



## УЧРЕДИТЕЛИ

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

## СОВЕТ УЧРЕДИТЕЛЕЙ

ИВАНОВ В.Н., ЧИБИРКИН В.В., МАКАРЕВИЧ Л.В., МЕЩЕРЯКОВ В.М., ЩЕРБАКОВ В.Г., КОВАЛЕВ Ф.И. (председатель совета), ЮНЬКОВ М.Г., ПОДАРУЕВ А.И., ГЛОВАЦКИЙ А.В., АНДРИЕНКО П.Д.

## РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ

Главный редактор  
**КОЧЕТКОВ В.Д.**

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

Адрес редакции:

123242, Москва,  
Зоологическая ул., 11, комн. 213

Факс/телефон: 254-11-52

## СОДЕРЖАНИЕ

### АВТОМАТИЗИРОВАННЫЙ ЭЛЕКТРОПРИВОД

Клепиков В.Б., Сергеев С.А., Махотило К.В., Обруч И.В. Применение методов нейронных сетей и генетических алгоритмов в решении задач управления электроприводами.....	2
Долбня В.Т. Топологический синтез и упрощение сложных схем высокого порядка с использованием цепных дробей .....	6
Акимов Л.В., Колотило В.И., Шамардина В.Н. Обобщенный наблюдатель для систем подчиненного регулирования скорости тиристорных электроприводов с устойчивой и неустойчивой одномассовой механической частью .....	12
Осичев А.В. Синтез регуляторов тока и скорости системы подчиненного регулирования с нагрузкой типа вязкого трения.....	20
Гуль А.И. Минимаксная оптимизация параметров ПИ-регуляторов на максимальный запас устойчивости электромеханических систем при повышенной добротности .....	25
Мотченко А.И., Столяров В.Н. Синтез нелинейных систем электропривода с низкой чувствительностью к параметрическим возмущениям .....	29
Коцегуб П.Х., Минтус А.Н., Толочко О.И. Комбинированное управление цифровыми системами регулирования скорости с учетом ограничения ускорения и рывка .....	33
Волков А.И. Структуры контура регулирования тока в электроприводе с прямым микропроцессорным управлением .....	38
Кузнецов Б.И., Соляник В.П., Чаусов А.А., Кузнецова Т.В., Седельникова Л.Г. Синтез двухканальных электроприводов оптимального управления механизмами обмоточных машин .....	42
Садовой А.В., Дерец А.Л., Шрамко Ю.Ю. Релейная система векторного управления следящим электроприводом на базе машины двойного питания .....	47
Лозинский О.Ю., Марущак Я.Ю., Лозинский А.О. Некоторые аспекты формирования управляющих воздействий в электромеханических системах .....	52
Пивняк Г.Г., Кириченко В.И. Тенденции развития и направления совершенствования электромеханических систем мощных мельниц .....	56
Луговой А.В. К теории энергосбережения средствами промышленного электропривода .....	62
Кипенский А.В. Компенсация влияния нестабильности напряжения питающей сети на регулировочную характеристику выпрямителя средствами микропроцессорного управления .....	67
Сенько В.И., Сенько Е.В. Применение алгоритмов ШИМ в трехфазных инверторах с нейтральной точкой .....	71

## НАШИ ЮБИЛЯРЫ

Виктор Тимофеевич Долбня .....	76
Владимир Борисович Клепиков .....	77
Геннадий Григорьевич Пивняк .....	78
Николай Гаврилович Попович .....	78
Хенрик Туня .....	79

Настоящий выпуск журнала подготовлен редакцией совместно с ассоциацией инженеров-электриков Украины. В этом факте нашло отражение стремление специалистов в области автоматизированного электропривода восстановить нарушенные после распада Союза научно-технические связи между специалистами стран СНГ — важный фактор сохранения творческого потенциала кадров.

В сложных условиях перестройки экономики важно обеспечить возможность регулярного творческого общения ученых, проектировщиков и производственников, входящих в профессиональные сообщества электроприводчиков. Кафедра "Автоматизированные электромеханические системы" Харьковского государственного политехнического университета выступила инициатором и организатором проведения ежегодных научно-технических конференций "Проблемы автоматизированного электропривода. Теория и практика" с широким привлечением специалистов электроприводчиков из бывших республик Союза.

В сентябре 1998 г. в Крыму прошла 6-я такая конференция. В конференции участвовали специалисты из Украины, России, Казахстана, Грузии, Литвы, Латвии, Эстонии, Молдавии, Германии, Польши и других стран.

Характерно, что на каждой из конференций докладывалось нечто весьма новое для текущего этапа развития теории электропривода. В разные годы это были: применение методов фази-логики для управления электроприводами, методы обеспечения устойчивости электромеханических систем с отрицательным вязким трением, методы нейронных сетей и генетических алгоритмов в решении задач электромеханики, новые достижения в синтезе систем модального управления и наблюдателей состояния, применение цепных дробей для целей аналитического синтеза сложных электромеханических систем и др. Приятно отметить, что, как правило, новые идеи подхватывались молодыми электроприводчиками, и на каждой последующей конференции появлялись доклады молодых ученых по новым тематикам, доложенным на предыдущих.

В 1997 г. (на 5-й конференции) была учреждена "Ассоциация инженеров-электриков", поскольку Украина должна иметь широкопрофильную электротехническую ассоциацию, как и ряд ведущих промышленно развитых стран. Именно электроприводчики, поскольку электропривод как система интегрирует в своем составе электродвигатели, силовые преобразователи, компьютерные и микропроцессорные устройства, измерительные приборы и узлы и др., выступили инициаторами создания ассоциации, объединяющей специалистов-электриков. Учитывалась при этом роль электропривода как потребителя более 60% вырабатываемой электроэнергии, а также большая организационная работа электроприводчиков по созданию ассоциации. Были высказаны соображения о целесообразности и возможности расширения ассоциации путем создания специализированных секций и отделений в ее составе.

Почетным председателем ассоциации избран академик НАН Украины, директор института электродинамики А.К.Шидловский (г.Киев), президентом — заведующий кафедрой "Автоматизированные электромеханические системы" Харьковского государственного политехнического университета профессор В.Б.Клепиков, вице-президентами: академик НАН Украины, ректор Национальной горной академии Г.Г.Пивняк (г.Днепропетровск), член-корреспондент НАН Украины, заместитель директора Института электродинамики А.В.Кириленко, заведующий кафедрой электропривода и автоматизации промышленных установок НТУ-КПИ профессор Н.Г.Попович, ответственным секретарем — доцент ХГПУ В.Н.Шамардина (г.Харьков). Учредительная конференция сочла целесообразным определить место расположения центрального органа в г.Харькове, учитывая, что это крупнейший центр электротехнической и приборостроительной промышленности Украины.

К настоящему времени отделения ассоциации созданы в 16-и городах: Киеве (председатель — Н.Г.Попович), Харькове (председатель — В.Б.Клепиков), Днепропетровске (председатель — Г.Г.Пивняк), Донецке (председатель — И.А.Маяцкий, начальник пусконаладочного управления 414 Донбасспромэлектро), Львове (председатель, доктор техн.наук, проф. О.Ю.Лозинский), Одессе (председатель — доктор техн. науки, проф. С.Н.Радимов), Запорожье (председатель — проф. В.И.Бондаренко), Алчевске (председатель — проф. А.Н.Мотченко), Кременчуге (председатель — проф. А.В.Луговой), Днепродзержинске (председатель — доктор техн. науки, проф. А.В.Садовой), Сумах (председатель — зам.главного инженера НПО им.Фрунзе В.А.Толбатов), Кривом Роге (председатель — доктор техн.наук, проф. Д.И.Родькин), Кировограде (председатель — канд.техн.наук П.Г.Плещков), Виннице (председатель — доктор техн.наук, проф. Б.И.Мокин), Ивано-Франковске (председатель — В.М.Босацкий), Севастополе (председатель — доктор техн.наук, проф. Ф.Д.Пряшников).

Уставом ассоциации предусматривается содействие установлению связей с зарубежными и международными ассоциациями, которые имеют общие с нашей ассоциацией цели и задачи. В этом плане, в частности, мы планируем расширить и укрепить наше сотрудничество с российской ассоциацией "Автоматизированный электропривод", и надеемся, что это удастся успешно реализовать.

Публикуемые в настоящем выпуске журнала статьи это, в основном, работы электроприводчиков Украины — участников традиционной конференции в Крыму. Мы были бы рады видеть в широком составе наших российских коллег в Крыму на 7-й конференции "Проблемы автоматизированного электропривода. Теория и практика" в сентябре 1999 г.

**В.Б.Клепиков**, председатель оргкомитета научно-технической конференции "Проблемы автоматизированного электропривода. Теория и практика", президент ассоциации инженеров-электриков Украины

# Применение методов нейронных сетей и генетических алгоритмов в решении задач управления электроприводами

В.Б.КЛЕПИКОВ, доктор техн.наук, проф., С.А.СЕРГЕЕВ, К.В.МАХОТИЛО, кандидаты техн.наук, И.В.ОБРУЧ, инж.

