяется с изменением углового положения ϑ изображающего вектора напряжения выпрямителя с ШИМ.

Наибольшая амплитуда пульсаций имеет место при максимальной глубине модуляции и при углах ϑ , соответствующих переходам заданного фазного напряжения V^* через нуль. При этом

The known mathematical model was used to analyze and synthesize the voltage and current control loops for the VSC and for study the dynamics of the control loops. Analytical expressions were derived for calculating the proportional and integral gain of PI regulators and bandwidths of the current and voltage control loops.

среднее на интервале дискретности значение фазного напряжения выпрямителя равно нулю, а кривая мгновенного значения фазного напряжения выпрямителя представляет собой двухполярный меандр с амплитудой $U_d/3$ и частотой f_k [5].

Тогда максимальное значение относительной амплитуды пульсаций фазного тока

$$\frac{\Delta I}{\sqrt{2} I_{\text{н.ф}}} = \frac{U_d}{3} \frac{1}{4 f_k} \frac{1}{\sqrt{2} I_{\text{н.ф}} L} = \frac{1}{M} \frac{2\pi \omega_0}{6 \omega_k} \frac{1}{X_L} \approx \frac{\omega_0}{\omega_k X_L},$$

где U_d – номинальное значение напряжения в звене постоянного тока с учётом допуска на напряжение сети +10% и падения напряжения на индуктивности $V_{XL} = 0,2V_{\text{н.ф}}$ должно удовлетворять неравенству

$$U_d = \sqrt{6} V_{\text{н.ф}} \sqrt{(1,1)^2 + (0,2)^2} = \sqrt{6} V_{\text{н.ф}} \cdot 1,118 \cong 600 \text{ В};$$

$$M_n = \frac{\sqrt{2} V_{\text{н.ф}}}{U_d/2} = 1,037 \text{ – глубина модуляции в но-}$$

минальном режиме; $\omega_k = 2\pi f_k$ – круговая частота коммутаций ШИМ; $X_L = \frac{\omega_0 L I_{\text{н.ф}}}{V_{\text{н.ф}}}$ – индуктив-

ное сопротивление в относительных единицах.

Если принять частоту коммутаций $f_k = 3000$ Гц, а индуктивное сопротивление $X_L = 0,2$ (20%), то максимальное значение относительной амплитуды пульсаций фазного тока

$$\frac{\Delta I}{\sqrt{2} I_{\text{н.ф}}} \approx 0,083.$$

Выбор количества электролитических конденсаторов в звене постоянного тока осуществляется выбором коэффициента загрузки единичного конденсатора по току из условия желаемого срока службы. При этом удельная ёмкость реально получается в диапазоне $(50 \div 100) \cdot 10^{-6}$ Ф/кВт.

Упрощённая структурная схема системы регулирования по оси 1 в синхронно вращающейся

– коэффициента пропорционального регулятора;
– постоянной времени, характеризующей быстроедействие в "большом".

При принятом значении $X_L = 0,2$ постоянная $\tau_i = 0,636 \cdot 10^{-3} \text{ с} = \frac{1}{2\pi \cdot 250} \text{ с}$, а единичному коэффициенту пропорционального регулятора тока $\frac{u_{\text{дин}}}{u_{\text{ин}}} k_i = 1$ соответствует частота среза $\omega_{\text{ср}} = 2\pi \cdot 250 \text{ 1/с}$.

При $U_d = 600 \text{ В}$ и $C_{\text{уд}} = 100 \cdot 10^{-6} \text{ Ф/кВт}$ постоянная $\tau_u = U_d^2 C_{\text{уд}} = 36 \cdot 10^{-3} \text{ с} = \frac{1}{2\pi \cdot 4,42} \text{ с}$, а единичному коэффициенту пропорционального регулятора напряжения $\frac{u_{\text{дин}}}{u_{\text{ин}}} k_u = 1$ соответствует частота среза $\omega_c = 2\pi \cdot 4,42 \frac{1}{\text{с}}$.

Проведем синтез коэффициентов пропорциональных регуляторов k_i, k_u и коэффициентов интегральных регуляторов $k_{i\omega_1}, k_{u\omega_1}$ контуров тока и напряжения.

Для систем третьего порядка ($n=3$) с передаточной функцией разомкнутой системы вида:

$$W_p(s) = \frac{\left(\frac{1}{\omega_1} s + 1\right) \omega_c}{\frac{1}{\omega_1} s} \frac{1}{s \left(\frac{1}{\omega_2} s + 1\right)} = \frac{\omega_c \omega_2 s + \omega_c \omega_1 \omega_2}{s^3 + \omega_2 s^2} \quad (1)$$

при $\omega_c = a\omega_1, \omega_2 = a\omega_c$ решения для переходного процесса по управлению и возмущению могут быть получены аналитически в общем виде.

Передаточная функция замкнутой системы по управлению

$$W_{\text{з.у}}(s) = \frac{\omega_c \omega_2 s + \omega_c \omega_1 \omega_2}{s^3 + \omega_2 s^2 + \omega_c \omega_2 s + \omega_c \omega_1 \omega_2} = \frac{a \omega_c^2 s + \omega_c^3}{(s + \omega_c) [s^2 + (a-1) \omega_c s + \omega_c^2]} \quad (2)$$

Для $a = 2$ и $a = 3$ соответственно получим:

$$W_{\text{з.у}}(s) = \begin{cases} \frac{2\omega_c^2 s + \omega_c^3}{(s + \omega_c) \left[\left(s + \frac{\omega_c}{2} \right)^2 + \left(\frac{\sqrt{3}}{2} \omega_c \right)^2 \right]}, \\ \frac{3\omega_c^2 s + \omega_c^3}{(s + \omega_c)^3} \end{cases} \quad (3)$$

Аналитическое выражение для кривой переходного процесса напряжения на конденсаторе звена постоянного тока при скачкообразном единичном входном управляющем воздействии для $a = 2$ и $a = 3$ [6]:

$$u_c\left(\frac{t}{\tau}\right) = \begin{cases} 1 - e^{-\frac{t}{\tau}} \left[2 \cos\left(\sqrt{3} \frac{t}{\tau}\right) - e^{-\frac{t}{\tau}} \right]; \\ 1 - e^{-2\frac{t}{\tau}} \left[1 + 2\frac{t}{\tau} - \left(2\frac{t}{\tau}\right)^2 \right], \end{cases} \quad (4)$$

где $\tau = 2/\omega_c$.

Передаточная функция замкнутой системы по возмущающему воздействию

$$W_{\text{з.в}}(s) = \frac{1}{Cs} \frac{s^3 + \omega_2 s^2}{s^3 + \omega_2 s^2 + \omega_c \omega_2 s + \omega_c \omega_1 \omega_2} = \frac{1}{Cs} \frac{s^2 (s + a\omega_c)}{(s + \omega_c) [s^2 + (a-1) \omega_c s + \omega_c^2]} \quad (5)$$

Для $a = 2$ и $a = 3$ соответственно:

$$W_{\text{з.в}}(s) = \begin{cases} \frac{1}{Cs} \frac{s^2 (s + 2\omega_c)}{(s + \omega_c) \left[\left(s + \frac{\omega_c}{2} \right)^2 + \left(\frac{\sqrt{3}}{2} \omega_c \right)^2 \right]}, \\ \frac{1}{Cs} \frac{s^2 (s + 3\omega_c)}{(s + \omega_c)^3} \end{cases} \quad (6)$$

Аналитическое выражение для кривой переходного процесса по возмущению при номинальном входном воздействии $I_{\text{дин}}$ для значений $a = 2$ и $a = 3$ соответственно:

$$u_c\left(\frac{t}{\tau}\right) = \begin{cases} \frac{I_{\text{дин}}}{C\omega_c} e^{-\frac{t}{\tau}} \left[e^{-\frac{t}{\tau}} + \sqrt{3} \sin\left(\sqrt{3} \frac{t}{\tau}\right) - \cos\left(\sqrt{3} \frac{t}{\tau}\right) \right]; \\ \frac{I_{\text{дин}}}{C\omega_c} e^{-2\frac{t}{\tau}} \left[2\frac{t}{\tau} + \left(2\frac{t}{\tau}\right)^2 \right]. \end{cases} \quad (7)$$

Для того чтобы оценить влияние на качество регулирования разброса правой сопрягающей частоты ЛАЧХ ω_2 относительно частоты ω_c , рассмотрим предельный случай $\omega_2 \rightarrow \infty$, т.е. систему второго порядка с ЛАЧХ разомкнутой системы типа $-40 -20$. В этом случае передаточная функция разомкнутой системы будет

$$W_p(s) = \frac{\left(\frac{1}{\omega_1} s + 1\right) \omega_c}{\frac{1}{\omega_1} s^2} = \frac{\omega_c s + \omega_c \omega_1}{s^2}, \quad (8)$$

а передаточная функция замкнутой системы по управлению

$$W_{3y}(s) = \frac{\omega_c s + \omega_c \omega_1}{s^2 + \omega_c s + \omega_c \omega_1} = \frac{\omega_c s + \frac{\omega_c^2}{a}}{\left(s + \frac{\omega_c}{2}\right)^2 + \left(\frac{\omega_c}{\sqrt{4-a}}\right)^2}, \quad (9)$$

где $\omega_c = a\omega_1$.

Для $a = 2, a = 3$ и $a = 4$ соответственно

$$W_{3y}(s) = \begin{cases} \frac{\omega_c s + \frac{\omega_c^2}{2}}{\left(s + \frac{\omega_c}{2}\right)^2 + \left(\frac{\omega_c}{2}\right)^2}; \\ \frac{\omega_c s + \frac{\omega_c^2}{3}}{\left(s + \frac{\omega_c}{2}\right)^2 + \left(\frac{\omega_c}{2\sqrt{3}}\right)^2}; \\ \frac{\omega_c s + \frac{\omega_c^2}{4}}{\left(s + \frac{\omega_c}{2}\right)^2}. \end{cases} \quad (10)$$

Передаточная функция замкнутой системы по возмущающему воздействию

$$W_{3в}(s) = \frac{1}{Cs} \frac{s^2}{s^2 + \omega_c s + \omega_c \omega_1}. \quad (11)$$

Для $a = 2, a = 3$ и $a = 4$

$$W_{3в}(s) = \begin{cases} \frac{1}{Cs} \frac{s^2}{\left(s + \frac{\omega_c}{2}\right)^2 + \left(\frac{\omega_c}{2}\right)^2}; \\ \frac{1}{Cs} \frac{s^2}{\left(s + \frac{\omega_c}{2}\right)^2 + \left(\frac{\omega_c}{\sqrt{32}}\right)^2}; \\ \frac{1}{Cs} \frac{s^2}{\left(s + \frac{\omega_c}{2}\right)^2}. \end{cases} \quad (12)$$

Аналитическое выражение для кривой переходного процесса при скачкообразном единичном входном управляющем воздействии для $a = 2, a = 3$ и $a = 4$

$$u_c\left(\frac{t}{\tau}\right) = \begin{cases} 1 - e^{-\frac{t}{\tau}} \left[\cos\left(\frac{t}{\tau}\right) - \sin\left(\frac{t}{\tau}\right) \right]; \\ 1 - e^{-\frac{t}{\tau}} \left[\cos\left(\frac{t}{\sqrt{3}\tau}\right) - \sqrt{3} \sin\left(\frac{t}{\sqrt{3}\tau}\right) \right]; \\ 1 - e^{-\frac{t}{\tau}} \left(1 - \frac{t}{\tau}\right). \end{cases} \quad (13)$$

Аналитическое выражение для кривой переходного процесса по возмущению при номинальном входном воздействии $I_{дн}$ и $a = 2, a = 3, a = 4$

$$u_c\left(\frac{t}{\tau}\right) = \begin{cases} \frac{I_{дн}}{C\omega_c} 2e^{-\frac{t}{\tau}} \sin\left(\frac{t}{\tau}\right); \\ \frac{I_{дн}}{C\omega_c} 2\sqrt{3}e^{-\frac{t}{\tau}} \sin\left(\frac{t}{\sqrt{3}\tau}\right); \\ \frac{I_{дн}}{C\omega_c} 2e^{-\frac{t}{\tau}} \frac{t}{\tau}. \end{cases} \quad (14)$$

На рис.3-5 приведены кривые переходных процессов по управлению $u_c(t/\tau)$ и возмущению

$\frac{u_c(t/\tau)}{I_{дн}/C\omega_c}$ для систем 2- и 3-го порядка при $a = 2, 3$ и 4 .

Из кривых переходного процесса по управлению видно, что в системе 3-го порядка с асимптотической ЛАЧХ разомкнутой системы типа

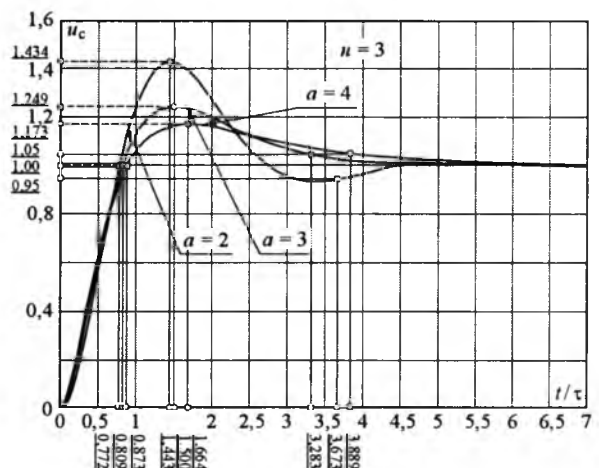


Рис.3

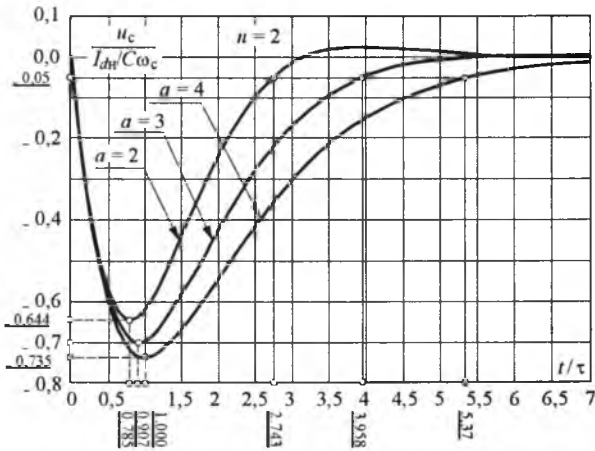


Рис.4

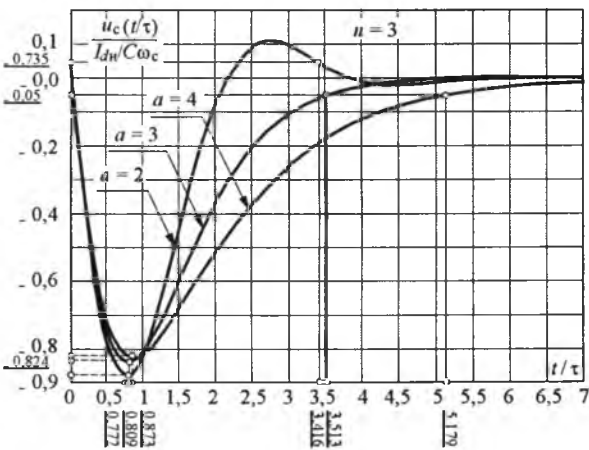


Рис.5

-40 -20 -40 с параметрами ЛАЧХ ω_1 , ω_c и ω_2 при $a = \omega_c / \omega_1 = \omega_2 / \omega_c = 2, 3, 4$

время первого согласования $t_1 = \{0,77; 0,809; 0,88\} \frac{2}{\omega_c}$;

перерегулирование $\sigma = \{43; 25; 18\}\%$;

время достижения максимального значения

$t_d = \{1,44; 1,5; 1,66\} \frac{2}{\omega_c}$;

время достижения зоны 5% отклонения

$t_p = \{3,67; 3,28; 3,68\} \frac{2}{\omega_c}$.