Харьковский ГПУ

*Описаны принципы использования нейронных сетей и генетических алгоритмов для решения задач управления. Представлены примеры построения на базе искусственных нейронных сетей систем управления электроприводами с нагрузкой типа пара трения.*

Хотя существующие методы синтеза систем автоматического управления электроприводами, например модальное управление, позволяют создавать системы с достаточно высокими показателями регулирования, их практическая реализация сопряжена с рядом технических трудностей. К ним относятся необходимость измерения трудноизмеряемых координат, например, таких как упругий момент, невозможность в отдельных случаях реализовать на практике синтезированные параметры из-за существующих в реальных электроприводах ограничений по тем или иным величинам и др. Вполне естественна идея заменить применяемые линейные регуляторы нелинейными, которые при меньшем числе сигналов от измеряемых координат обеспечивали бы требуемое выходное управляющее воздействие для объекта регулирования. Такую возможность обеспечивает нелинейный регулятор, реализуемый в виде нейроконтроллера, который представляет собой нейронную сеть, функционирующую по принципу биологических нейронных сетей. Учитывая специфику понятий и терминологии, прежде всего осветим вкратце эту сторону вопроса.

Когда говорят об истории становления искусственных нейронных сетей (ИНС) как научного направления, отсчет начинают с работ Мак-Каллока, Питса [1] и Розенблатта [2], породивших в свое время большие надежды у кибернетиков, но вскоре не заслуженно забытых. Повторное возрождение интереса к ИНС в 80-х годах во многом связано с именем Д. Румельхарта [3], переоткрывшего алгоритм обучения нейронных сетей, известный как алгоритм обратного распространения ошибки.

Что же такое ИНС? В простейшем случае она представляет собой, подобно сети нервных клеток, упорядоченную по слоям совокупность элементов, называемых нейронами (рис.1).

Нейроны из разных слоев соединяются между собой связями так, чтобы каждый нейрон из последующего слоя получал сигналы от всех нейронов предыдущего слоя. Сигналы  $x_i$ , поступающие на вход каждого нейрона (рис.2), суммируются  $s = \sum_{i=1}^n w_i x_i + w_0$ , где  $w_0$  — смещение;  $w_i$  — вес  $i$ -й связи, и затем преобразуются в выходной сигнал нейрона в соответствии с выбранной активационной функцией  $z = f(s)$ . В боль-

шинстве случаев при решении задач управления активационные функции нейронов входного и выходного слоев являются линейными, а нейронов скрытого слоя — нелинейными. Таким образом, входной слой ИНС воспринимает вектор входных сигналов  $x = (x_1, x_2, \dots, x_n)$  и формирует сигнал  $z = (z_1, z_2, \dots, z_m)$  на нейронах скрытого слоя. Вектор выходов нейронной сети  $y = (y_1, y_2, \dots, y_m)$  снимается с выходного слоя.

При работе с сетью различают два принципиально различных режима — обучение и работу. При обучении нейронной сети на ее вход подается некоторый тренировочный вектор входных сигналов, а значения весов связей  $w_i$  и сдвигов  $w_0$  нейронов скрытого и выходного слоев варьируются до тех пор, пока сеть не научится отображать некоторый набор  $N$  тренировочных входных векторов в набор желаемых выходных. Для оценки качества работы сети обычно используется сумма квадратов ошибок  $E$  по выходам ИНС для всех тренировочных сигналов:

$$E = \sum_{j=1}^N \| \mathbf{d}_j - \mathbf{y}_j \|^2, \quad (1)$$

где норма  $\| \cdot \|$  — евклидова;  $d_j, y_j$  —  $j$ -е значение вектора желаемых и фактических выходов сети, соответственно.

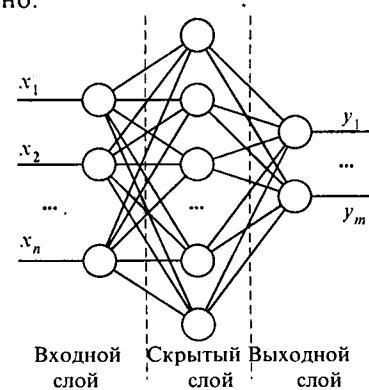


Рис.1. Схема трехслойной ИНС

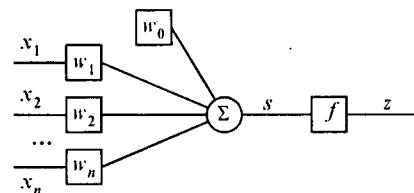


Рис.2. Модель нейрона

Если удается настроить сеть так, чтобы  $E$  не превышала некоторое значение одновременно для всех совокупностей входных сигналов, процесс обучения полагают законченным, после чего параметры сети фиксируют, а саму сеть считают готовой к работе. Благодаря обучению сеть приобретает способность различать не только тренировочные сигналы, предъявленные в процессе обучения, но также хорошо справляться с любыми другими допустимыми сигналами, классифицируя их по совокупностям признаков.

### Нейросетевые технологии в управлении

На рис.3 показана схема использования нейроконтроллера для управления объектом по командам  $U_3(k)$ , в дискретные моменты времени [4]. А обучение самого нейроконтроллера непосредственно по входным и выходным данным объекта может быть произведено с помощью схем, представленных на рис.4.

Цель обучения — приданье нейроконтроллеру способности вырабатывать последовательность управляющих воздействий  $U(k)$ , переводящую объект из произвольного начального состояния в заданное конечное состояние за конечное число шагов. Алгоритм обратного распространения ошибки вполне годится для этой цели, но он требует информации об ошибке на выходном слое ИНС.

Для получения такой информации в схеме на рис.4,а предусмотрена обратный нейроэмиттер объекта, с помощью которого выделяется эквивалентная ошибка, соответствующая ошибке на входе объекта. Иначе говоря, его роль сводится к преобразованию ошибки на выходе объекта в выходной сигнал на выходе нейроконтроллера. После однократного обучения нейроконтроллера вся процедура повторяется для случайно выбранного начального состояния снова и снова, пока параметры сети не сойдутся к значениям, удовлетворяющим любые начальные условия.

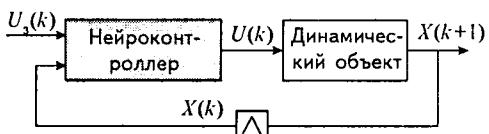


Рис.3. Управление объектом при помощи нейроконтроллера

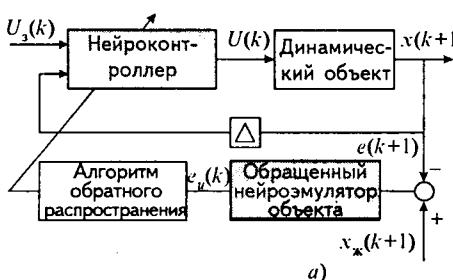


Рис. 4. Схемы обучения нейроконтроллера:

а — при помощи алгоритма обратного распространения ошибки; б — применение генетического алгоритма для оптимизации параметров нейроконтроллера

Один из недостатков алгоритма обратного распространения ошибки заключается в том, что по своей сути он является локальной оптимизирующей процедурой. Вместе с тем, ошибка, вычисляемая по (1), используемая для оценки качества ИНС, является, в силу достаточно большого числа определяемых параметров сети, многоэкстремальной функцией параметров сети, поэтому для поиска ее минимума требуется, соответственно, глобальный метод. Вот почему в последнее время все большее внимание уделяется применению для тренировки ИНС генетических алгоритмов (ГА) — эффективных методов глобальной оптимизации, заимствующих у Природы механизмы рекомбинирования генетической информации, обеспечивающие адаптационные перестройки внутри популяции. Сочетание этих двух вычислительных технологий (ИНС и ГА) рассматривается сегодня как потенциальный источник будущего прогресса в сфере эволюционного моделирования. Кроме присущей ему глобальности, ГА, как тренировочная процедура, обладает тем преимуществом по сравнению с алгоритмом обратного распространения ошибки, что он способен тренировать нейроконтроллер сразу по выходным характеристикам объекта, как это показано на рис.4,б [5].

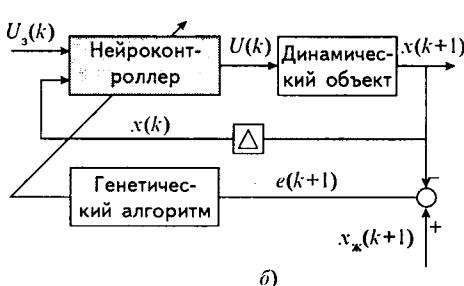
### Управление электроприводом

Использование ИНС и ГА в электроприводе проиллюстрируем на примерах решения задачи устранения фрикционных автоколебаний в электромеханических системах с нелинейной нагрузкой типа пары трения. В одномассовой и особенно двухмассовой системах с упругим кинематическим звеном подобные колебания могут возникать при нахождении рабочей точки на «падающем» участке характеристики трения.

#### Одномассовая электромеханическая система

Структурная схема одномассовой системы с нейроконтроллером и нелинейной нагрузкой типа пары трения [6] представлена на рис. 5.

Применение нейроконтроллера позволяет решить рассматриваемую задачу, используя одну обратную связь по легко измеряемой координате, причем, кроме устойчивости, обеспечить требуемые ограничения по координатам электропривода и качество переходных процессов. Сущность синтеза нейроконтроллера заключается в определении значений сдвигов и ве-



совых коэффициентов нейронов входного, скрытого и выходного слоев. Первоначально, произвольно, были заданы диапазоны изменения параметров сети в диапазоне  $[-0,5; +0,5]$ , а также установлен исходный размер популяции, т.е. сочетаний значений параметров нейронной сети. Значения указанных величин выбираются таким образом, чтобы при последующем оп-

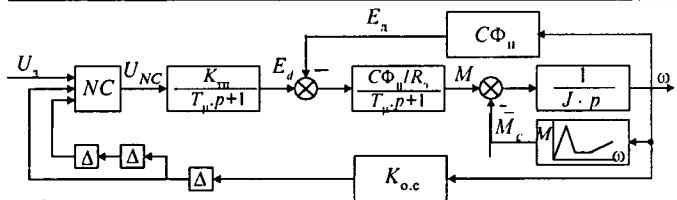


Рис.5. Структурная схема электропривода с нейроконтроллером и нагрузкой типа пара трения

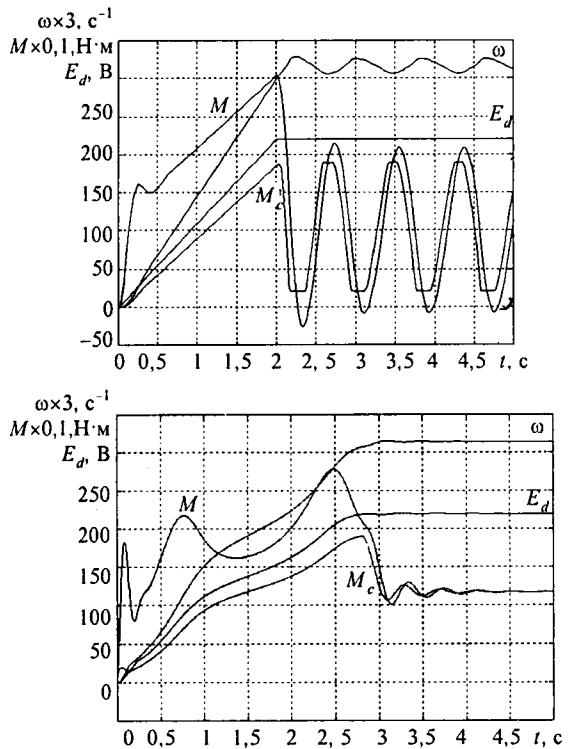


Рис.6. Переходные процессы в разомкнутой одномассовой электромеханической системе (а) и в системе с нейроконтроллером (б)

ределении сочетаний значений весовых коэффициентов и сдвигов нейронов обеспечить достаточно большое число вариантов этих сочетаний («особей»), среди которых заключен оптимальный или близкий к нему вариант. Каждое сочетание значений весовых коэффициентов определялось стохастически, с помощью компьютера по специально разработанной программе. После подбора исходных значений весовых коэффициентов были промоделированы динамические режимы исследуемой системы и отобраны «родители» для нахождения последующих вариантов сочетаний значений весовых коэффициентов («потомков»), обеспечивающих лучшие динамические показатели по сравнению с другими вариантами. Критерием отбора «потомков» была принадлежность к наименьшим значениям интеграла среднеквадратичной ошибки за 10 с переходного процесса. При получении новых, принимаемых к рассмотрению вариантов весовых значений, использовались генетические операторы: кроссовер, мутация и инверсия. В

дальнейшем, процесс отбора «потомков», обеспечивающих наилучшие динамические показатели, многократно повторялся по изложенному алгоритму.

В результате была получена устойчивая система, переходный процесс которой представлен на рис.6,б. Как видно из временной диаграммы, автоколебательный процесс устранен, а динамические показатели качества достаточно приемлемы. Для сравнения на рис.6,а приведен переходный процесс в системе без нейроконтроллера.

#### Двухмассовая электромеханическая система

Так как наиболее часто последствия фрикционных автоколебаний проявляются в виде поломок кинематических звеньев, расчетная схема которых может быть представлена в виде двухмассовой системы с упругой кинематической связью, то целесообразно рассмотреть задачу построения нейросетевой системы управления именно для такого класса электромеханических систем [7]. Рассмотрим двухмассовую электромеханическую систему с нейроконтроллером, структурная схема которой в обобщенных параметрах представлена на рис.7. Здесь  $p_* = p \cdot \Omega_{1,2}$  — безразмерный оператор дифференцирования;  $\gamma = \frac{J_1 + J_2}{J_1}$  — коэффициент инерции системы;  $T_{\mu_1*} = \frac{J_1}{B} \cdot \Omega_{1,2}$  — безразмерная электромеханическая постоянная времени;  $v = \Omega_{1,2}^2 / \Omega_{\text{эм}}^2$  — отношение квадратов частот не демпфированного механического резонанса и электромеханического резонанса;  $b$  — отношение жесткости механической характеристики нагрузки к модулю жесткости механической характеристики электродвигателя. Данный набор относительных, безразмерных параметров, полностью характеризуют динамические свойства описываемой системы.

Преимуществом такой формы представления модели систем, по сравнению с традиционной, является возможность получить законы управления для объектов с различными значениями физических параметров.

Решение задачи устранения фрикционных автоколебаний и обеспечение заданных показателей качества регулирования с помощью нейросетевого управления проиллюстрируем на примере системы с параметрами  $T_{\mu_1*} = 8$ ,  $\gamma = 1,1$ ,  $v = 0,9$ ,  $b = -0,2$ . Выполним нейроконтроллер на базе трехслойной прямонаправленной сети типа многослойный перцептрон с тангенциальными активационными функциями нейронов скрытого слоя и линейными входными и выходными нейронами. Попытка решения задачи синтеза нейросетевой системы управления в рамках схемы с одной обратной связью по скорости последней массы, использовавшейся для одномассовых электромеханических систем, оказалась неудачной. Особенностью данной двухмассовой электромеханической системы является ее неустойчивость в разомкнутом состоянии при любых управляющих сигналах, в отличие от одномассовой модели, рассмотренной выше, которая при некоторых входных сигналах была устойчива. Поэтому, ни при каких вариантах размера

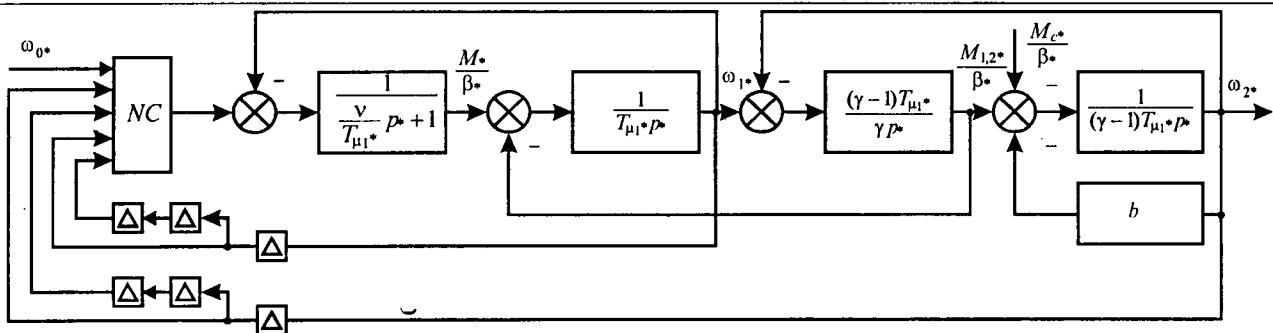


Рис.7. Структурная схема двухмассовой электромеханической системы с отрицательным вязким трением в обобщенных параметрах

скрытого слоя нейроконтроллера и количествах задержек обратной связи систему управления не удалось сделать устойчивой.

Для решения поставленной задачи было предложено ввести в нейросетевую систему управления две обратные связи по скорости первой и второй массы. Благодаря этому, нейроконтроллер получает информацию, позволяющую ему обнаруживать и устранять фрикционные автоколебания скорости и момента. По каждой обратной связи были введены два элемента задержки. Таким образом, на входной слой нейроконтроллера, состоящий из 5 нейронов, поступают сигнал задания и четыре значения сигналов обратных связей в дискретные моменты времени. Размер скрытого слоя нейроконтроллера был выбран равным 10 нейронам, выходной слой состоит из одного нейрона, который выдает сигнал управления электромеханической системой.

Рабочий диапазон входных сигналов нейросетевой системы управления равен  $[-1, +1]$ , поэтому для синтеза нейроконтроллера использовались скачкообразные сигналы амплитуд  $-1, -0,5, 0, 0,5$ , и  $1$ . Синтез нейроконтроллера выполнялся с помощью генетического алгоритма в процессе минимизации интегрального критерия качества  $F$ :

$$F = \frac{1}{N t_p} \sum_{j=1}^{N t_p} \left( e_j + \frac{k}{|e_j| + \epsilon} \frac{de_j}{dt} \right)^2 dt,$$

$$e_j = ((\omega_3)_j - \omega_2)^2 t^2, \quad (2)$$

где  $e$  — ошибка по выходной координате;  $N$  — количество тестовых сигналов;  $t_p$  — время переходного процесса;  $\epsilon$  — малая положительная постоянная, принятая  $0,01$ ;  $(\omega_3)_j$  —  $j$ -й тестовый сигнал (задание на скорость);  $\omega_2$  — скорость второй массы;  $k$  — масштабный коэффициент, лежащий в пределах  $10$ — $1000$ .