Из анализа аналитических выражений для переходного процесса по возмущению видно, что при набросе (сбросе) номинальной нагрузки I_{dn} в системе 3-го порядка при $a = 2, 3, 4$ максимальная динамическая просадка (выброс) напряжения на конденсаторе звена постоянного тока

$$\Delta u_c = \{0,88; 0,84; 0,82\} \frac{I_{dn}}{C\omega_c}$$

В системе 2-го порядка при $a = 2, 3, 4$

$$\Delta u_c = \{0,644; 0,699; 0,735\} \frac{I_{dn}}{C\omega_c}$$

Из анализа Δu_c следует, что выполняется следующее неравенство:

$$\frac{\Delta u_c}{U_d} \leq \frac{I_{dn}}{C\omega_c U_d} \cdot 0,9 = \frac{1}{\tau_u \omega_c} \cdot 0,9$$

Для того чтобы относительная максимальная динамическая просадка напряжения $\Delta u_c / U_d$ не превышала 0,03 (3%) необходимо, чтобы коэффициент пропорционального регулятора напряжения k_u удовлетворял следующему неравенству:

$$\tau_u \omega_c = \frac{u_{дин}}{u_{зин}} k_u \geq \frac{0,9}{0,03} = 30$$

При этом частота среза асимптотической ЛАЧХ разомкнутой системы регулирования напряжения ω_c при $\tau_u = 36 \cdot 10^{-3}$ с

$$\omega_c \geq \frac{30}{\tau_u} = 833 = 2\pi \cdot 132 \frac{1}{с}$$

Задавшись $a = \frac{\omega_c}{\omega_1} = \frac{\omega_2}{\omega_c}$, определим требуемые

значения ω_1 и $\omega_2 = \omega_{ci}$ и, соответственно, пропорциональный и интегральный коэффициенты регуляторов.

Список литературы

1. Vladimir Blasko, Vikram Kaura. A New Mathematical Model and Control of a Three-Phase AC-DC Voltage Source Converter // IEEE Transactions on Power Electronics. 1997. Vol. 12, № 1. P. 116-119.
2. Ефимов А.А., Шрейнер Р.Т. Активные преобразователи в регулируемых электроприводах переменного тока. Новоуральск: Изд-во НГТИ, 2001.
3. Харитонов С.А., Берестов В.М., Стенинков А.А. Электромагнитные процессы в системе генерирования электрической энергии на базе 4-х квадрантного инвертора // Технічна електродинаміка. Проблеми сучасної електротехніки. Ч. 5. 2000. С.22-25.
4. Mariusz Malinowski, Marian P. Kazmierkowski, Andrzej M. Trzynadlowski. A Comparative Study of Control Techniques for PWM Rectifiers in FC Adjustable Speed Drives // IEEE Transactions on Power Electronics. 2003. Vol. 18, № 6. P. 1390-1396.
5. Берестов В.М., Харитонов С.А. Анализ синусоидальной ШИМ с натуральной выборкой (методический аспект) // Технічна електродинаміка. Силова електроніка та енергоефективність. Ч. 2. 2002. С.31-37.



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



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

Релейное управление активными токовыми преобразователями частоты

ШРЕЙНЕР Р.Т., ЕФИМОВ А.А., МУХАМАТШИН И.А.

Представлена реализация системы управления активным токовым преобразователем на основе релейных регуляторов, работающих в скользящем режиме. Предложенная структура системы регулирования обеспечивает улучшение динамических показателей преобразователя. Приведены результаты математического моделирования и экспериментальных исследований.

Implementation of active current frequency converter control system based on sliding mode controllers is introduced. The proposed control system ensures improvement dynamic parameters of active converters. The simulation and experimental results are presented.

Развитие полупроводниковой преобразовательной техники и увеличение мощности устройств силовой электроники вызывают заметное влияние этих устройств на показатели качества напряжений питающей сети. Широко применяемые преобразовательные устройства, в основной массе своей тиристорные преобразователи с импульсно-фазовым управлением, являются нелинейными приёмниками электрической энергии, потребляющими значительную реактивную мощность, зависящую от угла фазового отпираания вентилей. Поэтому в настоящее время одним из важнейших факторов, влияющим на экономичность использования электрической энергии, является сокращение потребляемой полупроводниковыми преобразователями и регулирующими электроприводами на их основе реактивной мощности. Помимо увеличения потребления реактивной мощности полупроводниковые преобразователи частоты создают еще весьма нежелательную мощность искажения, обусловленную несинусоидальной формой потребляемого (рекуперируемого) тока. Искажения напряжений сети создают как непосредственные преобразователи частоты (НПЧ), так и двухзвенные (ДПЧ), имеющие в своем составе управляемые выпрямители с системами импуль-

сно-фазового управления. Искажения эти тем существеннее, чем значительнее мощность преобразовательных устройств и чем меньше мощность сети. Наличие реактивной мощности и мощности искажения снижает коэффициент мощности преобразовательного устройства и регулируемого электропривода иногда до очень низких, недопустимых значений. Другим, немаловажным фактором в любом преобразовательном устройстве, при его работе на электродвигатель постоянного или переменного тока в системе электропривода, влияющим на её энергетические показатели, является возможность рекуперации энергии в питающую сеть при необходимости или целесообразности генераторного режима работы электрической машины. При этом возможность рекуперации энергии в питающую сеть обеспечивает экономичное и интенсивное торможение, повышая экономичность всего электропривода. Поэтому возрастающие масштабы использования полупроводниковых преобразователей различных типов, а также регулируемых электроприводов, настоятельно требуют разработки методов и устройств, повышающих их энергетические показатели.

Наиболее перспективной возможностью обеспечения энергосбережения и повышения эконо-

мичности использования электрической энергии в полупроводниковых преобразователях систем электроснабжения и регулируемых электроприводах, как постоянного, так и переменного тока, является повышение качества электропотребления. Это повышение обеспечивается при использовании простейших силовых схем полупроводниковых преобразователей с учётом возможностей современной элементной базы силовой электроники за счёт усовершенствования алгоритмов управления ключевыми преобразователями электрической энергии путём разработки и использования релейных и импульсно-модуляционных способов управления, обеспечивающих энергетическую и электромагнитную совместимость полупроводниковых преобразователей с питающей сетью.

Несмотря на некоторое усложнение и силовой схемы, и системы управления, использование таких преобразователей, получивших название активных, позволяет улучшить электромагнитную совместимость систем электроснабжения и электропривода с питающей сетью и унифицировать схемные решения. Усложнение управляющей части активных преобразователей не столь существенно при условии, что вновь разрабатываемые системы электроснабжения и электропривода, как правило, создаются с системами прямого микропроцессорного управления, в которых сложность реализации алгоритмов управления достигается за счёт усложнения только программного обеспечения. При этом активные преобразователи обеспечивают формирование синусоидальных токов в своих входных и выходных цепях.

Вместе с тем, дальнейшее совершенствование силовых полупроводниковых приборов, появление полностью управляемых силовых полупроводниковых ключей с односторонней проводимостью возрождают интерес к схемам двухзвенных преобразователей частоты, выполненных на базе автономного инвертора тока (АИТ). На начальном этапе развития преобразовательной техники схема автономного тиристорного инвертора с прямой коммутацией послужила основой построения уникального класса стабилизированных преобразователей частоты с синусоидальным выходным напряжением (СПЧС), широко используемых в системах электроснабжения (СЭС) разделительных производств, а также создания систем бесперебойного электропитания [1–4]. Новейшая элементная база силовой электроники, наличие специализированных микроконтроллеров, способных реализовать в реальном времени сложные импульсно-модуляционные алгоритмы управле-

ния простейшими силовыми схемами активных токовых преобразователей с целью повышения их энергетических показателей и улучшения динамических характеристик, ставят на повестку дня задачу развития и совершенствования активных токовых ДПЧ с синусоидальным выходным напряжением, анализ возможностей их использования как в традиционных областях применения – системах электроснабжения, гарантированного электропитания, так и расширение этих областей применения на системы общепромышленного регулируемого электропривода переменного тока. Подобные устройства силовой электроники могут найти применение во многих областях – там, где требуется близкая к синусоидальной форма трёхфазного выходного напряжения, высокая стабильность частоты и напряжения, хорошие энергетические и динамические характеристики силовых полупроводниковых преобразователей частоты.

Схема активного токового ДПЧ

Принципиальная схема активного токового ДПЧ представлена на рис. 1. Она состоит из двух последовательно включенных силовых полупроводниковых преобразователей – активного выпрямителя тока (АВТ) и автономного инвертора тока (АИТ), соединённых звеном постоянного тока, в котором устанавливается сглаживающий реактор L_d . Силовые схемы АВТ и АИТ выполняются на полностью управляемых ключах с односторонней проводимостью. На входе АВТ устанавливается сетевой LC-фильтр, на выходе АИТ – ёмкостной фильтр, параллельно которому подключается нагрузка, имеющая в общем случае активно-индуктивный характер с противоЭДС. В системах электропривода нагрузкой ДПЧ являются двигатели переменного тока.

Математическое описание АВТ в составе активного токового ДПЧ представлено в [5–8].

В традиционных алгоритмах векторной ШИМ среднее за период ШИМ значение вектора тока на входе ПК, равное модулю вектора задания I_m^*

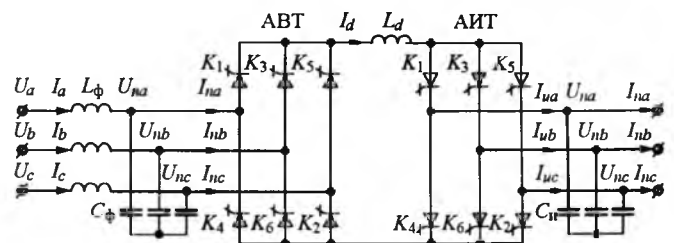


Рис. 1. Схема трёхфазного активного токового ДПЧ

получается за счёт использования двух ненулевых и одного нулевого образующих векторов, наиболее близких к требуемому среднему значению тока. В алгоритмах релейного и одноктного прогнозирующего релейно-векторного управления на интервале дискретизации (Δt), который также называется интервалом управления, реализуется только одно значение образующего вектора. Выбор необходимого для реализации образующего вектора в каждом из алгоритмов осуществляется по-разному, на основании своих правил.

Результаты анализа и синтеза векторных САР с использованием алгоритмов синусоидальной и векторной ШИМ для подобного класса активных преобразователей представлены в [6,8]. Подтверждена возможность формирования качественной формы сетевого тока, регулирования входных коэффициентов сдвига и мощности с реализацией режима рекуперации энергии в сеть переменного тока. Однако из-за высокой добротности сетевого LC -фильтра приходилось существенно усложнять систему регулирования за счёт введения демпфирующих связей по производным сетевых токов для устранения этих колебаний. Было установлено, что наиболее перспективными системами регулирования являются системы разрывного управления, работающие в скользящем режиме и системы прогнозирующего релейно-векторного (ПРВ) управления [8–11]. Релейные регуляторы позволяют обеспечить максимальное быстродействие систем регулирования, инвариантность к возмущающим воздействиям и к вариации динамических свойств объекта управления [12].

Поэтому была проведена разработка нескольких алгоритмов управления АВТ и АИТ в составе ДПЧ, в результате которой были проанализированы их возможности, установлены рациональные области применения и синтезирована замкнутая САР ДПЧ.

Алгоритм релейного векторного управления

Суть метода релейного управления заключается в создании скользящего режима по границе поверхностей разрыва, заданных уравнениями $s_\alpha = 0, s_\beta = 0$. Функции s_i ($i = \alpha, \beta$) определяются в зависимости от порядка системы и, в частности для LC -фильтра, имеющего второй порядок, определяются как линейная комбинация ошибки управления и её производной. При возникновении скользящего режима координата ошибки стремится к нулю с постоянной времени τ [12].

При этом основная задача синтезируемого ре-

лейного регулятора заключается в установлении такой последовательности переключения силовых ключей ПК, при которой потребляемые из сети токи были бы близки к синусоидальным. Регулирование осуществляется в неподвижной системе координат (α, β).

Поверхность скольжения выражается следующими уравнениями:

$$\left. \begin{aligned} s(e_\alpha, e_{\Theta_\alpha}, t) &= e_\alpha + \tau_\alpha \frac{de_{\Theta_\alpha}}{dt} = 0; \\ s(e_\beta, e_{\Theta_\beta}, t) &= e_\beta + \tau_\beta \frac{de_{\Theta_\beta}}{dt} = 0, \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

где $e_\alpha = i_\alpha^* - i_\alpha, \quad e_\beta = i_\beta^* - i_\beta, \quad e_{\Theta_\alpha} = \Theta_\alpha^* - \Theta_\alpha,$
 $e_{\Theta_\beta} = \Theta_\beta^* - \Theta_\beta$ – ошибки по проекциям тока и их производным; τ_α, τ_β – параметры, зависящие от постоянной времени желаемой реакции входных токов ($\tau_\alpha > 0, \tau_\beta > 0$) и определяющие скорость затухания переходного процесса в скользящем режиме, в соответствии с рекомендациями [13] приняты равными $\tau_\alpha = \tau_\beta = \tau = 0,00013$.

На практике производную токов можно определить, зная напряжение на индуктивности, тогда выражение (1) преобразуется следующим образом:

$$\left. \begin{aligned} s(e_\alpha, e_{\Theta_\alpha}, t) &= (i_\alpha^* - i_\alpha) + \tau_\alpha \left(\frac{di_\alpha^*}{dt} - \frac{u_\alpha - r_\phi i_\alpha - u_{m\alpha}}{L_\phi} \right) = 0; \\ s(e_\beta, e_{\Theta_\beta}, t) &= (i_\beta^* - i_\beta) + \tau_\beta \left(\frac{di_\beta^*}{dt} - \frac{u_\beta - r_\phi i_\beta - u_{m\beta}}{L_\phi} \right) = 0. \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

Так как задания на токи в установившемся режиме являются синусоидальными сигналами, сдвинутыми между собой на 90° , система уравнений (2) принимает следующий вид:

$$\left. \begin{aligned} s(e_\alpha, e_{\Theta_\alpha}, t) &= (i_\alpha^* - i_\alpha) + \tau_\alpha \left(-\omega i_\beta^* - \frac{u_\alpha - r_\phi i_\alpha - u_{m\alpha}}{L_\phi} \right) = 0; \\ s(e_\beta, e_{\Theta_\beta}, t) &= (i_\beta^* - i_\beta) + \tau_\beta \left(\omega i_\alpha^* - \frac{u_\beta - r_\phi i_\beta - u_{m\beta}}{L_\phi} \right) = 0. \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

Для определения порядка включения силовых ключей используется следующее правило:

- если $s_\alpha > 0$, то надо включить такие ключи, чтобы i_α увеличивался;
- если $s_\alpha < 0$, то надо включить такие ключи, чтоб i_α уменьшался;
- если $s_\beta > 0$, надо включить такие ключи, чтоб i_β увеличивался;

– если $s_\beta < 0$, то надо включить такие ключи, чтоб i_β уменьшался.