На рис.8,б представлен переходный процесс в описанной электромеханической системе. Для сравнения на рис.8,а показан переходный процесс в разомкнутой системе, т.е. без нейроконтроллера.

Результаты выполненных исследований показывают, что с помощью нейронных сетей в рамках раз-

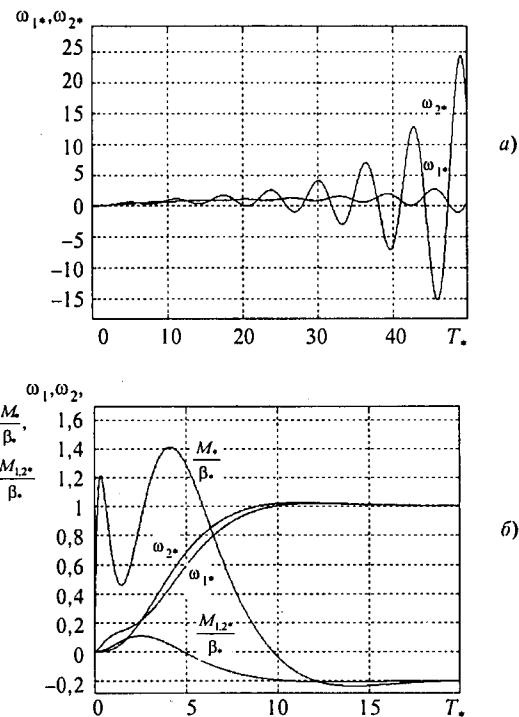


Рис. 8. Переходные процессы в разомкнутой двухмассовой электромеханической системе (а) и в системе с нейроконтроллером (б)

работанной методики синтеза нейросетевых систем управления удается решать задачу устранения упругих фрикционных автоколебаний в двухмассовой электромеханической системе с нагрузкой типа пара трения.

#### Список литературы

- McCulloch W.S., Pitts W. A logical calculus of ideas imminent in nervous activity // Bulletin Mathematical Biophysics. 1943. S. P.115—133 (имеется перевод: Дж.Маккаллок, У.Питтс. Логическое исчисление идей, относящихся к нервной деятельности //Автоматы. М.: Иностр. лит., 1956).
- Rosenblatt F. The perceptron: A probabilistic model for information storage and organization in the brain//Psychological Review. 1958. 65. P.386—407.
- Rumelhart D.E., Hinton G.E., Williams R.J. Learning internal representation by error propagation//In: D.E.Rumelhart and

J.L. McClelland (Eds.) *Parallel Distributed Processing, Vol. I Foundations*. Cambridge, MA: MIT Press. 1986. P.318—362.

4. Narendra K.S., Parthasarathy K. Identification and control of dynamical systems using neural networks//IEEE Trans. on Neur. Net.. 1990. Vol.1. № 1. P. 4—27.

5. Вороновский Г. К., Махотило К. В., Петрапов С. Н., Сергеев С. А. Генетические алгоритмы, искусственные нейронные сети и проблемы виртуальной реальности. Харьков: Основа, 1997.

6. Клепиков В. Б., Махотило К. В., Обруч И. В. Синтез нейросетевой системы управления одномассовой электромеханической системы с отрицательным вязким трением при ограничении координат электропривода // Тр. конф. «Проблемы автоматизированного электропривода. Теория и практика», Крым, Алушта, 15—20 сент. 1997. Харьков: Основа, 1997. С. 19—21.

7. Клепиков В. Б., Махотило К. В., Обруч И. В., Камаль Наджи. Нейросетевая система управления электромеханической системой с отрицательным вязким трением // Проблемы автоматизированного электропривода. Теория и практика. Вестник ХГПУ, специальный выпуск. Харьков: ХГПУ, 1998. С. 378—380.



Клепиков Владимир Борисович — доктор технических наук, профессор, заведующий кафедрой "Автоматизированные электромеханические системы" Харьковского государственного политехнического университета. Окончил электромашиностроительный факультет Харьковского политехнического института в 1961 г. В 1989 г. защитил докторскую диссертацию "Динамика электромеханических систем с отрицательным вязким трением" в Московском энергетическом институте.

Сергеев Сергей Александрович — кандидат технических наук, докторант кафедры "Автоматизированные электромеханические системы" Харьковского государственного политехнического университета. Окончил физико-технический факультет Харьковского политехнического института в 1982 г. В 1993 г. защитил кандидатскую диссертацию «Оптимизация высокоскоростного наземного транспорта на магнитной подвеске» в С.-Петербургском государственном техническом университете.



Махотило Константин Владимирович — кандидат технических наук, ассистент кафедры "Автоматизированные электромеханические системы" Харьковского государственного политехнического университета. Окончил инженерно-физический факультет Харьковского государственного политехнического университета в 1995 г. В 1998 г. защитил кандидатскую диссертацию «Разработка методик эволюционного синтеза нейросетевых компонентов систем управления» в Харьковском государственном политехническом университете.



Обруч Игорь Владимирович — аспирант кафедры "Автоматизированные электромеханические системы". Окончил электромашиностроительный факультет Харьковского государственного политехнического университета в 1995 г.

## Топологический синтез и упрощение сложных схем высокого порядка с использованием цепных дробей

В.Т.ДОЛБНЯ, доктор техн. наук, проф.

Харьковский ГПУ

Рассмотрено выполняемое в аналитическом виде разложение в цепную дробь передаточных функций сложных электрических цепей и систем. Приближенные значения цепной дроби приводят к передаточным функциям пониженного порядка, которые довольно близко совпадают с исходной функцией высокого порядка. Показано, как использовать полученные приближения для топологического синтеза более простых цепей или систем, практически не отличающихся по своим качественным показателям от исходной цепи или системы.

При анализе сложных систем, в частности, автоматизированных электроприводов, возникают проблемы, обусловленные высоким порядком характеристического полинома, описывающего поведение данной системы. Численный расчет с использованием ЭВМ трудностей, как правило, не представляет, но он мало пригоден для анализа, когда требуется выяснить влияние на работу системы отдельных ее звеньев. В этом случае желательно было бы выразить нули и полюсы исследуемой функции в аналитическом виде, но средства математики в этом случае помочь оказать не смогут. Если корни уравнений третьего и четвертого порядков могут быть в принципе найдены аналитически, да и то в таком виде, который для анализа совершенно непригоден, то для

уравнений более высокого порядка аналитического решения просто не существует.

Возможны два пути разрешения отмеченных трудностей.

1. Попытаться с возможно меньшей погрешностью видоизменить схему или передаточную функцию системы таким образом, чтобы характеристический полином был бы разложим на множители<sup>2</sup> в аналитическом виде.

2. Опираясь на принцип академика А. Ю. Ишлинского, желательно найти способ понизить порядок исследуемого полинома до третьего или второго, когда он поддается аналитическому анализу. В случае успеха можно попытаться по упрощенной передаточной функции пониженного порядка синтезировать

более простую схему, которая на практике способна будет заменить исходную, что было бы желательно со всех точек зрения.

Первый из этих путей уже применялся на практике<sup>1</sup> и здесь рассматриваться не будет.

Для осуществления второго немалую помощь может оказать разложение исследуемой функции в цепную дробь.

Цепные дроби широко используются в математике для нахождения приближений рациональных, иррациональных и трансцендентных числовых величин. Попытки применения цепных дробей для упрощения функций также имели место, но были описаны лишь для функций с числовыми коэффициентами.

В настоящей работе излагается методика применения цепных дробей к функциям, выраженным в аналитическом виде.

Пусть мы располагаем передаточной функцией какой-либо системы в виде рациональной дроби:

$$F(p) = \frac{b_1 p^n + b_2 p^{n-1} + \dots + b_n p + b_{n+1}}{a_1 p^m + a_2 p^{m-1} + \dots + a_m p + a_{m+1}},$$

где  $m \geq n$ ; примем для определенности  $m = n + 1$ .

Представив функцию в виде:

$F(p) = \frac{a_1 p^m + \dots + a_{m+1}}{b_1 p^n + \dots + b_{n+1}}$ , выделим из неправильной в общем случае дроби знаменателя целую часть в виде бинома первой степени:

$$\frac{a_1}{b_1} p + \left( a_2 - a_1 \frac{b_2}{b_1} \right) \frac{1}{b_1}.$$

Остаток от деления  $(m-2)$ -й степени

$\left[ a_3 - a_1 \frac{b_3}{b_1} - \frac{b_2}{b_1} \left( a_2 - a_1 \frac{b_2}{b_1} \right) \right] p^{m-2} + \dots$  представим в виде

$$c_1 p^{m-2} + c_2 p^{m-3} + \dots + c_{m-2} p + c_{m-1},$$

где

$$c_1 = a_3 - a_1 \frac{b_3}{b_1} - \frac{b_2}{b_1} \left( a_2 - a_1 \frac{b_2}{b_1} \right); \quad c_2 = a_4 - a_1 \frac{b_4}{b_1} - \frac{b_3}{b_1} \left( a_2 - a_1 \frac{b_2}{b_1} \right);$$

$$c_{m-2} = a_m - a_1 \frac{b_m}{b_1} - \frac{b_{m-1}}{b_1} \left( a_2 - a_1 \frac{b_2}{b_1} \right); \quad c_{m-1} = a_{m+1} - \frac{b_m}{b_1} \left( a_2 - a_1 \frac{b_2}{b_1} \right).$$

Частное  $\frac{a_1}{b_1} p + \left( a_2 - a_1 \frac{b_2}{b_1} \right) \frac{1}{b_1}$  является первым членом будущей цепной дроби.