В соответствии с данным набором правил был разработан алгоритм функционирования релейного регулятора токов (алгоритм релейного векторного управления), представленный в табл.1. В ней указаны номера ключей АВТ, которые необходимо включать в зависимости от номера сектора, в котором находится задающий вектор сетевого тока, и значений функций s_α и s_β , рассчитанных на текущем интервале управления [14].

Для формирования управляющих воздействий необходимо определённое значение тока в сглаживающем реакторе L_d . Минимально необходимое его значение определяет условие существования скользящего режима [12] и рассчитывается по выражению, которое должно выполняться хотя бы в пределах одного периода сети:

$$I_{dmin} > l_\phi c_\phi \sqrt{\left| \frac{x_{\alpha 2}}{\tau} - \frac{x_{\alpha 1}}{l_\phi c_\phi} + f_\alpha \right|^2 + \left| \frac{x_{\beta 2}}{\tau} - \frac{x_{\beta 1}}{l_\phi c_\phi} + f_\beta \right|^2}, \quad (4)$$

где $x_{\alpha 1} = i_\alpha^* - i_\alpha$; $x_{\beta 1} = i_\beta^* - i_\beta$; $x_{\alpha 2} = \frac{dx_{\alpha 1}}{dt}$; $x_{\beta 2} = \frac{dx_{\beta 1}}{dt}$;

$$f_\alpha = -\frac{1}{l_\phi} \frac{du_\alpha}{dt} + \frac{d^2 i_\alpha^*}{dt^2} + \frac{r_\phi}{l_\phi} \frac{di_\alpha^*}{dt} + \frac{1}{l_\phi c_\phi} i_\alpha^*;$$

$$f_\beta = -\frac{1}{l_\phi} \frac{du_\beta}{dt} + \frac{d^2 i_\beta^*}{dt^2} + \frac{r_\phi}{l_\phi} \frac{di_\beta^*}{dt} + \frac{1}{l_\phi c_\phi} i_\beta^*.$$

Результаты моделирования работы релейного векторного регулятора представлены на рис.2.

По сравнению с алгоритмом, представленным в [13], разработанный алгоритм обеспечивает большие возможности в плане реализации режима рекуперации, однако при минимальном значении выпрямленного тока на границах секторов могут возникать искажения сетевых токов, обус-

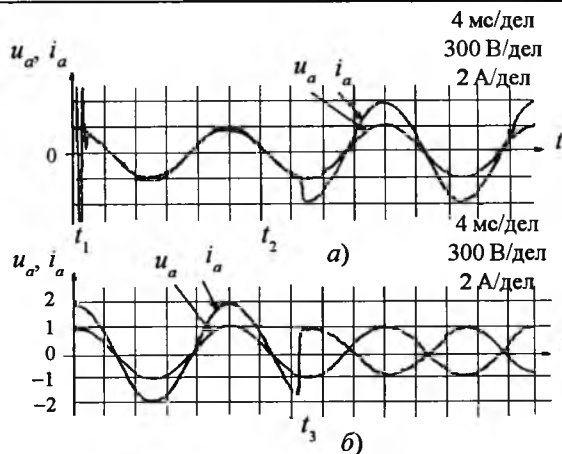


Рис.2. Результаты моделирования работы релейного векторного регулятора сетевых токов АВТ:

a – t_1 – включение при нулевых начальных условиях; t_2 – изменение задания на сетевой ток; *b* – t_3 – переход в режим рекуперации

ловленные использованием ограниченного числа образующих векторов, заложенных в таблицу переключений.

Алгоритм релейного пофазного управления сетевыми токами АВТ

Данный алгоритм устраняет недостаток предыдущего алгоритма. Был разработан следующий подход к определению образующих векторов. Управляющие сигналы формировались по двум наибольшим ошибкам обработки заданий на токи фаз. Таким образом, исключались жесткие рамки выбора управления, определяемые таблицей переключения. Уравнение поверхности скольжения записывалось для каждой фазы аналогично (3):

$$s = (i^* - i) + \tau \left(\frac{di^*}{dt} - \frac{u - R_\phi i - u_n}{L_\phi} \right) = 0, \quad (5)$$

Таблица 1

Выбор образующего вектора тока п проводящих ключей АВТ по номеру сектора и знаку s_α и s_β

N_c	s_α	s_β	Вектор/ключи	N_c	s_α	s_β	Вектор/ключи	N_c	s_α	s_β	Вектор/ключи
I	<0	<0	4/4,5	III	<0	<0	5/5,6	V	<0	<0	4/4,5
	<0	>0	3/3,4		<0	>0	3/3,4		<0	>0	2/2,3
	>0	<0	6/6,1		>0	<0	6/6,1		>0	<0	5/5,6
	>0	>0	1/1,2		>0	>0	2/2,3		>0	>0	1/1,2
II	<0	<0	4/4,5	IV	<0	<0	4/4,5	VI	<0	<0	5/5,6
	<0	>0	2/2,3		<0	>0	3/3,4		<0	>0	3/3,4
	>0	<0	5/5,6		>0	<0	6/6,1		>0	<0	6/6,1
	>0	>0	1/1,2		>0	>0	1/1,2		>0	>0	2/2,3

Таблица 2

Выбор образующего вектора тока и проводящих ключей АИТ в зависимости от ΔU_{ab} и ΔU_{bc}

ΔU_{ab}	ΔU_{bc}	Доп. условие	Вектор/ключи
>0	>0	–	1/1,2
<0	<0	–	4/4,5
>0	<0	$ \Delta U_{ab} > \Delta U_{bc} $	6/6,1
>0	<0	$ \Delta U_{ab} < \Delta U_{bc} $	5/5,6
<0	>0	$ \Delta U_{ab} > \Delta U_{bc} $	3/3,4
<0	>0	$ \Delta U_{ab} < \Delta U_{bc} $	2/2,3

где $\frac{di^*}{dt}$ – производная задания на фазный ток для каждой фазы, определяемая выражениями

$$\frac{di_a^*}{dt} = -\omega_c \frac{(i_b^* - i_c^*)}{\sqrt{3}} + k_2 \frac{(i_a^* - i_a)}{\Delta t},$$

$$\frac{di_b^*}{dt} = -\omega_c \frac{(i_c^* - i_a^*)}{\sqrt{3}} + k_2 \frac{(i_b^* - i_b)}{\Delta t},$$

$$\frac{di_c^*}{dt} = -\omega_c \frac{(i_a^* - i_b^*)}{\sqrt{3}} + k_2 \frac{(i_c^* - i_c)}{\Delta t};$$

k_2 – весовой коэффициент; Δt – интервал управления.

Алгоритм определения управляющих воздействий на каждом интервале управления (дискретизации) состоит из следующих этапов:

1. Рассчитываются значения функций s_i ($i = a, b, c$) по выражению (5).

2. Из найденных значений функций s_i , находится максимальное по модулю.

3. По максимальному значению s_i , найденному в п.2, определяется фаза, ток которой необходимо корректировать в первую очередь, и фиксируются четыре образующих вектора, которые не нормальны к оси выбранной фазы.

4. По знаку максимальной по модулю функции s_i , выбираются из образующих векторов, найденных в п.3, те два вектора, знак проекции которых на принятую фазу совпадает со знаком функции s_i .

5. Из оставшихся двух значений фазных функций s выбирается наибольшее по модулю значение.

6. Выбирается один образующий вектор из двух, определённых в п.4, такой, что знак его проекции на ось, соответствующую индексу s (п.5) совпадает со знаком s (п.5). При этом считается, что знак нулевой проекции противоположен знаку ненулевой проекции второго из двух векторов. Полученный таким образом образующий вектор реализуется на всем интервале управления Δt .

Релейный пофазный алгоритм регулирования выходного напряжения АИТ

Аналогичные принципы могут быть использованы при разработке алгоритма регулирования выходного напряжения АИТ. Этот алгоритм обеспечивает поддержание заданных линейных напряжений нагрузки, формируя сигналы управления по ошибкам обработки заданий. Так как сумма линейных напряжений равна нулю, то достаточно регулировать только два напряжения $U_{наб}$,

$U_{наб}$. Меньшее по сравнению с АВТ число контролируемых переменных упрощает алгоритм выбора необходимого образующего вектора тока АИТ. Разработанный алгоритм представлен в табл.2. Ошибки ΔU_{ab} и ΔU_{bc} вычисляются как разница между заданными и текущими напряжениями.

Достоинством релейного пофазного регулятора является инвариантность его настроек к изменениям нагрузки, значений ёмкостей АИТ и выпрямленного тока.

Разработанный алгоритм управления АИТ позволяет получить полное управление выходным напряжением АИТ только за счёт инвертора. Поэтому можно предложить два варианта стратегии управления ДПЧ: 1) изменением тока в звене постоянного тока по заданию от регулятора напряжения АИТ; 2) стабилизацией выпрямленного тока и регулированием выходного напряжения ДПЧ инвертором. Первый вариант рекомендуется использовать в приводах, где не требуется высокого быстродействия (привода высокоскоростных шлифовальных станков, центрифуг, насосов, вентиляторов) и где определяющими являются энергетические показатели (КПД). Второй вариант целесообразно применять для систем бесперебойного питания, в которых требуются высокая стабильность напряжения питания ответственной нагрузки, а также в приводах, работающих в динамически напряженных режимах, где нагрузка меняется достаточно быстро.

Система автоматического регулирования активного токового ДПЧ

Разработанные алгоритмы управления позволили синтезировать векторную САР ДПЧ, функциональная схема которой представлена на рис.3. В структуре САР ДПЧ САР АВТ является внут-

ренним контуром регулирования, а САР АИТ – внешним. На основании принципов построения систем подчиненного регулирования осуществлялось последовательное уменьшение быстродействия регуляторов внешнего контура относительно внутреннего. При этом САР АИТ дополнялась апериодическим звеном с соответствующей постоянной времени. Регулирование осуществлялось в неподвижной системе координат (α, β) . Так как структурная схема АВТ состоит из двух звеньев: звена сетевых токов и звена выпрямленного тока, то система регулирования АВТ выполнялась двухконтурной, содержащей релейный регулятор сетевых токов (РРСТ) и внешний регулятор выпрямленного тока (РВТ). При этом РРСТ осуществлял непосредственное управление состояниями ключей ПК. РВТ регулировал выпрямленный ток, формируя задание на активную составляющую потребляемого из сети тока i_x^* .

В состав САР АВТ входят датчики фазных токов (ДФТ), датчики фазных напряжений (ДФН),

датчик выпрямленного тока (ДВТ), а также, преобразователи координат напряжений (ПКН) и токов (ПКТ), преобразующие фазные значения токов и напряжений в неподвижную систему координат (α, β) . Блок ориентации (БО) вычисляет направляющие синус и косинус вектора сетевого напряжения и номер сектора N_c . Регулирование токов осуществляется с учётом заданного значения угла сдвига между сетевым напряжением и током. Структура РВТ выполнена на основе ПИ-регулятора. САР АИТ состоит из датчиков выходного линейного напряжения (ДЛН), релейного регулятора выходного напряжения (РРН), формирующие управляющие сигналы для силовых ключей.

Применение релейного пофазного алгоритма в САР АИТ потребовало включения в состав САР ДПЧ дополнительного блока формирования задания на значение выпрямленного тока (БФЗВТ). Его можно реализовать двумя способами: 1) использовать модель объекта управления и рассчиты-

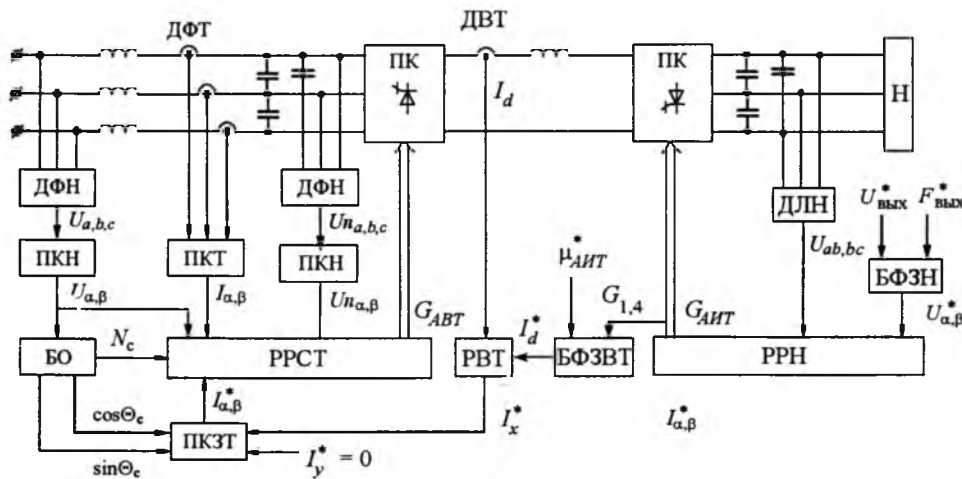


Рис.3. Функциональная схема САР ДПЧ

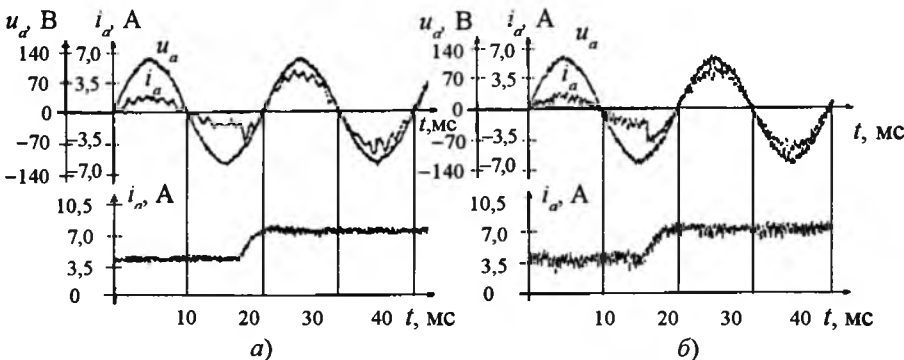


Рис.4. Экспериментальные результаты обработки скачкообразного изменения задания на значение выпрямленного тока:

а – при алгоритме векторной ШИМ; б – при алгоритме РВТ-управления

тывать I_d^* как модуль необходимого тока АИТ; 2) для сохранения независимости регулятора от параметров объекта регулирования использовать ПИ-регулятор глубины модуляции, который поддерживает ее на заданном уровне посредством изменения I_d^* . Первый способ является более предпочтительным в быстродействующих системах, где выходные ёмкости АИТ не изменяются. Второй способ применим в случае реализации ДПЧ, в котором ёмкости АИТ заранее не определены и могут переключаться в процессе работы.