Продолжая разложение, получаем:

$$F(p) = \frac{1}{\frac{a_1}{b_1} p + \left( a_2 - a_1 \frac{b_2}{b_1} \right) \frac{1}{b_1}} + \frac{1}{\frac{b_1}{c_1} p + \left( b_2 - b_1 \frac{c_2}{c_1} \right) \frac{1}{c_1}} +$$

$$+ \frac{1}{\frac{c_1}{d_1} p + \left( c_2 - c_1 \frac{d_2}{d_1} \right) \frac{1}{d_1}} + \frac{1}{\frac{x_1}{y_1} p + \left( x_2 - x_1 \frac{y_2}{y_1} \right) \frac{1}{y_1}} + \frac{1}{\frac{y_1}{z_1} p + \left( y_2 - y_1 \frac{z_2}{z_1} \right) \frac{1}{z_1}}$$

Здесь

$$d_1 = b_3 - b_1 \frac{c_3}{c_1} - \frac{c_2}{c_1} \left( b_2 - b_1 \frac{c_2}{c_1} \right);$$

$$d_2 = b_4 - b_1 \frac{c_4}{c_1} - \frac{c_3}{c_1} \left( b_2 - b_1 \frac{c_2}{c_1} \right);$$

$$d_{m-3} = b_{m-1} - b_1 \frac{c_{m-1}}{c_1} - \frac{c_{m-2}}{c_1} \left( b_2 - b_1 \frac{c_2}{c_1} \right);$$

$$d_{m-2} = b_m - \frac{c_{m-1}}{c_1} \left( b_2 - b_1 \frac{c_2}{c_1} \right)$$

и т.д.

Для получения приближенного значения функции следует остановиться на желаемом члене цепной дроби, отбросив все последующие.

Пусть рассматриваемая функция имеет пятый порядок ( $m = 5, n = 4$ ).

$$F(p) = \frac{b_1 p^4 + b_2 p^3 + b_3 p^2 + b_4 p + b_5}{a_1 p^5 + a_2 p^4 + a_3 p^3 + a_4 p^2 + a_5 p + a_6}.$$

Тогда ее разложение в цепную дробь будет иметь следующий вид:

$$F(p) = \frac{1}{\frac{a_1}{b_1} p + \left( a_2 - a_1 \frac{b_2}{b_1} \right) \frac{1}{b_1}} + \frac{1}{\frac{b_1}{c_1} p + \left( b_2 - b_1 \frac{c_2}{c_1} \right) \frac{1}{c_1}} + \dots + \frac{1}{\frac{c_{m-2}}{d_{m-2}} p + \left( c_{m-1} - c_{m-2} \frac{d_{m-1}}{d_{m-2}} \right) \frac{1}{d_{m-2}}}, \quad (1)$$

где

$$c_1 = a_3 - a_1 \frac{b_3}{b_1} - \frac{b_2}{b_1} \left( a_2 - a_1 \frac{b_2}{b_1} \right); \quad c_3 = a_5 - a_1 \frac{b_5}{b_1} - \frac{b_4}{b_1} \left( a_2 - a_1 \frac{b_2}{b_1} \right);$$

$$c_2 = a_4 - a_1 \frac{b_4}{b_1} - \frac{b_3}{b_1} \left( a_2 - a_1 \frac{b_2}{b_1} \right); \quad c_4 = a_6 - \frac{b_5}{b_1} \left( a_2 - a_1 \frac{b_2}{b_1} \right);$$

$$d_1 = b_3 - b_1 \frac{c_3}{c_1} - \frac{c_2}{c_1} \left( b_2 - b_1 \frac{c_2}{c_1} \right); \quad f_1 = c_3 - c_1 \frac{d_3}{d_1} - \frac{d_2}{d_1} \left( c_2 - c_1 \frac{d_2}{d_1} \right);$$

$$d_2 = b_4 - b_1 \frac{c_4}{c_1} - \frac{c_3}{c_1} \left( b_2 - b_1 \frac{c_2}{c_1} \right); \quad f_2 = c_4 - c_1 \frac{d_4}{d_1} - \frac{d_3}{d_1} \left( c_2 - c_1 \frac{d_2}{d_1} \right);$$

$$d_3 = b_5 - \frac{c_5}{c_1} \left( b_2 - b_1 \frac{c_2}{c_1} \right); \quad g_1 = d_3 - \frac{f_2}{f_1} \left( d_2 - d_1 \frac{f_1}{f_2} \right).$$

<sup>1</sup> Долбия В.Т., Сокол Е.И. Исследование переходных процессов в преобразователях путем отображения на комплексную плоскость. Харьков: Вища школа, 1988.

Чтобы найти из цепной дроби первое приближение  $\tilde{F}_1(p)$  функции  $F(p)$  с понижением ее порядка на единицу, отбросим последний, пятый, член. Последовательно выполняя свертку оставшейся части, получаем выражение для приближенной функции:

$$F_1(p) = k \left[ \frac{b_1 p^3 + \gamma p^2 + \nu}{a_1 p^4 + \left( a_2 - a_1 \frac{f_2}{f_1} \right) p^3 + \left[ \frac{\gamma}{b_1} \left( a_2 - a_1 \frac{b_2}{b_1} \right) + \eta \frac{a_1}{b_1} + c_1 \right] p^2 + \left[ \frac{\eta}{b_1} \left( a_2 - a_1 \frac{b_2}{b_1} \right) + \nu \frac{a_1}{b_1} + \delta \right] p + \frac{\nu}{b_1} \left( a_2 - a_1 \frac{b_2}{b_1} \right) + \epsilon \right]} \right], \quad (2)$$

где

$$\gamma = b_2 - b_1 \frac{f_2}{f_1}; \quad \eta = \frac{\delta}{c_1} \left( b_2 - b_1 \frac{c_2}{c_1} \right) + \epsilon \frac{b_1}{c_1} + d_1; \quad \delta = c_2 - c_1 \frac{f_2}{f_1};$$

$$\epsilon = \left( c_2 - c_1 \frac{d_2}{d_1} \right) \left( \frac{d_2}{d_1} - \frac{f_2}{f_1} \right) + f_1; \quad \nu = \frac{\epsilon}{c_1} \left( b_2 - b_1 \frac{c_2}{c_1} \right) + d_2 - d_1 \frac{f_2}{f_1}.$$

Для более полной оценки эффективности метода найдем и все менее точные приближения. Так, выполняя последовательно две свертки цепной дроби (1), у которой отброшены два последних члена, получаем

$$F_2(p) = k \left[ \frac{b_1 p^2 + \left( b_2 - \frac{d_2}{d_1} \right) p + \left( \frac{c_2}{c_1} - \frac{d_2}{d_1} \right) \left( b_2 - b_1 \frac{c_2}{c_1} \right) + d_1}{a_1 p^3 + \left( a_2 - a_1 \frac{d_2}{d_1} \right) p^2 + \left( \left( a_2 - a_1 \frac{b_2}{b_1} \right) \left( \frac{b_2}{b_1} - \frac{d_2}{d_1} \right) + a_1 \left( \frac{c_2}{c_1} - \frac{d_2}{d_1} \right) \left( \frac{b_2}{b_1} - \frac{c_2}{c_1} \right) + \frac{a_1}{b_1} d_1 + c_1 \right) p + \left( a_2 - a_1 \frac{b_2}{b_1} \right) \left( \left( \frac{b_2}{b_1} - \frac{c_2}{c_1} \right) \left( \frac{c_2}{c_1} - \frac{d_2}{d_1} \right) + \frac{d_1}{b_1} \right) + c_2 - c_1 \frac{d_2}{d_1} \right] \right]. \quad (3)$$

Третье приближение находим, свертывая первые два члена цепной дроби (1)

$$F_3(p) = k \frac{b_1 p + b_2 - b_1 \frac{c_2}{c_1}}{a_1 p^2 + \left( a_2 - a_1 \frac{c_2}{c_1} \right) p + \left( \frac{b_2}{b_1} - \frac{c_2}{c_1} \right) \left( a_2 - a_1 \frac{b_2}{b_1} \right) + c_1}. \quad (4)$$

И, наконец, последнее, четвертое, приближение находится непосредственно из первого члена цепной дроби:

$$F_4(p) = k \frac{b_1}{a_1 p + a_2 - a_1 \frac{b_2}{b_1}}. \quad (5)$$

Мы получили четыре приближенных значения функции пятого порядка в общем виде. Рассмотрим теперь правомочность этих приближений на конкретном примере электрической цепи пятого порядка. Поскольку любая система может быть представлена эквивалентной электрической схемой, полученные результаты и выводы носят общий характер.

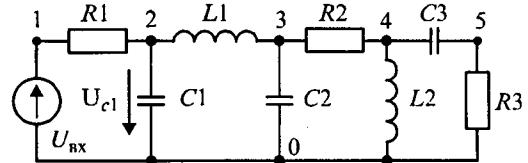


Рис.1.

Пусть имеется цепь (рис.1) с параметрами:  $R_1 = 10 \text{ Ом}$ ;  $R_2 = 20 \text{ Ом}$ ;  $R_3 = 40 \text{ Ом}$ ;  $C_1 = 2 \cdot 10^{-6} \text{ Ф}$ ;  $C_2 = 5 \cdot 10^{-6} \text{ Ф}$ ;  $C_3 = 8 \cdot 10^{-6} \text{ Ф}$ ;  $L_1 = 10^{-3} \text{ Гн}$ ,  $L_2 = 2 \cdot 10^{-3} \text{ Гн}$ .

Допустим, нас интересует передаточная функция

$$F(p) = \frac{U_{cl}(p)}{U_{bx}(p)} = k \frac{b_1 p^4 + b_2 p^3 + b_3 p^2 + b_4 p + b_5}{a_1 p^5 + a_2 p^4 + a_3 p^3 + a_4 p^2 + a_5 p + a_6}. \quad (6)$$

Для удобства коэффициенты полиномов числителя и знаменателя преобразуем таким образом, чтобы  $a_1 = b_1 = 1$ , тогда  $k = 1/(C_1 R_1)$ , а остальные коэффициенты выразятся через параметры схемы следующим образом:

$$a_1 = 1;$$

$$a_2 = \frac{C_2 C_3 L_2 (R_2 + R_3) + C_1 C_3 L_2 R_1 + C_1 C_2 L_2 R_1 + C_1 C_2 C_3 R_1 R_2 R_3}{C_1 C_2 C_3 L_2 R_1 (R_2 + R_3)} =$$

$$= 62083, (3) \frac{1}{c};$$

$$a_3 = \frac{C_3 L_4 L_2 + C_2 L_4 L_2 + C_2 C_3 L_2 R_1 (R_2 + R_3) + C_2 C_3 L_4 R_2 R_3 +}{C_1 C_2 C_3 L_4 L_2 R_1 (R_2 + R_3)} \rightarrow$$

$$\rightarrow \frac{C_1 C_3 L_2 R_1 (R_2 + R_3)}{C_1 C_2 C_3 L_4 L_2 R_1 (R_2 + R_3)} + \frac{C_1 C_3 L_4 R_1 R_3 + C_1 C_2 L_4 R_1 R_2}{C_1 C_2 C_3 L_4 L_2 R_1 (R_2 + R_3)} =$$

$$= 1,391(6) \cdot 10^9 \frac{1}{c^2};$$

$$a_4 = \frac{C_3 L_2 (R_1 + R_2 + R_3) + C_3 L_1 R_3 + C_2 L_2 R_1 + C_2 L_1 R_2 + C_1 L_2 R_1}{C_1 C_2 C_3 L_1 L_2 R_1 (R_2 + R_3)} +$$

$$+ \frac{C_1 L_1 R_1 + C_1 C_3 R_1 R_2 R_3 + C_2 C_3 R_1 R_2 R_3}{C_1 C_2 C_3 L_1 L_2 R_1 (R_2 + R_3)} = 2,2375 \cdot 10^{13} \frac{1}{c^3};$$

$$a_5 = \frac{L_1 + L_2 + C_3 R_3 (R_1 + R_2) + (C_1 + C_2) R_1 R_2}{C_1 C_2 C_3 L_1 L_2 R_1 (R_2 + R_3)} = 1,458(3) \cdot 10^{17} \frac{1}{c^4};$$

$$a_6 = \frac{(R_1 + R_2)}{C_1 C_2 C_3 L_1 L_2 R_1 (R_2 + R_3)} = 3,125 \cdot 10^{20} \frac{1}{c^5};$$

$$b_1 = 1;$$

$$b_2 = \frac{(C_2 + C_3) L_2 + C_2 C_3 R_2 R_3}{C_2 C_3 L_2 (R_2 + R_3)} = 12083, (3) \frac{1}{c};$$

$$b_3 = \frac{C_3 L_2 (R_2 + R_3) + L_1 (C_2 R_2 + C_3 R_3)}{C_2 C_3 L_1 L_2 (R_2 + R_3)} = 2,875 \cdot 10^8 \frac{1}{c^2};$$

$$b_4 = \frac{L_1 + L_2 + C_3 R_2 R_3}{C_2 C_3 L_1 L_2 (R_2 + R_3)} = 1,958(3) \cdot 10^{12} \frac{1}{c^3};$$

$$b_5 = \frac{R_2}{C_2 C_3 L_1 L_2 (R_2 + R_3)} = 4,1(6) \cdot 10^{15} \frac{1}{c^4}.$$

Для каждого коэффициента приведены и его численные значения, найденные после подстановки значений параметров. Коэффициенты сознательно приведены в практически несгруппированном виде для облегчения последующих операций с ними.

Прежде всего, представим исследуемую функцию через числовые коэффициенты и определим ее нули и полюсы для последующего сравнения с приближениями:

$$F(p) = k \frac{p^4 + 12083p^3 + 2875 \cdot 10^8 p^2 +}{p^5 + 620835p^3 + 1,3917 \cdot 10^9 p^3 + 2,2375 \cdot 10^{13} p^2 +} \\ \rightarrow + 1,9583 \cdot 10^{12} p + 4,1667 \cdot 10^{15} \\ + 1,4583 \cdot 10^{17} p + 3,125 \cdot 10^{20}.$$

Полюсы функции:  $p_{1,2} = -4914 \pm j673,4$ ;  $p_{3,4} = -6788 \pm j16801$ ;  $p_5 = -38679$ .

Нули функции:  $p_{1,2} = -2065 \pm j15258$ ;  $p_{3,4} = -3977 \pm j1326$ .

Для нахождения приближенных функций по выражениям (2), (3), (4) и (5) следует выразить через параметры схемы все коэффициенты  $c$ ,  $d$  и  $f$ , кроме  $g_1$ , который будет отброшен в первом же приближении. Одновременно будем определять и численные значения этих коэффициентов. При выполнении этой работы не следует забывать, что в исходной функции (6)  $a_1 = b_1 = 1$ .

$$c_1 = a_3 - b_3 - b_2(a_2 - b_2) = \frac{1}{C_1 L_1} = 5 \cdot 10^8 \frac{1}{c^2};$$

$$c_2 = a_4 - b_4 - b_3(a_2 - b_2) =$$

$$= \frac{L_2(C_2 + C_3) + C_2 C_3 R_2 R_3}{C_1 C_2 C_3 L_1 L_2 (R_2 + R_3)} = 6,041(6) \cdot 10^{12} \frac{1}{c^3};$$

$$c_3 = a_5 - b_5 - b_4(a_2 - b_2) =$$

$$= \frac{C_2 R_2 + C_3 R_3}{C_1 C_2 C_3 L_1 L_2 (R_2 + R_3)} = 4,375 \cdot 10^{16} \frac{1}{c^4};$$

$$c_4 = a_6 - b_5(a_2 - b_2) =$$

$$= \frac{1}{C_1 C_2 C_3 L_1 L_2 (R_2 + R_3)} = 1,041(6) \cdot 10^{20} \frac{1}{c^5};$$

$$d_1 = b_3 - \frac{c_3}{c_1} - \frac{c_2}{c_1} \left( b_2 - \frac{c_2}{c_1} \right). \text{ В данной схеме } b_2 - \frac{c_2}{c_1} = 0,$$

поэтому

$$d_1 = b_3 - \frac{c_3}{c_1} = \frac{1}{C_2 L_1} = 2 \cdot 10^8 \frac{1}{c^2};$$

$$d_2 = b_4 - \frac{c_4}{c_1} = \frac{C_3 R_2 R_3 + L_2}{C_2 C_3 L_1 L_2 (R_2 + R_3)} = 1,75 \cdot 10^{12} \frac{1}{c^3};$$

$$d_3 = b_5 = \frac{R_2}{C_2 C_3 L_1 L_2 (R_2 + R_3)} = 4,1(6) \cdot 10^{15} \frac{1}{c^4};$$

$$f_1 = c_3 - c_1 \frac{d_3}{d_1} - \frac{d_2}{d_1} \left( c_2 - c_1 \frac{d_2}{d_1} \right) =$$

$$= \frac{C_3 R_3^2 - L_2}{C_1 C_2 C_3 L_1 L_2 (R_2 + R_3)^2} = 1,875 \cdot 10^6 \frac{1}{c^4};$$

$$f_2 = c_4 - \frac{d_3}{d_1} \left( c_2 - c_1 \frac{d_2}{d_1} \right) = \frac{R_3}{C_1 C_2 C_3 L_1 L_2 (R_2 + R_3)^2} = 6,9(4) \cdot 10^{19} \frac{1}{c^5}.$$

Первое приближение в соответствии с выражением (2) найдется в виде,

$$F_1(p) = K \frac{b'_1 p^3 + b'_2 p^2 + b'_3 p + b'_4}{a'_1 p^4 + a'_2 p^3 + a'_3 p^2 + a'_4 p + a'_5}, \quad (7)$$