Результаты экспериментальных исследований опытного образца ДПЧ, представленные на рис.4, свидетельствуют о преимуществах релейных алгоритмов управления (рис.4,б) по сравнению с алгоритмом традиционной векторной ШИМ (рис.4,а). Экспериментальные исследования алгоритмов проводи-

лись при одних и тех же средних частотах переключения силовых ключей.

Выводы

1. Использование релейных алгоритмов управления позволяет упростить структуру систем регулирования. Они хорошо адаптированы для микропроцессорной реализации.

2. Возможности независимого формирования кривой выходного напряжения и регулирования его частоты при работе активного токового ДПЧ в режимах высокочастотных переключений обеспечивают существенное уменьшение реактивных элементов преобразователя и его применимость в системах частотно-управляемого электропривода при неизменных значениях ёмкостей выходного фильтра АИТ.

Список литературы

1. Толстов Ю.Г. Автономные инверторы тока. М.: Энергия, 1978.
2. Ковалев Ф.И., Мосткова Г.П., Чванов В.А., Толкачев А.И. Стабилизированные автономные инверторы с синусоидальным выходным напряжением. М.: Энергия, 1972.
3. Адамия Г.Г., Беркович Е.И., Картавых А.С. и др. Статические агрегаты бесперебойного питания. М.: Энергоатомиздат, 1992.
4. Чванов В.А. Динамика автономных инверторов с прямой коммутацией. М.: Энергия, 1976.
5. Шрейнер Р.Т. Математическое моделирование электроприводов переменного тока с полупроводниковыми преобразователями частоты. Екатеринбург: Изд-во УРО РАН, 2000.
6. Шрейнер Р.Т., Ефимов А.А., Калыгин А.И. Математическое описание и алгоритмы ШИМ активных выпрямителей тока // Электротехника. 2000. №10. С.42–49.
7. Shreiner R.T., Efimov A.A., Kalygin A.I. Active Current Rectifier Mathematical Model // Proceeding 9th International Conference on Power Electronics and Motion Control (EPE – PESC 2000) 5 – 7 September 2000. Koshice, Slovak Republic. 2000. Vol. 2. P. 2–188 – 2–193.
8. Ефимов А.А., Шрейнер Р.Т. Активные преобразователи в регулируемых электроприводах переменного тока. Новоуральск: Изд-во НГТИ, 2001.
9. Шрейнер Р.Т., Ефимов А.А., Зиновьев Г.С. и др. Прогнозирующее релейно-векторное управление активными преобразователями частоты в системах электропривода переменного тока // Электротехника. 2004. № 10. С.43–50.
10. Шрейнер Р.Т., Ефимов А.А., Зиновьев Г.С. и др. Прогнозирующее релейно-векторное управление активными преобразователями частоты // Технічна електродинаміка. Науково-прикладний журнал. Тематичний випуск. Силова електроніка та енергоефективність. Киев: Изд-во

ИЭД НАН Украины. Ч. 3. 2003. С.33–38.

11. Shreiner R.T., Efimov A.A., Zinovyyev G.S. o.a. Predictive relay space vector control of ac electric drives // 10th European Conference on Power Electronics and Applications. EPE-2003 Toulouse 2–4 September 2003, Toulouse, France.(CD-ROM).

12. Уткин В.И. Скользящие режимы в задачах оптимизации и управления. М.: Наука, 1981.

13. Pires V.F., Silva J.F. Sliding mode current controller for the three phase single-stage AC/DC buck-boost converters/ /Proceeding 9th International Conference on Power Electronics and Motion Control (EPE – PESC 2000) 5–7 September 2000. Koshice, Slovak Republic. Vol 1, 2000. P. 1–151 – 1–156.

14. Мухаматшин И.А. Релейный регулятор АВТ: Тезисы межотраслевой научно-технической конференции "Дни науки ОТИ МИФИ" / Озерск: Изд. ООО "Форт Диалог – Исеть", 2002. С.270–272.



Шрейнер Рудольф Теодорович – профессор Российского государственного профессионально-педагогического университета, (г. Екатеринбург), доктор техн. наук. Окончил в 1960 г. Уральский политехнический институт. В 1991 г. защитил в МЭИ докторскую диссертацию по теме "Асинхронные электроприводы с полупроводниковыми преобразователями частоты".

Ефимов Александр Андреевич – проректор по научной работе Новоуральского государственного технологического института, доктор техн. наук, проф. Окончил в 1972 г. Томский политехнический институт. В 2002 г. защитил в Санкт-Петербургском государственном электротехническом университете "ЛЭТИ" докторскую диссертацию по теме "Активные преобразователи в регулируемых электроприводах переменного тока (теория, математическое моделирование, управление)".



Мухаматшин Илья Анисович – преподаватель Новоуральского государственного технологического института. Окончил Новоуральский государственный технологический институт в 2000 г.

Методы синтеза систем управления асинхронными электроприводами с использованием нейронных сетей

БРАСЛАВСКИЙ И.Я., КОСТЫЛЕВ А.В., МЕЗЕУШЕВА Д.В., СТЕПАНЮК Д.П.

Работа посвящена вопросам синтеза систем управления асинхронными электроприводами с использованием искусственных нейронных сетей (ИНС). Предложены различные варианты архитектур наблюдателей координат электропривода и регуляторов на основе ИНС. Рассмотрены вопросы обучения ИНС с помощью генетических алгоритмов. Предложены методы проектирования систем на основе мультикомпьютерного моделирования.

Искусственные нейронные сети (ИНС) в последнее время получают все более широкое применение, постепенно переходя из класса сугубо теоретических систем в класс современных перспективных систем управления самыми различными объектами. В настоящее время их основным применением являются адаптивные наблюдатели координат (нейроэмуляторы), слабо чувствительные либо нечувствительные к изменениям параметров объекта регулирования. Достигается это за счёт способности ИНС накапливать информацию о различных возможных режимах работы, при этом количество вариантов определяется объёмом сети и глубиной её обучения. Несколько меньше известны регуляторы, построенные по принципам ИНС, – так называемые нейроконтроллеры. Предназначены нейроконтроллеры для управления нелинейными объектами в условиях изменяющихся параметров.

Синтез систем на основе ИНС называют обучением, поскольку он сводится к проведению ряда модельных экспериментов с целью направленного подбора параметров ИНС. Тем самым накапливается информация о возможном поведении объекта управления. Среди различных методов обучения был выбран метод генетических алгоритмов (ГА), построенный на принципах выживания организмов в природе. Также был применён приём синтеза ИНС с настраиваемой архитектурой.

Синтез наблюдателей координат электропривода

В качестве примера использования ИНС был синтезирован наблюдатель потокосцепления ротора для векторной системы управления асинхронным электроприводом. Важно отметить, что

This paper deals with questions of artificial neural networks (ANN) designed for induction motor control systems. Various drive coordinate neural observers and neurocontrollers are offered. ANN training method by using genetic algorithms is reviewed. The multicomputing simulation design techniques are offered.

указанный тип системы управления задаёт возможные режимы работы наблюдателя, что позволяет сократить процесс обучения. В данном случае нейронная сеть работает как эмулятор роторных цепей асинхронной машины, рассчитывая на основе информации о векторах тока и напряжения статора вектор потокосцепления ротора АД.

Первым этапом синтеза сети является определение входных и выходных величин, выбор внутренней архитектуры сети. Для упрощения синтеза была выбрана система координат, ориентированная по вычисленному вектору потокосцепления ротора. В качестве входных воздействий были использованы проекции токов статора и скольжение, кроме того, для учёта динамических свойств были введены в сеть обратные связи по выходам с задержкой на такт дискретизации. Выходами стали проекции вектора потокосцепления ротора. Собственно ИНС состоит из одного скрытого слоя с тансигмоидальными нейронами.

На втором этапе формируются обучающие шаблоны. В нашем случае это переходные процессы в роторе в различных режимах. Важно отметить, что набор режимов ограничен законом управления двигателем, при этом для упрощения задачи работа во второй зоне с ослаблением поля не рассматривалась. Были рассчитаны типовые процессы намагничивания, наброса частоты и наброса нагрузки при разных частотах вращения ротора. Особенностью ИНС является необходимость формирования шаблонов во всем диапазоне работы. Являясь нелинейным объектом, сеть неспособна предсказывать поведение наблюдаемой системы вне зоны обучения. Для формирования набора наиболее характерных шаблонов были проведены исследования эмулируемого объекта с помощью ЛЧХ.

Третьим этапом является прореживание переходных процессов в шаблоне для исключения повторяющихся и близких состояний. Это позволяет несколько сократить время обучения. Близкими было принято считать состояния (потокосцепления ротора) и входные воздействия (токи статора и скорость), отстоящие друг от друга не более чем на 0,1%.

Последним этапом является собственно обучение ИНС на основе метода генетических алгоритмов. Первая проблема, которая встает при синтезе нейроэмулятора, – определение рациональной структуры нейронной сети: количество скрытых слоёв и количество нейронов в каждом слое. Как правило, эта задача решается эмпирическим путем, иначе говоря, опытным подбором параметров. При недостаточном количестве нейронов сеть не может воспроизвести все состояния, а при избыточном – плохо обучается. В настоящей работе было предложено возложить задачу формирования архитектуры сети также на метод генетических алгоритмов.

Для сокращения числа вариантов поиска системе ограничили одним скрытым слоем, а вот число нейронов в нем варьировалось в некотором диапазоне. Один из настраиваемых параметров генетического алгоритма отвечал за количество нейронов в слое, а остальные – за параметры нейронов (входные веса и смещения). Поскольку общее число настраиваемых параметров в методе должно быть неизменно, "лишние" веса и смещения несуществующих нейронов принудительно обнулялись.

Следует отметить, что обучение такой сети заняло значительно больше времени, чем при фиксированном количестве нейронов. Более того, несколько раз процесс обучения заканчивался неудачей. Однако в конечном варианте была синтезирована сеть с 18 нейронами в скрытом слое, достаточно уверенно обрабатывающая заданные при обучении процессы, а также способная воспроизвести процессы, не заложенные в шаблоны обучения.

Особенности проектирования нейроконтроллеров

При проектировании нейроконтроллера можно использовать два подхода. Первый метод синтеза базируется на эталонной модели регулятора. В этом варианте в качестве эталонной модели выступает регулятор, синтезированный каким-либо традиционным методом.

Более интересным представляется вариант синтеза нейроконтроллера без эталонного регу-

лятора. В этом случае следует задаться некоторым интегральным показателем качества процесса регулирования. Обучение же проводится таким образом, чтобы свести выбранный показатель к экстремальному значению. Такой метод особенно удобен при синтезе нейронной сети, когда структура регулятора заранее не определена.

Для обучения нейронного регулятора методом генетического алгоритма был использован Genetic Algorithm and Direct Search Toolbox программного пакета Matlab 7.0. На первом этапе исследования данный метод был применен для обучения нейронного регулятора объекта, который представлял собой аperiodическое звено. При синтезе в качестве критерия был выбран критерий настройки на технический оптимум, а переменными оптимизации явились параметры нейронов ИНС. Общее число неизвестных – весов и смещений нейронов составило 26. Чтобы интегральный показатель качества достиг своего минимума, потребовалось семьдесят поколений (эпох). На рис.1. изображен график обучения, на котором показаны лучшее (нижняя кривая) и среднее значение показателя качества в каждом поколении. Необходимо отметить, что скорость обучения зависит от размера популяции, при этом её оптимальный размер определяется эмпирическим путем. В нашем случае популяция составила 50 особей. Далее были рассмотрены варианты синтеза более сложных структур.

Вторым этапом является синтез нейронного регулятора скорости для асинхронного электропривода с тиристорным преобразователем напряжения. В исследовании проанализированы системы управления с несколькими структурами ИНС. Синтезированы структуры 2-4-1, 2-5-1, 3-5-1. В первых двух структурах входами системы являются квантованные по времени сигналы за-

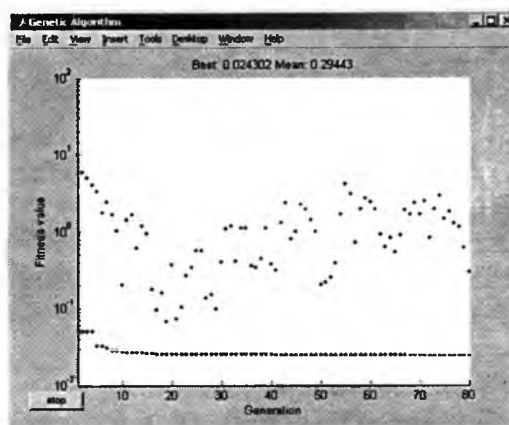


Рис.1. График обучения нейронного регулятора с помощью генетического алгоритма

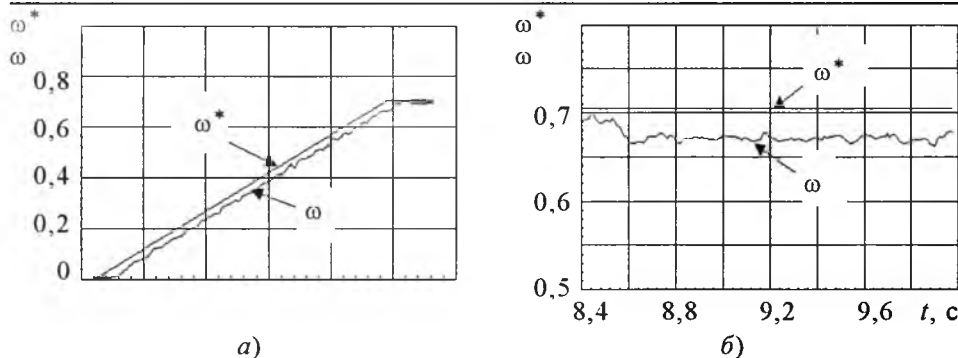


Рис.2. Экспериментальные характеристики пуска асинхронного двигателя от задатчика интенсивности (а) и при набросе нагрузки (б)

дания и скорости двигателя ($T = 3,33$ мс), в третьей структуре к ним добавляется сигнал скорости на предыдущем такте. Выходами всех систем является сигнал управления, поступающий на систему управления преобразователем. Моделирование переходных процессов с использованием данных структур показало, что система 3-5-1 имеет лучшее качество и практически соответствует стандартной системе во всем диапазоне заданий, несмотря на нелинейность объекта управления.

В среднем число циклов обучения или эпох составило 7000. Важно отметить, что на каждом цикле следовало просчитать несколько типовых процессов с различными параметрами. По результатам синтеза проведены моделирование и экспериментальные исследования. Результаты эксперимента подтвердили расчётные графики процессов. На рис.2. приведены экспериментальные характеристики при пуске двигателя и набросе нагрузки.

Синтез систем с использованием мультикомпьютерного моделирования

Как было отмечено ранее, современные методы синтеза систем управления, такие как генетические алгоритмы и искусственные нейронные сети, построены на принципах имитации поведения живой природы. Основным способом обучения и оптимизации синтезируемой системы в рамках указанных методов становится направленный многовариантный перебор возможных состояний и возможных траекторий движения исследуемого электропривода. Это предполагает потребность в мощных вычислительных ресурсах и больших временных затратах на моделирование.