где

$$b'_1 = 1;$$

$$b'_2 = \frac{(C_3 R_3^2 - L_2)(C_2 R_2 R_3 + L_2)C_3 -}{C_2 C_3 L_2 (R_2 + R_3)(C_3 R_3^2 - L_2)} \\ \rightarrow - \frac{C_2 L_2 (C_3 R_2 R_3 + L_2)}{C_2 C_3 L_2 (R_2 + R_3)(C_3 R_3^2 - L_2)} = 8379,6 \frac{1}{c};$$

$$b'_3 = \frac{C_3 L_1 R_3^3 - 2 L_1 L_2 R_3 +}{C_2 L_1 L_2 (R_2 + R_3)(C_3 R_3^2 - L_2)} \\ \rightarrow + \frac{C_3 L_2 R_3^2 (R_2 + R_3) - L_2^2 (R_2 + R_3)}{C_2 C_3 L_2 (R_2 + R_3)(C_3 R_3^2 - L_2)} = 2,5432 \cdot 10^8 \frac{1}{c^2};$$

$$b'_4 = \frac{C_3^2 R_2 R_3^3 - L_2^2 + 2 C_3 L_2 R_2 R_3}{C_2 C_3 L_1 L_2 (R_2 + R_3)(C_3 R_3^2 - L_2)} = 1,0093 \cdot 10^{12} \frac{1}{c^3}.$$

$$a'_1 = 1;$$

$$a'_2 = \frac{(C_3 R_3^2 - L_2)(C_2 C_3 L_2 (R_2 + R_3) +}{C_1 C_2 C_3 L_2 R_1 (R_2 + R_3)(C_3 R_3^2 - L_2)} \\ \rightarrow \frac{C_1 L_2 R_1 (C_2 + C_3) + C_1 C_2 C_3 R_1 R_2 R_3 -}{C_1 C_2 C_3 L_2 R_1 (R_2 + R_3)(C_3 R_3^2 - L_2)} \\ - \frac{C_1 C_2 C_3 L_2 R_1 R_3 (R_2 + R_3)}{C_1 C_2 C_3 L_2 R_1 (R_2 + R_3)(C_3 R_3^2 - L_2)} = 58380 \frac{1}{c};$$

$$a'_3 = \left[ \begin{array}{l} L_1 \left\{ C_3 (C_3 R_3^2 - L_2) (C_2 R_2 R_3 + L_2) - \right. \\ \left. - C_2 L_2 (C_3 R_2 R_3 + L_2) \right\} + C_2 C_3 L_2 R_1 (R_2 + R_3) \times \\ \times (C_3 R_3^2 - L_2) + C_1 C_3 R_1 \{ C_3 L_1 R_3^3 - 2 L_1 L_2 R_3 + \right. \\ \left. + C_3 L_2 R_3^2 (R_2 + R_3) - L_2^2 (R_2 + R_3) \} \end{array} \right] = \\ = \frac{1,1733 \cdot 10^9}{C_1 C_2 C_3 L_1 L_2 R_1 (R_2 + R_3)(C_3 R_3^2 - L_2)} \frac{1}{c^2};$$

$$a'_4 = \frac{\left[ C_3 \left\{ C_3 L_1 R_3^3 - 2 L_1 L_2 R_3 + C_3 L_2 R_3^2 (R_2 + R_3) - \right. \right.}{C_1 C_2 C_3 L_1 L_2 R_1 (R_2 + R_3) (C_3 R_3^2 - L_2)} = \\ = 1,7915 \cdot 10^{13} \frac{1}{c^3}; \\ a'_5 = \frac{C_3 R_3 (C_3 R_3^2 - 2 L_2) (R_1 + R_2) - L_2^2}{C_1 C_2 C_3 L_1 L_2 R_1 (R_2 + R_3) (C_3 R_3^2 - L_2)} = 7,7623 \cdot 10^{16} \frac{1}{c^4}.$$

С численными коэффициентами первое приближение имеет вид:

$$F_1(p) = k \frac{p^3 + 8379,6p^2 + 2,5432 \cdot 10^8 p + 1,0093 \cdot 10^{12}}{p^4 + 58380p^3 + 1,1733 \cdot 10^9 p^2 + 1,7915 \cdot 10^{13} p + 7,7623 \cdot 10^{16}}.$$

Полюсы этой функции:  $p_1 = -6114$ ;  $p_{2,3} = -6793 \pm j16795$ ;  $p_4 = -38679$ ;

нули:  $p_{1,2} = -2058 \pm j15249$ ;  $p_3 = -4263$ .

Сравнение с полюсами и нулями исходной функции свидетельствует о большой точности первого приближения. Так, полюсы  $p_2$ ,  $p_3$  и  $p_4$  функции  $F_1(p)$  практически полностью совпадают с полюсами  $p_3$ ,  $p_4$  и  $p_5$  функции  $F(p)$ . В связи с понижением порядка два комплексных полюса  $F(p)$  –  $p_1$  и  $p_2$  выродились в один, довольно близко к ним расположенный вещественный полюс  $p_1$  функции  $F_1(p)$ . То же замечание относится и к нулям.

Близкое соседство полюсов и нулей свидетельствует о практическом совпадении и переходных характеристиках.

Второе приближение выглядит проще. При подстановке в (3) значений коэффициентов  $a$ ,  $b$ ,  $c$  и  $d$  получим в общем виде:

$$F_2(p) = k \frac{p^2 + \frac{1}{C_2(R_2 + R_3)} p + \frac{1}{C_2 L_1}}{\left[ p^3 + \frac{C_1 R_1 + C_2(R_2 + R_3)}{C_1 C_2 R_1 (R_2 + R_3)} p^2 + \right.} \quad (8) \\ \left. + \frac{L_1 + R_1(C_1 + C_2)(R_2 + R_3)}{C_1 C_2 L_1 R_1 (R_2 + R_3)} p + \right. \\ \left. + \frac{R_1 + R_2 + R_3}{C_1 C_2 L_1 R_1 (R_2 + R_3)} \right]$$

или с численными коэффициентами

$$F_2(p) = k \frac{p^2 + 3333,3p + 2 \cdot 10^8}{p^3 + 53333p^2 + 8,6667 \cdot 10^8 p + 1,1667 \cdot 10^{13}}.$$

У этой функции полюсы:  $p_{1,2} = -7299 \pm j15745$ ;  $p_3 = -38734$ ; нули:  $p_{1,2} = -1667 \pm j14044$ .

У второго приближения нули несколько отличаются от нулей исходной функции, полюсы же отличаются в меньшей мере.

Более грубым будет третье приближение

$$F_3(p) = k \frac{p}{p^2 + \frac{1}{C_1 R_1} p + \frac{1}{C_1 L_1}} = k \frac{p}{p^2 + 5 \cdot 10^4 p + 5 \cdot 10^8}. \quad (9)$$

Здесь нуль  $p=0$ , полюсы  $p_1 = -13820$ ;  $p_2 = -36180$ . Наконец, наименее точное приближение

$$F_4(p) = k \frac{1}{p + \frac{1}{C_1 R_1}} = k \frac{1}{p + 50000} \quad (10)$$

с единственным полюсом  $p = -50000$ .

Таким образом, из исходной функции цепи (системы) пятого порядка мы получили четыре упрощенных функции в аналитическом выражении. Исходя из требований точности, нас может удовлетворить любая из них.

Перейдем теперь к схемному решению. Если нас удовлетворяет какое-либо из полученных приближений, то есть смысл заменить всю схему более простой. Это своего рода этап минимизации при решении задачи синтеза схемы по заданной передаточной функции. Здесь удобно следовать от простейшего, самого грубого приближения, к более точным.

Четвертое приближение (10) выражается функцией первого порядка и включает в себя лишь два элемента:  $R_1$  и  $C_1$ . Легко убедиться, что эта передаточная функция соответствует схеме, которая является частью исходной и может быть получена из нее простым отбрасыванием всех элементов, за исключением  $R_1$  и  $C_1$ .

Также несложно увидеть, что передаточная функция (9) третьего приближения соответствует схеме, которая содержит два реактивных элемента  $C_1$  и  $L_1$  и может быть получена из исходной закорачиванием узлов 3 и 0 (рис.1). Однако, эти приближения довольно грубые.

Второе приближение включает три реактивных элемента:  $C_1$ ,  $C_2$ ,  $L_1$ , а также резисторы  $R_1$ ,  $R_2$  и  $R_3$ . Этому приближению будет соответствовать схема, полученная из исходной путем удаления  $L_2$  и закорачивания  $C_3$ .

Второе приближение отличается от исходной функции своим установившимся значением, что легко заметить, сравнив  $F(0)$  и  $F_2(0)$  при  $p = 0$ :

$$F(0) = \frac{b_5}{a_6} = \frac{C_1 R_1 R_2}{R_1 + R_2}; \quad F_2(0) = \frac{C_1 R_1 (R_2 + R_3)}{R_1 + R_2 + R_3}.$$

Во избежание этого в упрощенной схеме следует дополнить к уже произведенным преобразованиям закоротить еще и  $R_3$  ( $R_3 = 0$ ). Тогда совпадут и установившиеся значения, а схема примет вид, приведенный на рис.2. Ее передаточная функция

$$F'_2(p) = k \frac{p^2 + \frac{1}{C_2 R_2} p + \frac{1}{C_2 L_1}}{\left[ p^3 \frac{C_1 R_1 + C_2 R_2}{C_1 C_2 R_1 R_2} p^2 + \frac{L_1 + R_1 R_2 (C_1 + C_2)}{C_1 C_2 L_1 R_1 R_2} p + \right.} \\ \left. + \frac{R_1 + R_2}{C_1 C_2 L_1 R_1 R_2} \right]$$

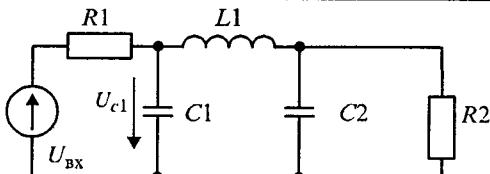


Рис.2.