Доступные современные вычислительные машины либо вообще не справляются с поставленной задачей, либо решают её за неоправданно

длинный промежуток времени (исчисляется сутками). Относительно простым и логичным решением данной проблемы является использование методов параллельных вычислений в рамках единой локальной сети. Действительно, обучение ИНС предполагает проведение серии модельных экспериментов при различных условиях с целью расчёта

итогового показателя качества. При этом расчёт частных показателей качества может выполняться независимо. С учётом сказанного логичным представляется вариант вычислительной сети с одной главной машиной – сервером задачи и несколькими рабочими станциями. Для каждой рабочей станции ставится своя подзадача, например, расчёт переходного процесса при определённых начальных условиях или определённом возмущающем воздействии.

Команду на начало расчёта формирует сервер, он же решает задачу обучения на каждом шаге итерации. При этом, очевидно, что алгоритм обучения должен запускаться только после окончания решения рабочими станциями. Для обмена информацией между сервером и рабочими станциями можно использовать механизм работы с общими файлами. При этом одновременно решается задача протоколирования расчётов. Однако файловый обмен требует определённых изменений в организации информационного пространства локальной сети. Необходимо регистрировать общие ресурсы, как на сервере, так и на рабочих станциях, и формировать правила доступа к ним. Это может быть недоступно, особенно если отсутствуют необходимые права пользователя для доступа к сети.

Вторым вариантом организации обмена данными является возможность прямой передачи информации по локальной сети в рамках имеющихся сетевых протоколов. Пакет инженерных расчётов Matlab позволяет реализовать это решение для UDP/IP протокола. В этом случае существенно облегчается задача проектирования распределенной системы, а также ощутимо снижается сетевой трафик. Кроме того, становится возможным моделирование большой динамической системы на нескольких машинах, если это необходимо. Для организации корректного обмена в этом случае требуется лишь знание IP адресов

главной и подчиненных вычислительных машин. При использовании средств динамической адресации компьютеров в локальной сети необходимо проверять соответствие IP адресов перед каждым сеансом работы распределенной вычислительной системы либо использовать информацию серверных служб WINS и DHCP.

Блоки связи на основе UDP протокола позволяют обмениваться практически любыми типами данных, однако для метода генетической оптимизации вполне достаточно байтового обмена закодированной кодом Грея генетической информацией между отдельными особями. Кроме генетической информации необходим служебный обмен данными о начале расчётов, готовности результатов и т.п. С учётом сказанного над UDP протоколом целесообразно сформировать надстройку с системой команд, предназначенных для реализации функций распределенной системы. Среди вариантов многочисленных реализаций указанной надстройки был выбран протокол MODBUS. С одной стороны это объясняется его максимальной приспособленностью для решения задач информационного и управляющего байтового обмена, а с другой, достаточной простотой и "прозрачностью" реализации. Таким образом, главная машина распределённой вычислительной системы приобретает роль мастера сети MODBUS, а вся система в целом становится подобной распределённой системе автоматизации.

Использование байт-ориентированных протоколов, таких как MODBUS, имеет и ещё одно преимущество. Большинство современных микроконтроллерных систем управления снабжаются интерфейсами, которые имеют в своей основе стандарт RS232/485. Протокол MODBUS как нельзя лучше сочетается с RS232/485, что позволяет при минимуме программных изменений подключить к распределённой вычислительной системе цифровой электропривод. В системе Matlab программные изменения сводятся к замене блока передачи данных по UDP протоколу на блок обмена по COM порту. Архитектура подобной сети приведена на рис.3.

В рамках указанного подхода привод становится элементом распределённой модели, понимается, при условии использования соответствующего программного обеспечения сбора информации. Сама же распределённая модель приобретает качества физической модели. При синтезе систем по методу генетических алгоритмов физическое устройство становится последним, главным этапом проверки синтезируемого закона управления. Соединение же в единую систему как реальных,

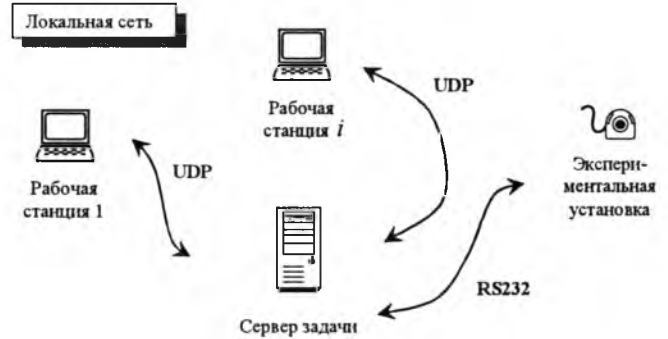


Рис.3. Архитектура локальной вычислительной сети с экспериментальной установкой

так и виртуальных (т.е. моделируемых) приводов позволяет существенно сгладить эффекты перехода от модельной установки к экспериментальной. При достаточном количестве оборудования интересным представляется вариант полного последовательного перехода от виртуальных систем привода к реальным. По сути, это уже будет распределённая система управления "семьей" или популяцией приводов.

Список литературы

1. Браславский И.Я., Зюзов А.М., Ишматов З.Ш. и др. Синтез нейронного наблюдателя для асинхронного привода с прямым управлением моментом // Электротехника. 2002. № 12.
2. I. Ya. Braslavsky, Z. Sh. Ishmatov, A. M. Zuzev et al. The induction drive with dtc based on neural observer // Proc. of 8th International Power Electronics & Motion Control Conference PEMC '98. Czech Republic. Prague, 1998.
3. I. Ya. Braslavsky, Z. Sh. Ishmatov, A. M. Zuzev et al. The synthesis of neural observer for dtc induction drive // Proc. of Symposium SPEEDAM 2002. Italy. Capri, 2002.
4. I. Ya. Braslavsky, A. M. Zuzev, A. V. Kostylev. Neural control system for induction motor drive // Electromotion'99. 3'rd International symposium on Advanced Electromechanical Motion System. Patras, Greece, 1999.
5. Костылев А.В., Мезеушева Д.В. Опыт разработки систем управления на основе нейронных сетей для асинхронных электроприводов // Электротехника. 2004. № 9.



Браславский Исаак Яковлевич – заведующий кафедрой "Электропривод и автоматизация промышленных установок" Уральского государственного технического университета (УГТУ), проф., доктор техн. наук. Окончил энергетический факультет Уральского политехнического института (ныне ГОУ ВПО "УГТУ-УПИ") в 1958 г. Защитил кандидатскую диссертацию в 1964 г.,

докторскую – в 1986 г. Тема докторской диссертации: "Обобщение теории, разработка и внедрение полупроводниковых асинхронных электроприводов с параметрическим управлением".



Костылев Алексей Васильевич – доцент кафедры "Электропривод и автоматизация промышленных установок" Уральского государственного технического университета (УГТУ), канд.техн. наук. Окончил электротехнический факультет Уральского государственного технического университета в 1997 г. Защитил кандидатскую диссертацию по теме "Развитие теории и разработка усовершенствованных электроприводов на основе системы тиристорный преобразователь напряжения – асинхронный двигатель" в 2000 г.



Мезеушева Дина Владимировна – преподаватель-стажёр кафедры "Электропривод и автоматизация промышленных установок" УГТУ. Окончила электротехнический факультет УГТУ в 2003 г.

Степанюк Дмитрий Павлович – старший преподаватель кафедры "Электропривод и автоматизация промышленных установок" УГТУ. Окончил электротехнический факультет УГТУ в 2000 г.



Формирование режимов работы линейного индукционного магнетогидродинамического насоса

САРАПУЛОВ Ф.Н., САРАПУЛОВ С.Ф., СОКУНОВ Б.А.

Рассматриваются вопросы формирования режимов работы линейного индукционного магнетогидродинамического насоса для перекачивания расплава цинка. Учитываются особенности тепловых процессов в элементах насоса, связанные с массопереносом и необходимостью одновременного подогрева металла в канале индуктором насоса.

Для транспортировки низкотемпературных расплавов, например цинка, достаточно эффективным представляется использование трёхфазного двухканального индукционного магнетогидродинамического (МГД) насоса [1,2]. Фотография лабораторного макета такого насоса показана на рис. 1. Насос имеет два плоских ферромагнитных сердечника, в пазы которых уложены общие для сердечников тороидальные катушки, соединённые между собой по трёхфазной схеме. В зазоре между сердечниками расположены два канала (ручья) с металлом – вторичный элемент (ВЭ), разделённые дополнительным прямоугольным ферромагнитным сердечником. Такая конструкция является достаточно простой в изготовлении и надёжной в эксплуатации.

Наличие внутреннего сердечника делает каналы практически автономными или несвязанными. В противном случае в средней части сечения

The questions of regimes forming for linear induction magnetohydrodynamic pump for liquid zinc swapping are discussed in this paper. The features of heat processes concerned with mass transfer and necessity of concurrent metal heating with pump inductor are also considered

канала тяговое усилие отсутствует [2]. В соответствии с технологическими требованиями расплав цинка должен быть перекачан индукционным магнетогидродинамическим насосом из одной ёмкости в другую на некоторое расстояние со скоростью, определяемой производительностью насоса и вязкостью жидкого металла. При этом следует оценить степень его охлаждения при движении в канале за этот интервал времени, а также возможность и необходимость его дополнительного подогрева при помощи индуктора насоса. Насос в данном случае приобретает вторую функцию – функцию индукционного нагревателя. В ряде случаев она может оказаться не менее важной, чем основная.

Задача формирования соответствующего режима работы требует предварительной оценки силовых и тепловых характеристик системы "насос – канал с металлическим расплавом", а так-



Рис.1. Индукционный двухручьевого МГД-насос

же поиска эффективных схем соединения и питания обмотки индуктора. В основу математической модели насоса был положен метод детализированных электрических, магнитных и тепловых схем замещения [1]. В силу осевой симметрии конструкции достаточно рассмотреть лишь половину практической области существования электромагнитного поля, ограниченную осевой плоскостью, одним индуктором и крайними зонами протяженностью в несколько полюсных делений, как показано на рис.2. Рассчитанные усилия и мощности следует увеличить в два раза, если оба канала одинаково заполнены металлом.

Электрические схемы замещения индуктора и вторичного элемента детализированы до эквивалентного стержня или секции обмоток, магнитная – до зубцового деления, тепловая – до зубцового или нескольких зубцовых делений (например, в данной задаче шаг разбиения принят равным одной пятой длины индуктора).

При отсутствии теплоотдачи с поверхности ВЭ с учетом [3, 4] можно записать для одномерной задачи (рис.2, теплопередача только по оси x):

$$\frac{\partial T}{\partial t} + v \frac{\partial T}{\partial x} = \left(a + \frac{v_t}{Pr_t} \right) \frac{\partial^2 T}{\partial x^2} + \frac{q_v}{c_p d}, \quad (1)$$

где $\left(a + \frac{v_t}{Pr_t} \right) = a'$ – эквивалентная с учетом тур-

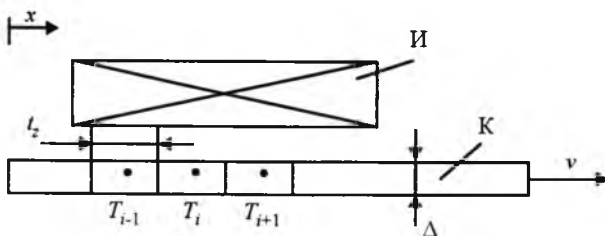


Рис.2. Общий вид движущегося в канале металла (К) в магнитном поле индуктора (И) и за его пределами

булентности температуропроводность жидкого металла; q_v – удельная мощность тепловыделения (в данном случае, индуцированных токов); c_p – удельная теплоёмкость металла; d – плотность металла; v – скорость движения металла в канале; T_i – средняя температура участка i шириной t_z , толщиной Δ и длиной L_i .

Переходим в (1) к конечным разностям с шагом t_z по координате [3,4]. Для i -го участка

$$\frac{\partial T}{\partial x} \Big|_i = \frac{1}{2t_z} (T_{i+1} - T_{i-1});$$

$$\frac{\partial^2 T}{\partial x^2} \Big|_i = \frac{1}{t_z^2} (T_{i+1} - T_{i-1} - 2T_i)$$

и в целом (1) записывается в виде

$$\frac{dT_i}{dt} = -\frac{v}{2t_z} (T_{i+1} - T_{i-1}) + \frac{a'}{t_z^2} (T_{i+1} + T_{i-1} - 2T_i) + \frac{q_{vi}}{c_p d} \quad (2)$$

или

$$\frac{dT_i}{dt} = T_{i-1} \left[\frac{a'}{t_z^2} + \frac{v}{2t_z} \right] - T_i \left[\frac{2a'}{t_z^2} \right] + T_{i+1} \left[\frac{a'}{t_z^2} - \frac{v}{2t_z} \right] + \frac{q_{vi}}{c_p d}. \quad (3)$$

С учётом теплоотдачи с поверхности канала из (3) для участка i ВЭ шириной t_z , толщиной Δ и длиной L_i , расположенного в краевой зоне и не перекрытого индуктором, можно записать:

$$\frac{dT_i}{dt} = AT_{i-1} - BT_i + CT_{i+1} + D + q'_{vi}, \quad (4)$$

где $A = \frac{a'}{t_z^2} + \frac{v}{2t_z}$; $B = \frac{2a'}{t_z^2} + \frac{\alpha}{c_p d \Delta} + \frac{v}{2t_z} - \frac{v}{2t_z} =$

$$= \left(\frac{a'}{t_z^2} + \frac{v}{2t_z} \right) + \left(\frac{a'}{t_z^2} - \frac{v}{2t_z} \right) + \frac{\alpha}{c_p d \Delta}; \quad C = \frac{a'}{t_z^2} - \frac{v}{2t_z};$$

$D = \frac{\alpha}{c_p d \Delta} T_c$; $q'_{vi} = \frac{q_{vi}}{c_p d}$; α – коэффициент тепло-

отдачи с поверхности канала; T_c – температура окружающей среды.

Для активной зоны необходимо учесть тепловые связи между тепловыми массами участков ВЭ, сердечника индуктора, пазовых и лобовых частей обмотки, а также теплоотдачу с поверхностей сердечника индуктора и лобовых частей его обмотки [3]. В этом случае к каждому из пяти уравнений теплового баланса ВЭ в активной зоне (активная зона разбита на пять участков) добавляются еще три уравнения для участков лобовых и пазовых частей обмотки, для участка сердечника. Фрагмент системы уравнений теплового баланса участка активной зоны в пакете Mathcad:

$$D(t, x) = \frac{\left[-\frac{(LDp + LDz)x_{23}}{C2} - \frac{C1}{C2} \left(\frac{273 + x_{23}}{100} \right)^4 - (A + C)x_{23} \right] + \frac{LDzx_{26}}{C2} + \frac{clz}{C2} \left(\frac{273 + x_{26}}{100} \right)^4 + \frac{LDpx_{25}}{C2} + \frac{cl}{C2} \left(\frac{273 + x_{25}}{100} \right)^4 + Ax_{19} + Cx_{27} + \frac{PR}{C2}}{[-(LPL + LL)x_{24} + LPLx_{25} + PL] + LLtv} \cdot \frac{CML}{\left[-(LPL + LPZ + LDp)x_{25} - clp \left(\frac{273 + x_{25}}{100} \right)^4 + LPL x_{24} + LPZ x_{26} + LDpx_{23} + clp \left(\frac{273 + x_{23}}{100} \right)^4 + PP \right]} \cdot \frac{CMP}{\left[-(LPZ + LS + LDz)x_{26} - clz \left(\frac{273 + x_{26}}{100} \right)^4 + LStv + LPZ x_{25} + LDzx_{23} + clz \left(\frac{273 + x_{23}}{100} \right)^4 + PS \right]} \cdot CS$$

Всего система содержит восемьдесят уравнений. Обозначения в уравнениях: *LPL, LL, LPZ, LDp, LDz, LS* – тепловые проводимости пазовая – лобовая медь, лобовые части – воздух, пазовая медь – сердечник, пазовая медь – ВЭ, зубцы – ВЭ, сердечник – воздух; *CML, CMP, CS* – теплоёмкости участков лобовых и пазовых частей обмотки, сердечника индуктора; *PL, PP, PS* – потери в лобовых и пазовых частях обмотки, в сердечнике соответственно; *clp, clz, cl* – коэффициенты излучения с пазов, зубцов и суммарного на ВЭ.

Ниже приведены результаты исследования частичного подогрева металла в канале при включении насоса с различными схемами соединения

обмотки индуктора [2]. Индуктор перекрывает по длине 0,29 м, в левой от индуктора краевой зоне металлопровод занимает 0,58 м и в правой – 5,08 м. Металл прокачивается слева направо со скоростью 0,1 м/с.

При отключенном насосе металл за 800 с остывает от 500 до 476°C. Включение насоса (схема обмотки AZBXCVAZB) позволяет перемещать металл и подогреть его за счёт выделяющихся потерь до 478°C. Изменение схемы включения индуктора ведёт к изменению соотношения мощностей, затрачиваемых насосом на перемещение металла и на его нагрев. Включение обмотки по схеме AAZZZBBB позволяет подогреть металл приблизительно до 483°C (рис.3,а).

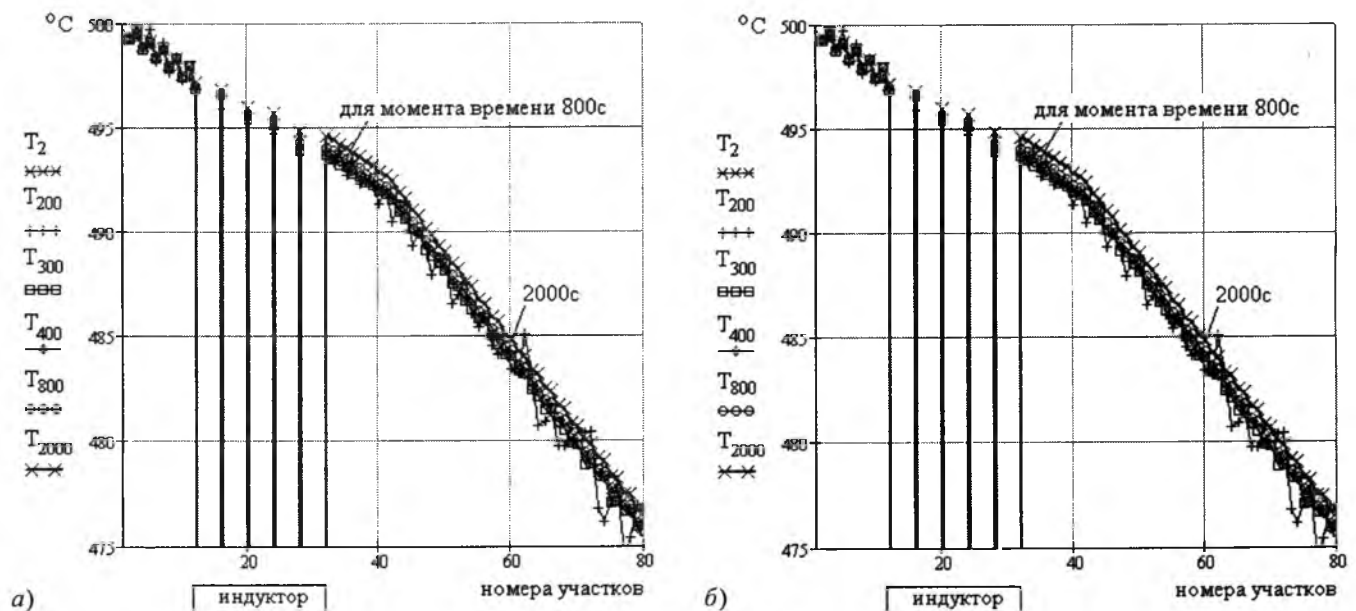


Рис.3. Распределение температур по участкам при включении секций обмотки индуктора по схеме AAZZZBBB для разных моментов времени (цифры в обозначениях температур *T* означают: 1 – начало, 200 – через 200 с, ... 2000 – конец цикла работы длительностью 2000 с):

а – узкий диапазон температур; б – широкий диапазон температур

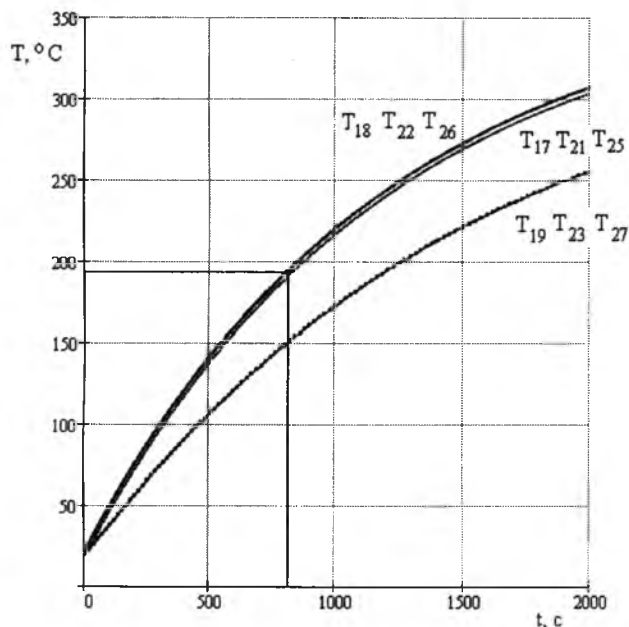


Рис.4. Кривые нагрева различных участков индуктора

На рис.3,б приведены распределения температур по участкам в более широком диапазоне. Видно, что обмотка индуктора может нагреться до 310°C за 2000 с, что недопустимо для изоляции класса Н. Длительность цикла работы насоса следует ограничить пределом 800 с. При этом температура обмотки не превышает допустимого значения. На рис.4 показаны зависимости от времени температур участков лобовых и пазовых частей обмотки, а также сердечника индуктора. Можно видеть, что температуры отдельных участков обмотки отличаются незначительно. Приняты следующие обозначения на рисунках: температуры пяти групп лобовых частей обмотки обозначены буквой T с номерами – 13, 17, 21, 25, 29, пазовых частей – 14, 18, 22, 26, 30, сердечника – 15, 19, 23, 27, 31. Остальные номера принадлежат температурам участков ВЭ, причём индуктором перекрыты участки с номерами – 12, 16, 20, 24, 28.

В целом схема AZBXCVAZB характеризуется следующими показателями: тяговое усилие 34,7 Н, подводённая активная мощность 1,049 кВт, подводённая реактивная мощность 3,64 квар, подводённая полная мощность 3,79 кВ·А, достаточно эффективный подогрев металла обеспечивается лишь при увеличении тока индуктора. Это ведёт, с одной стороны, к чрезмерному росту тягового усилия (напора), с другой, к перегреву обмотки индуктора или к увеличению его массогабаритных показателей.

Схема AAZZZBVB характеризуется следующими показателями: тяговое усилие – 41,5 Н, под-

ведённая активная мощность 1,969 кВт, подводённая реактивная мощность 5,38 квар, подводённая полная мощность 5,728 кВ·А, обеспечивается достаточно эффективный подогрев металла при той же плотности тока в обмотке индуктора, что и в предыдущем случае.

Список литературы

1. Бычков А.В., Сарапулов С.Ф., Сокунов Б.А. Математическое моделирование индукционного трёхфазного МГД-насоса // Труды 5-й международной конференции "Электромеханика электротехнологии и электроматериаловедение" МКЭЭЭ-2003. Ч. 1. Крым, Алушта, 22–27 сентября 2003 г. С. 365–368.
2. Бычков А.В., Сокунов Б.А., Сарапулов С.Ф. и др. Индукционный насос // Вопросы совершенствования электротехнологического оборудования и электротехнологий: Сборник статей. Екатеринбург, УГТУ-УПИ. 2000. № 8. С. 51–53.
3. Сарапулов Ф.Н., Сарапулов С.Ф., Карась С.В. и др. Анализ тепловых процессов в линейном асинхронном двигателе // Перспективы и тенденции развития электротехнического оборудования. Пятый международный симпозиум ЭЛМАШ-2004. Т.1. М., 2004. С. 128–132.
4. Свенчанский А.Д. Электрические промышленные печи. Ч. 1. Электрические печи сопротивления. М.: Энергия, 1975.



Сарапулов Фёдор Никитич – заведующий кафедрой электротехники и электротехнологических систем Уральского государственного технического университета УПИ (УГТУ-УПИ), доктор техн. наук, проф. Окончил кафедру электрических машин Уральского политехнического института (УГТУ-УПИ) в 1962 г. Защитил в 1967 г. кандидатскую и в 1982 г. докторскую диссертацию по теме «Несимметричные индукционные двигатели с замкнутыми и разомкнутыми магнитопроводами».

Сарапулов Сергей Фёдорович – доцент кафедры электротехники и электротехнологических систем УГТУ-УПИ, канд. техн. наук. Окончил кафедру электротехники и электротехнологических систем УГТУ-УПИ в 1999 г. Защитил в 2002 г. кандидатскую диссертацию по теме «Математическое моделирование линейных индукционных машин технологического назначения на основе их схем замещения».



Сокунов Борис Александрович – доцент кафедры электротехники и электротехнологических систем УГТУ-УПИ, канд. техн. наук. Окончил кафедру электрических машин УГТУ-УПИ в 1972 г. Защитил в 1979 г. кандидатскую диссертацию по теме «Исследование цилиндрических индукторов для электромагнитного воздействия на расплав в кристаллизаторе».

Принципы построения и методы синтеза цифровых регуляторов внешних контуров электропривода

ИШМАТОВ З.Ш., ВОЛКОВ М.А., ПЛОТНИКОВ Ю.В.

Рассмотрены принципы построения моделей объектов и методики синтеза цифровых регуляторов внешних контуров электропривода на основе метода полиномиальных уравнений.

Во многих практических задачах электропривод является энергосиловой основой тех или иных технологических процессов и контуры регулирования технологических параметров как бы являются продолжением системы подчиненного регулирования электропривода. Однако в этом случае система регулирования технологических параметров строится, как правило, на отдельном программируемом контроллере с периодом дискретности, существенно большим, чем период дискретности контроллера собственно электропривода. Более того, процессы в контроллере электропривода и технологическом контроллере обычно не согласуются между собой ввиду существенного (на порядок и более) различия периода дискретности вычислений. Это оказывается технически оправданным в большинстве случаев, поскольку несинфазность работы этих вычислительных устройств не приводит к возникновению биений на комбинационных частотах из-за высоких фильтрующих свойств электропривода и технологической цепочки.

Поэтому при построении моделей технологических процессов линеаризованную модель электропривода обычно представляют непрерывным инерционным звеном первого или второго порядка и встраивают её в непрерывную модель технологического процесса.

Создание модели технологического процесса представляет отдельную, подчас весьма непростую задачу, отличающуюся большим разнообразием подходов, методов, получаемых структур, количеством входов и выходов и т.д. Эта задача выходит за рамки данной работы, поэтому ограничимся предположением, что непрерывная линеаризованная одномерная (с одним входом и одним выходом) модель технологического объекта вместе с электроприводом в виде её передаточной функции $W_0(p)$ получена. При этом управляющее воздействие подается на регулируемый электропривод, являющийся обычно первым

The model construction principle and synthesis approach for outer loop digital controllers with using polynomial equations method are presented.

элементом технологической цепочки, через цифроаналоговый преобразователь или по цифровому каналу, в обоих случаях преобразование информации описывается моделью экстраполятора нулевого порядка с передаточной функцией

$$W_s(p, z) = \frac{z-1}{pz}$$

Сигнал обратной связи получается с датчиков мгновенных или средних за период дискретности T значений регулируемого технологического параметра. Структуры моделей технологического объекта представлены на рис.1, где пунктиром выделена модель датчика средних значений. Дискретную передаточную функцию (ДПФ) объекта рис.1,а можно вычислить по формуле

$$W_0(z) = \frac{z-1}{z} Z \left\{ \frac{W_0(p)}{p} \right\}, \quad (1)$$

а рис.1,б – по формуле

$$W_0(z) = \left(\frac{z-1}{z} \right)^2 Z \left\{ \frac{W_0(p)}{p^2} \right\}. \quad (2)$$

Особенности дискретных моделей объектов

Анализ ДПФ объектов 1–3 порядка, полученных по схемам рис.1, позволяет сделать следующие выводы, которые, очевидно, можно распространить и на объекты более высокого порядка.

1. Все ДПФ имеют степень числителя не больше, чем степень знаменателя, т.е. являются правильными [1]. Учитывая, что вычислительное запаздывание всегда присутствует в цифровых системах управления и его обычно относят к объекту, можно утверждать, что в действительности степень знаменателя ДПФ объекта по крайней мере на единицу больше степени числителя. При этом порядки непрерывной и дискретной моделей объекта совпадают.

2. Полюсы ДПФ объекта z , могут быть получены из полюсов p , непрерывной передаточной

функции объекта по следующим выражениям:

– для случая вещественного корня

$$z_i = e^{T p_i}; \quad (3)$$

– для пары комплексно сопряженных корней

$$p_i = \alpha_i \pm j\beta_i$$

$$z_i = e^{T\alpha_i} (\cos T\beta_i \pm j \sin T\beta_i). \quad (4)$$

Если полюсы исходной непрерывной передаточной функции устойчивы (лежат в левой полуплоскости комплексной плоскости p), то будут устойчивы и полюсы ДПФ, т.е. они будут лежать внутри окружности единичного радиуса на комплексной плоскости z . Очевидно, неустойчивым объектам будут соответствовать ДПФ с полюсами вне единичной окружности.

3. Исследование нулей показало, что они являются вещественными отрицательными, а для объектов по рис.1,а 1- и 2-го порядков – и устойчивыми, т.е. не выходящими за пределы окружности единичного радиуса. Для объектов с нулем в непрерывной передаточной функции соответствующий нуль ДПФ вещественен и положителен, но по приведённой выше формуле для полюсов (3) может быть вычислен лишь приближенно. В объектах 3-го порядка по рис.1,а и 2- и 3-го порядка по рис.2,б один из нулей всегда располагается вне единичной окружности, оставаясь вещественным и отрицательным, хотя в непрерывной передаточной функции он отсутствует.

4. В подавляющем большинстве случаев дискретная модель объекта становится неминимально-фазовой, даже если непрерывная часть объекта – минимально-фазовая. Это связано с тем, что, во-первых, цифровая система управления имеет вычислительное запаздывание, которое обычно относят к объекту управления и учитывают при расчёте его ДПФ; во-вторых, экстраполятор и дат-

чик средних значений вносят искажения, которые также можно представить как некоторое эквивалентное запаздывание, что проявляется в ДПФ в виде вещественных отрицательных нулей; в-третьих, ДПФ объектов выше 3-го порядка содержит неустойчивые нули, что также характеризует неминимально-фазовый объект. Кроме того, полюсы объекта в общем случае могут быть неустойчивыми, и это тоже соответствует неминимально-фазовости объекта. Естественно, все это усложняет задачу синтеза регулятора замкнутой системы.

Синтез регуляторов

Для подавляющего большинства линейных систем ДПФ объекта регулирования можно представить в следующем виде:

$$W_0(z) = \frac{P(z)}{(z-1)^i Q(z)} = \frac{P(z)}{z^m (z-1)^i Q_1(z)}, \quad (5)$$

где $P(z)$ – полином от z степени n_p ; $Q(z)=z^m Q_1(z)$ – полином от z степени n_Q , не имеющей нулей в точке $z=1$; $Q_1(z)$ – полином от z степени n_{Q1} , не имеющий нулей в точке $z=0$; $i=0,1,2$ – количество интегрирующих звеньев в объекте регулирования, причём $n_p < n_{Q1} + i + m$.

Полюсы ДПФ (5), равные нулю, определяют запаздывание $\tau = mT$ в объекте регулирования, $m=0,1,2,\dots$. При $m > 0$ порядок дискретной модели будет на m больше порядка соответствующей непрерывной модели. Очевидно, что наличие такого запаздывания в замкнутом контуре регулирования приводит к уменьшению запасов устойчивости и, как следствие, к ухудшению качества регулирования. В реальных объектах запаздывание может достигать нескольких периодов дискретности. Для управления такими объектами традиционно используется ПИД-регулятор (в некоторых случаях ПИД²-регулятор), позволяющий увеличить запасы устойчивости и, соответственно, качество регулирования. Однако присутствие дифференцирующей составляющей значительно ухудшает работу таких регуляторов в условиях помех. Поэтому полностью устранить влияние запаздывания на качество регулирования таким способом не удастся. Одним из традиционных способов получения требуемых показателей качества в системах с запаздыванием является использование метода компенсации влияния запаздывания, представленного в [2] и известного в зарубежной литературе как предиктор Смита. Существо его заключается в том, что в систему регулирования вводится звено с ДПФ $D(z)$, как это показано на рис.2.

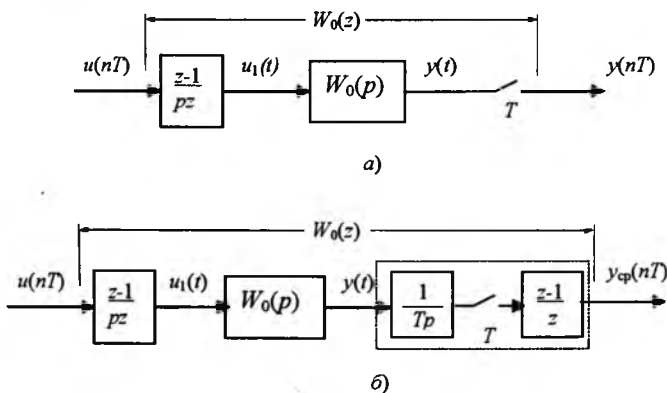


Рис.1. Модели объектов с экстраполятором нулевого порядка и датчиками мгновенных (а) и средних (б) значений

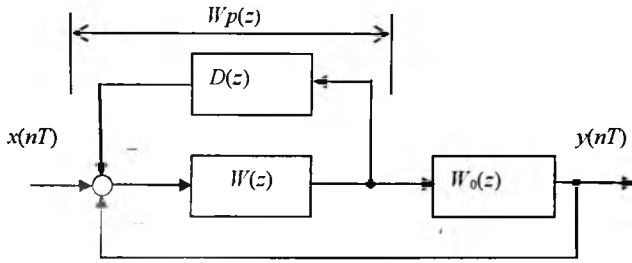


Рис.2. Структурная схема системы с компенсацией влияния запаздывания

Здесь

$$D(z) = W_{01}(z) - W_1(z) = \frac{P(z)(z^m - 1)}{z^m(z-1)^j Q_1(z)} = \frac{P(z)(z^{m-1} + z^{m-2} + \dots + z + 1)}{z^m(z-1)^{j-1} Q_1(z)}, \quad (6)$$

где $W_{01}(z) = \frac{P(z)}{(z-1)^j Q_1(z)}$ – ДПФ объекта регулирования без запаздывания.

После введения такой компенсации влияния запаздывания синтез регулятора $W(z)$ производится для объекта без запаздывания с ДПФ $W_{01}(z)$. При этом для получения требуемого порядка астатизма в знаменатель ДПФ регулятора $W(z)$ должно быть введено соответствующее количество сомножителей вида $(z-1)$, т.е. регулятор системы с порядком астатизма $i+j$ должен выглядеть следующим образом:

$$W(z) = W'(z)/(z-1)^j,$$

где $W'(z)$ не содержит полюсов $z = 1$.

Объединив звенья $W(z)$ и $D(z)$, получим окончательное выражение для регулятора цифровой системы в виде:

$$W_p(z) = \frac{W(z)}{1 + W(z)D(z)} = \frac{z^m(z-1)^{j-1}W'(z)Q_1(z)}{z^m(z-1)^{i+j-1}Q_1(z) + W'(z)P(z)(z^{m-1} + z^{m-2} + \dots + z + 1)} \quad (7)$$

Анализ ДПФ регулятора (7) позволяет сделать два важных вывода:

1. Знаменатель (7) не содержит сомножителя $(z-1)$ даже при $j \geq 1$, что подтверждает вывод [3] о том, что при таком способе компенсации запаздывания порядок астатизма системы на рис.2 определяется количеством интеграторов объекта и практически отсутствует возможность изменить его за счёт регулятора; исключение составляет случай $i=0$, тогда в знаменателе (7) содержится

один сомножитель $(z-1)$ при $j > 0$.

2. Регулятор (7) компенсирует полином $Q_1(z)$ объекта, т.е. его полюсы, даже если это не требовалось при синтезе регулятора $W(z)$.

Очевидно, что такой регулятор неприменим в системах с высокими требованиями к статическим характеристикам, а также для неустойчивых объектов, так как в этом случае компенсация неустойчивых полюсов объекта делает систему негрубой.

Рассмотрим теперь процедуру синтеза методом полиномиальных уравнений для объекта (5), считая в общем случае, что ДПФ объекта содержит как устойчивые, так и неустойчивые нули и полюсы. Выполним факторизацию ДПФ объекта, представив полиномы знаменателя и числителя (5) в виде:

$$Q(z) = Q_+(z)Q_-(z) = Q_{k+}(z)Q_{n+}(z)Q_-(z);$$

$$P(z) = P_+(z)P_-(z) = P_{k+}(z)P_{n+}(z)P_-(z),$$

где $Q_+(z)$, $P_+(z)$ и $Q_-(z)$, $P_-(z)$ – полиномы от z степени n_{Q+} , n_{P+} и n_{Q-} , n_{P-} соответственно, содержащие устойчивые и неустойчивые полюсы и нули объекта; $Q_{k+}(z)$, $P_{k+}(z)$ и $Q_{n+}(z)$, $P_{n+}(z)$ – полиномы от z степени n_{Qk+} , n_{Pk+} и n_{Qn+} , n_{Pn+} соответственно, содержащие компенсируемые и некомпенсируемые устойчивые полюсы и нули объекта.

Синтезируемая система будет оставаться устойчивой при малых изменениях параметров объекта (по терминологии А.А. Андропова "грубой"), если ДПФ регулятора не содержит неустойчивых нулей и полюсов объекта. Кроме того, в [4] показано, что компенсация устойчивых нулей объекта в цифровых системах приводит к возникновению скрытых колебаний координат, а компенсация устойчивых полюсов – к повышенной чувствительности к изменению параметров. Поэтому, оставив задачу выбора устойчивых нулей и полюсов, подлежащих компенсации, на усмотрение проектировщика, запишем ДПФ цифрового регулятора компенсационного типа следующим образом:

$$W_p(z) = \frac{M(z)Q_{k+}(z)}{N(z)P_{k+}(z)(z-1)^j}, \quad (8)$$

где $M(z)$ и $N(z)$ – искомые полиномы степени n_M и n_N соответственно; j – количество интегрирующих звеньев регулятора, обеспечивающих требуемый порядок астатизма $i+j$ замкнутой системы.

Из условия физической реализуемости степени искомых полиномов должны удовлетворять равенству:

$$n_M + n_{Qk+} = n_N + n_{Pk+} + j. \quad (9)$$

Очевидно, что, положив $Q_{k+}(z) = P_{k+}(z) = 1$, из (8) можно получить, как частный случай, ДПФ некомпенсационного регулятора.

Основой для синтеза служит ДПФ замкнутой системы по ошибке:

$$G_e(z) = \frac{1}{1 + \Phi(z)} = \frac{(z-1)^{i+j} N(z) Q_{n+}(z) Q_-(z)}{(z-1)^{i+j} N(z) Q_{n+}(z) Q_-(z) + P_{n+}(z) P_-(z) M(z)}$$

где $\Phi(z) = W_p(z) W_0(z)$.

Степень сомножителя $(z-1)$ в числителе этой ДПФ определяет желаемый порядок астатизма системы по управляющему воздействию, при этом имеется свобода выбора j . Приравняв знаменатель передаточной функции к желаемому характеристическому полиному замкнутой системы $A(z)$, получим полиномиальное уравнение синтеза:

$$(z-1)^{i+j} N(z) Q_{n+}(z) Q_-(z) + P_{n+}(z) P_-(z) M(z) = A(z). \quad (10)$$

Методики решения этого полиномиального уравнения относительно искомым полиномов $M(z)$ и $N(z)$ достаточно подробно описаны в [1], выбор характеристического полинома в зависимости от требований к качеству регулирования представлен в [4]. Отметим лишь, что если объект регулирования содержит запаздывание, которое выражается в виде полюсов ДПФ объекта кратности m , равных нулю, целесообразно с целью повышения быстродействия системы отнести сомножитель z^m к $Q_{k+}(z)$, а характеристический полином представить в виде $A(z) = z^m A_1(z)$. В получаемые при этом регуляторы будут автоматически включены алгоритмы компенсации влияния запаздывания mT .

Выбор степеней полиномов, соответствующих минимальному решению уравнения (10) с учётом условия (8), и обеспечивающих теоретически любое качество регулирования, определяемое $A(z)$, осуществляется по выражениям:

$$\begin{aligned} n_A &= 2n_Q - n_{Q_{k+}} + 2i + j - 1; & n_N &= n_Q + i - 1; \\ n_M &= n_Q - n_{Q_{k+}} + i + j - 1. \end{aligned} \quad (11)$$

В качестве примера рассмотрим объект регулирования с ДПФ вида

$$W_0(z) = \frac{k_0(1-d)}{z^m(z-d)}, \quad (12)$$

где $d = \exp(-T/T_0)$; k_0 и T_0 – соответственно коэффициент усиления и постоянная времени объекта управления.

Такой передаточной функцией при произволь-

ном m представляются некоторые технологические объекты. Такой же моделью при $m=1$ может быть представлен объект в контуре регулирования тока якоря электропривода постоянного тока или в контуре регулирования фазных токов частотно-регулируемого асинхронного электропривода.

Синтезируем регулятор, обеспечивающий в замкнутой системе аperiodический или близкий к нему процесс с заданной эквивалентной постоянной времени T_s и астатизм 1-го или 2-го порядка по управляющему воздействию.

Синтез регулятора без компенсации запаздывания при $m=1$ даёт:

$$W_p(z) = k_p \frac{(1-a_1+a_0)z(z-d)}{k_0(1-d)(z-1)(z-a_1+1)}, \quad (13)$$

где $k_p = \frac{(1-a_1+a_0)}{k_0(1-d)}$ – коэффициент усиления ре-

гулятора; $a_1 = 2\exp(-0,707T/T_s)\cos(0,707T/T_s)$ и $a_0 = \exp(-1,414T/T_s)$ – коэффициенты желаемого характеристического полинома $A(z) = z^2 - a_1z + a_0$ с настройкой по Баттерворту, что соответствует традиционно используемому в электроприводе модульному оптимуму.

При этом ДПФ замкнутого контура

$$G(z) = \frac{1-a_1+a_0}{z^2 - a_1z + a_0}.$$

Результаты моделирования этой системы при $k_0=1$, $T_0=0,1$ с, $m=1$, $T=0,01$ с, $T_s=0,02$ с представлены на рис.3,а. Здесь же показаны переходные функции замкнутой системы при изменении параметров объекта на $\pm 20\%$.

Синтез регулятора с компенсацией влияния запаздывания в соответствии с рис.2 даёт:

$$\begin{aligned} D(z) &= \frac{k_0(1-d)(z-1)}{z(z-d)}; & W(z) &= \frac{(1-a_0)(z-d)}{k_0(1-d)(z-1)}; \\ W_p(z) &= k_p \frac{z(z-d)}{(z-1)(z+1-a_0)}, \end{aligned} \quad (14)$$

где $k_p = \frac{(1-a_0)}{k_0(1-d)}$ – коэффициент регулятора;

$a_0 = \exp(-T/T_s)$ – коэффициент желаемого характеристического полинома $A(z) = z - a_0$ с настройкой на аperiodический процесс.

При этом ДПФ замкнутого контура

$$G(z) = \frac{1-a_0}{z(z-a_0)}.$$

Вместе с тем, регулятор (14) можно получить более простым путём, не прибегая к структуре

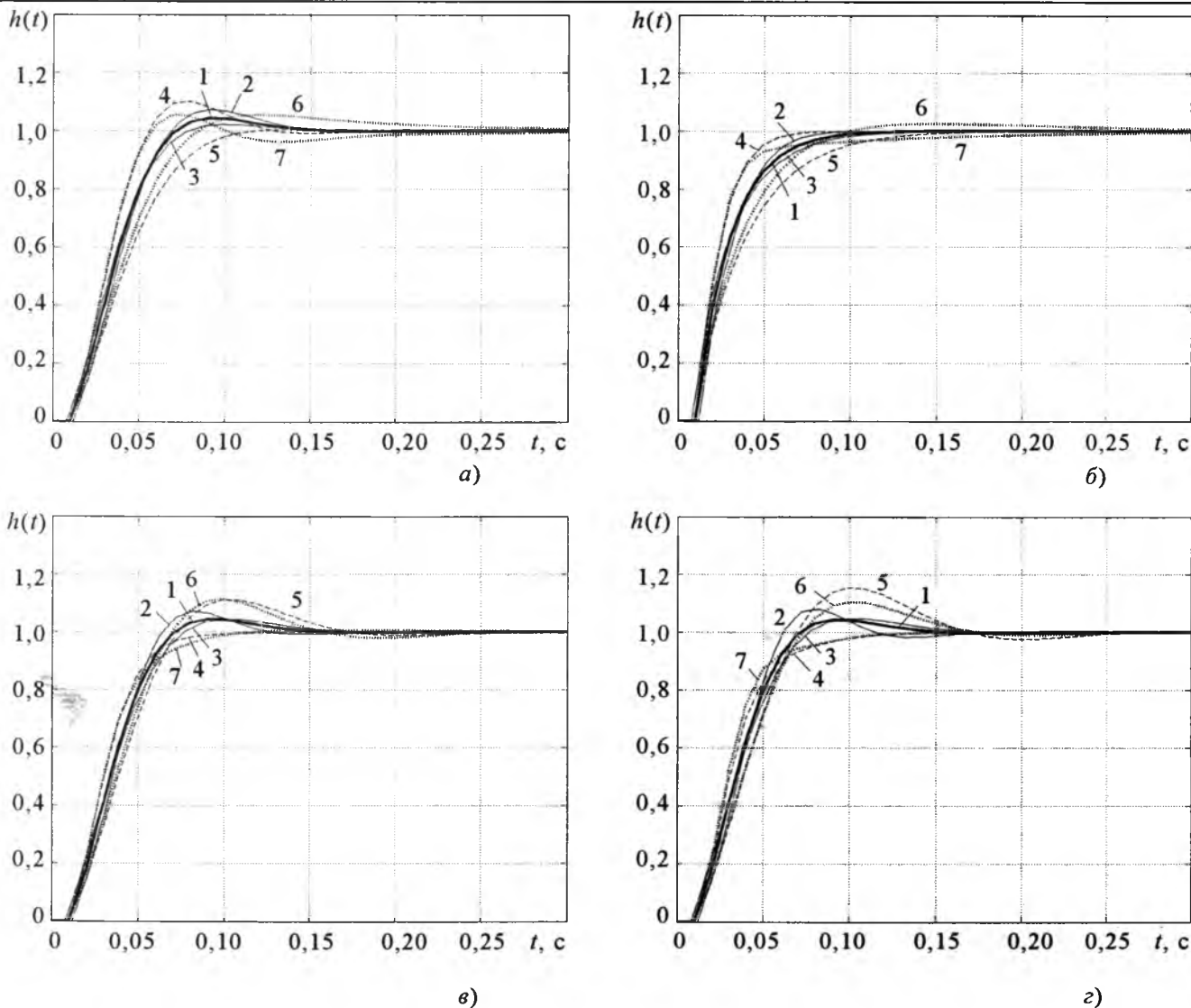


Рис.3. Переходные функции в системах при изменении на $\pm 20\%$ параметров m (2,3), k_0 (4,5) и T_0 (6,7):
 а – с регулятором (13) без компенсации влияния запаздывания; б – с регулятором (14) и компенсацией влияния запаздывания; в – с астатизмом 2-го порядка и компенсацией влияния запаздывания; г – с неустойчивым объектом ($T_0 = -0,1$ с) и компенсацией влияния запаздывания при номинальных значениях параметров объекта (1)

рис.2. Для этого составим полиномиальное уравнение

$$k_0(1-d)M(z) + (z-1)N(z) = z(z-a_0),$$

приняв $P(z)=k_0(1-d)$; $Q(z)=z(z-d)$; $P_+(z)=P(z)$; $P_-(z)=1$; $Q_{к+}(z)=Q(z)$; $Q_{н+}(z)=Q_-(z)=1$; $j=1$. Минимальное решение этого уравнения сразу даёт регулятор (14). Результаты моделирования систем с таким регулятором представлены на рис.3,б.

Сравнение рис.3,а и 3,б позволяет сделать вывод о том, что использование компенсации влияния запаздывания даёт не только более благоприятный монотонный характер переходных процессов в системе, но и несколько меньшую ее чувствительность к изменению параметров объекта при примерно одинаковом быстродействии (вре-

мени переходного процесса).

Для случая $m > 1$ аналогично может быть получен регулятор, компенсирующий влияние запаздывания $\tau = mT$

$$W_p(z) = k_p \frac{z^m(z-d)}{(z-1)(z^m + (1-a_0)\sum_{k=0}^{m-1} z^k)} \quad (15)$$

и обеспечивающий аperiodический процесс в замкнутой системе с ДПФ

$$G(z) = \frac{1-a_0}{z^m(z-a_0)}$$

Исследования показали, что чувствительность такой системы возрастает с увеличением её быстродействия (уменьшением T_0) и становится не-

допустимо высокой при $T_s/T < 1$, также она возрастает с увеличением запаздывания mT , компенсируемого регулятором. Поэтому при больших значениях запаздывания можно рекомендовать, на первый взгляд неочевидное решение [5]: увеличение периода дискретности T до значения, соответствующего $m \leq 5$. Однако при чрезмерном увеличении T может ухудшиться обработка возмущающих воздействий.

Регулятор системы с астатизмом 2-го порядка по управляющему воздействию для случая $m=1$ синтезируется аналогично и имеет вид:

$$W_p(z) = \frac{z(z-d)(m_1z + m_0)}{(z-1)^2(z+n_0)}, \quad (16)$$

где $m_1=(a_0+3-2a_1)/(k_0(1-d))$; $m_0=-(2-a_1)/(k_0(1-d))$; $n_0=2-a_1$; a_1 и a_0 – коэффициенты желаемого характеристического полинома, вычисляемые как в (13).

При этом ДПФ замкнутой системы

$$G(z) = \frac{m_1z + m_0}{z(z^2 - a_1z + a_0)}, \quad (17)$$

поэтому сигнал задания на вход системы подается через фильтр

$$W_\phi(z) = \frac{(m_1 + m_0)z}{m_1z + m_0}. \quad (18)$$

Процессы в этой системе показаны на рис.3,в. Заметим, что получение 2-го порядка астатизма по управлению в структуре рис.2, как это показано в [3], невозможно.

Синтез методом полиномиальных уравнений регулятора, не компенсирующего неустойчивые полюсы объекта и компенсирующего влияние запаздывания для неустойчивого объекта вида (12) с $T_0 = -0,1с$, даёт:

$$W_p(z) = \frac{z(m_1z + m_0)}{(z-1)(z-n_0)},$$

где $n_0=1+d-a_1$; $m_1=[(a_0-d)+(1+d)(1+d-a_1)]/[k_0(1-d)]$; $m_0=-(1+d-a_1)/[k_0(1-d)]$; a_1 и a_0 – коэффициенты желаемого характеристического полинома, вычисляемые аналогично (13), (16).

ДПФ замкнутой системы и фильтра соответствуют (17), (18). Система при этом, как видно из рис.3,з, работоспособна, но чувствительность к вариациям параметров несколько выше, чем у со-

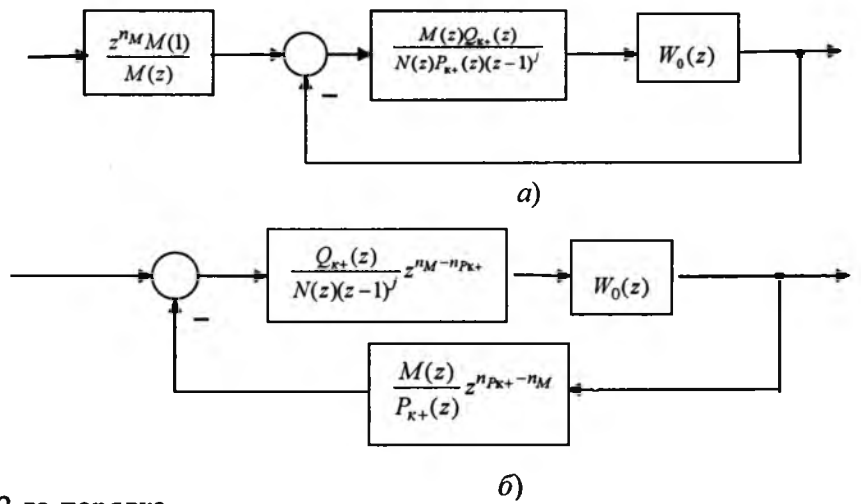


Рис.4. Рациональные структуры замкнутой системы

ответствующей системы с устойчивым объектом.

В заключение рассмотрим способы реализации регуляторов. На рис.4,а представлена традиционная структура системы с входным фильтром для устранения перерегулирования в переходном процессе. Недостатками такой структуры являются возникновение скрытых колебаний выходной координаты при компенсации регулятором устойчивых нулей объекта и повышенная сложность алгоритма управления в целом. Поэтому более предпочтительной является структура рис.4,б, свободная от указанных недостатков.

Таким образом, метод полиномиальных уравнений позволяет получить при синтезе регуляторы, компенсирующие влияние запаздывания, и улучшить за счёт этого качество регулирования, при этом порядок астатизма системы может выбираться произвольно, в отличие от традиционной структуры рис.2, где порядок астатизма не может быть выше единицы. Метод позволяет получить работоспособные регуляторы с компенсацией влияния запаздывания и для неустойчивых объектов.

Список литературы

1. Волгин Л.Н. Оптимальное дискретное управление динамическими системами. М.: Наука, 1986.
2. Цыпкин Я.З. Теория линейных импульсных систем. М.: Физматгиз, 1963.
3. Ишматов З.Ш. О некоторых особенностях синтеза алгоритмов управления частотно-регулируемым асинхронным электроприводом // Электротехника. 1998. №8. С.16–18.
4. Ишматов З.Ш. Использование метода полиномиальных уравнений для синтеза микропроцессорных систем управления электроприводами // Электротехника. 2003. №6. С.33–39.
5. Дорф Р., Бишоп Р. Современные системы управления. М.: Лаборатория Базовых Знаний, 2002.



Ишматов Закир Шарифович – доцент кафедры "Электропривод и автоматизация промышленных установок" Уральского государственного технического университета – УПИ (УГТУ-УПИ), канд. техн. наук. Окончил энергетический факультет Магнитогорского горно-металлургического института в 1979 г. Защитил кандидатскую диссертацию по теме "Тиристорный электропривод постоянного тока с прямым микропроцессорным подчиненным регулированием координат" в 1987 г.



Плотников Юрий Валерьевич – аспирант кафедры "Электропривод и автоматизация промышленных установок" (УГТУ-УПИ). Окончил электротехнический факультет УГТУ-УПИ в 2003 г.

Волков Михаил Анатольевич – аспирант кафедры "Электропривод и автоматизация промышленных установок" (УГТУ-УПИ). Окончил электротехнический факультет УГТУ-УПИ в 2004 г.



Из-за ограниченного объема журнала следующие статьи будут напечатаны в одном из ближайших номеров:

Система управления группой асинхронных электроприводов с самодиагностированием и автоматическим резервированием каналов регулирования

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

Рассмотрен принцип построения системы управления группой параллельно работающих электроприводов водяных насосов с автоматическим диагностированием и резервированием каналов регулирования на базе многозонного развертывающего преобразователя. Проведён анализ влияния «единичных» отказов на работоспособность всей системы. Также показан пример практической реализации системы управления группой асинхронных электроприводов водяных насосов.

Особенности программного формирования напряжения в системе непосредственный преобразователь частоты – асинхронный двигатель при соединении статора по схеме "треугольник"

Сарваров А.С., Демин С.А., Циулина М.А., Усатый Д.Ю.

Проводится сопоставительный анализ работы системы НПЧ-АД при соединении нагрузки по схеме "звезда" и "треугольник". Приведены расчётные осциллограммы пуска асинхронного двигателя. Установлена целесообразность применения в схеме "треугольник" алгоритмов с интервалами двухфазного питания.

Правила оформления статей, направляемых в журнал "Электротехника"

1. Объём статьи не должен превышать **12 страниц текста**, отпечатанного на машинке или набранного на компьютере **через 2 интервала** с полями 2-3 см, и иметь **не более 5 рисунков**.

2. В статье должны быть: введение, сформулирована постановка задачи, изложено содержание работы, показана достоверность результатов, приведены выводы, рекомендации и эффективность.

К статье должна быть приложена аннотация (2-3 предложения) на русском и английском языках. Название статьи также следует дать на русском и английском языках.

3. Статья должна сопровождаться письмом автора или организации (если она упоминается) и сведениями об авторах. Необходимо привести фамилии, имена и отчества всех авторов полностью, домашние адреса с почтовыми индексами, номера домашнего и служебного телефонов, место работы, ученое звание и степень, какой факультет, какого вуза и когда закончен, тему диссертации и год ее защиты. Можно приложить фотографии авторов.

Желательно, чтобы число авторов **не превышало пяти**. Фамилии лиц, принимавших участие в работе, можно дать в сноске.

4. Формулы должны быть чётко вписаны от руки или набраны на компьютере (крупно) в отдельные строчки (а не в текст). Прописные (заглавные) буквы подчеркиваются карандашом двумя черточками снизу, а строчные (малые) – двумя черточками сверху. 0 (ноль) и цифра 3 (три) поясняются на полях простым карандашом. Индексы показываются простым карандашом.

5. Таблицы не должны быть громоздкими, все наименования необходимо писать без сокращения слов, за исключением единиц измерения. Численные значения величин в таблице, на рисунках и в тексте статьи должны быть в единицах измерения СИ.

6. Чертежи, графики, диаграммы и т.д. должны быть выполнены чётко. Возможно изготовление рисунков с помощью компьютера. Условные обозначения на самом рисунке должны быть предельно краткими и общеупотребительными. Расшифровка условных обозначений и подписи к рисункам (не громоздкие) даются на отдельном листе.

Фотографии к статье (в двух экземплярах) должны быть отпечатаны на белой матовой бумаге (размером не менее 9×12 см), изображение должно быть контрастным, с хорошо проработанными деталями. **Если фотографии присылаются на дискетах, то разрешение должно быть не менее 300 пикселей на дюйм и размеры фотографии не очень велики.** Все обозначения ставятся на отдельном экземпляре.

7. Список литературы приводится в конце статьи, в порядке последовательности ссылок в тексте. Ссылки на литературу заключаются в квадратные скобки.

Для книг должны быть указаны: фамилия и инициалы всех авторов, название книг, город, издательство, год выпуска. Для журнальной статьи: фамилия и инициалы всех авторов, название статьи, журнала, год издания, номер журнала (том), страницы. Для сборников и продолжающихся изданий: фамилия и инициалы всех авторов конкретной статьи, ее название, название сборника или издания, город, издательство, год, выпуск, страницы.

В список литературы не должны включаться неопубликованные материалы, материалы для служебного пользования, а также малораспространенные издания и материалы, отпечатанные литографическим способом, и т.д.

8. Статью в двух экземплярах следует высылать в редакцию **простой или заказной бандеролью**.

9. К статье желательно приложить дискету с набранным текстом.

**Индекс
71111**

ISSN 0013-5860 Электротехника. 2005. № 9. 1—64.