или в численном виде

$$F'_2(p) = k \frac{p^2 + 10^4 p + 2 \cdot 10^8}{p^3 + 6 \cdot 10^4 p^2 + 1,2 \cdot 10^9 p + 1,5 \cdot 10^{13}}$$

с полюсами  $p_{1,2} = -10435 \pm j16566$ ;  $p_3 = -32129$  и нулями  $p_{1,2} = -5000 \pm j13229$ .

На основании полученных данных вырисовывается следующая методика преобразования сложных схем в упрощенные.

При выбранном приближении в схеме сохраняются лишь те реактивные элементы, которые войдут в упрощенную функцию, а все остальные, выражаясь языком топологии, приводятся в начальное состояние, т.е. конденсаторы закорачиваются, а катушки индуктивности удаляются. Кроме того, для выбранного приближения следует произвести дополнительные преобразования с целью совмещения установившихся значений.

Однако, используя этот прием для синтеза схемы первого приближения, наталкиваемся на неожиданный результат:

1. Первое приближение имеет четвертый порядок, а в передаточной функции присутствуют все пять реактивных элементов. Это, в общем-то, возможно, но при этом потребуется существенно изменить топологию схемы. Но не это главное.

2. Коэффициенты передаточной функции  $F_1(p)$  (7) содержат квадраты и кубы величин отдельных элементов, чего в принципе не может быть, исходя из топологических свойств цепи.

3. Практически все коэффициенты имеют отрицательные слагаемые, чего тоже не может быть в линейных цепях.

Другими словами, функция  $F_1(p)$  в том виде, как она дана в (7), физически нереализуема.

Если идти уже наметившимся путем, то первое приближение должно содержать четыре реактивных элемента из пяти. Так как во второе приближение входят элементы  $C_1$ ,  $C_2$ ,  $L_1$ , их нужно сохранить и добавить один из двух оставшихся  $L_2$  или  $C_3$ , приведя в начальное состояние оставшийся пятый реактивный элемент. Следует также совместить установившиеся значения, как это было сделано при рассмотрении функции  $F'_2(p)$ . Сравнив  $F'_1(0)$  возможных двух схем с  $F(0)$ , можно убедиться, что подойдет лишь одна из них (рис.3), коэффициенты передаточной функции которой:

$$b_1 = 1;$$

$$b_2 = \frac{L_2 + C_2 R_2 R_3}{C_2 L_2 (R_2 + R_3)} = 10^4 \frac{1}{c};$$

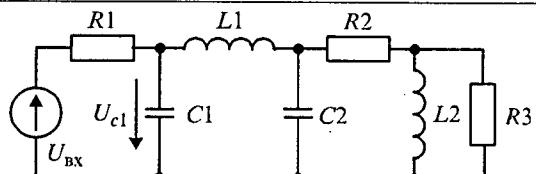


Рис.3.

$$b_3 = \frac{L_2 (R_2 + R_3) + L_1 R_3}{C_2 L_1 L_2 (R_2 + R_3)} = 2,6 \cdot 10^8 \frac{1}{c^2};$$

$$b_4 = \frac{R_2 R_3}{C_2 L_1 L_2 (R_2 + R_3)} = 1,3 \cdot 10^{12} \frac{1}{c^3};$$

$$a_1 = 1;$$

$$a_2 = \frac{C_2 L_2 (R_2 + R_3) + C_1 L_2 R_1 + C_1 C_2 R_1 R_2 R_3}{C_1 C_2 L_2 R_1 (R_2 + R_3)} = 6 \cdot 10^4 \frac{1}{c};$$

$$a_3 = \frac{\left[ L_2 (C_1 + C_2) R_1 (R_2 + R_3) + \right.}{C_1 C_2 L_1 L_2 R_1 (R_2 + R_3)} \left. + L_1 L_2 + L_1 R_3 (C_1 R_1 + C_2 R_2) \right] = 1,2(6) \cdot 10^9 \frac{1}{c^2};$$

$$a_4 = \frac{\left[ (C_1 + C_2) R_1 R_2 R_3 + L_1 R_3 + \right.}{C_1 C_2 L_1 L_2 R_1 (R_2 + R_3)} \left. + L_2 (R_1 + R_2 + R_3) \right] = 1,9(6) \cdot 10^{13} \frac{1}{c^3};$$

$$a_5 = \frac{R_3 (R_1 + R_2)}{C_1 C_2 L_1 L_2 R_1 (R_2 + R_3)} = 10^{17} \frac{1}{c^4}.$$

В численном виде

$$F'_1(p) = k \frac{p^3 + 10^4 p^2 + 2,6667 \cdot 10^8 p + 1,3333 \cdot 10^{12}}{p^4 + 6 \cdot 10^4 p^3 + 1,2667 \cdot 10^9 p^2 + 1,9667 \cdot 10^{13} p + 10^{17}}.$$

с полюсами:  $p_{1,2} = -6829 \pm j17037$ ;  $p_3 = -7677$ ;  $p_4 = -38665$  и нулями:  $p_{1,2} = -2244 \pm j15391$ ;  $p_3 = -5511$ .

На рис.4 показано расположение полюсов и нулей функций  $F(p)$ ,  $F'_1(p)$ ,  $F'_2(p)$ , а на рис.5 приведены

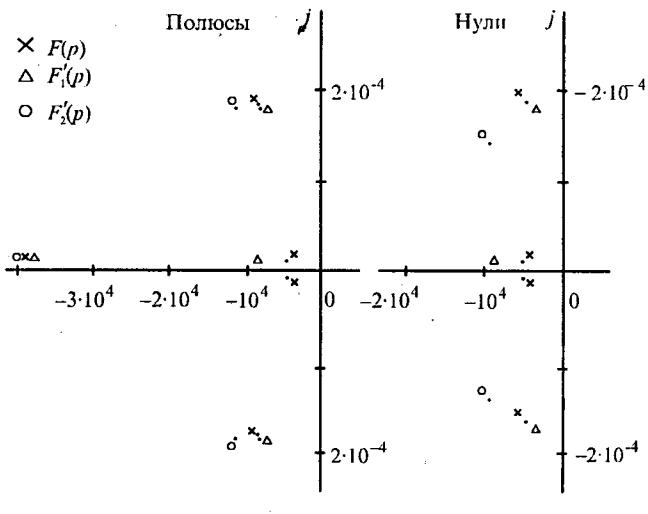


Рис.4.

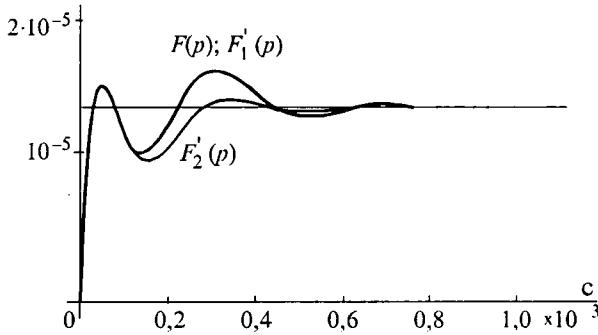


Рис.5.

переходные характеристики этих функций. Как видно, функции  $F(p)$  и  $F_1'(p)$  практически полностью совпадают.

дают, т.е. схема на рис.3 полностью заменяет исходную, имея порядок на единицу меньше. Неплохое совпадение с исходной имеет и функция цепи, приведенной на рис.2, имея третий порядок вместо пятого.

Таким образом, упрощение функций и синтез упрощенных схем при помощи цепных дробей представляется вполне возможным и целесообразным.



Долбня Виктор Тимофеевич — профессор Харьковского университета. В 1955 г. закончил электромашиностроительный факультет ХПИ. В 1979 г. защитил докторскую диссертацию в институте электродинамики АН Украины.

## Обобщенный наблюдатель для систем подчиненного регулирования скорости тиристорных электроприводов с устойчивой и неустойчивой одномассовой механической частью

Л.В.АКИМОВ, доктор техн.наук, проф., В.И.КОЛОТИЛО, инж., В.Н.ШАМАРДИНА, канд.техн.наук, доц.

Харьковский ГПУ

Синтезирован обобщенный наблюдатель состояния полного порядка с не-полностью управляемыми полюсами, имеющий упрощенную структуру и легко реализуемые коэффициенты модальной корректирующей связи. Показано, что введение его в цепь обратной связи традиционных и нетрадиционных систем подчиненного регулирования скорости электроприводов постоянного тока с устойчивой и неустойчивой одномассовой механической частью приводит к повышению на единицу порядка астатизма систем по возмущающему воздействию, что способствует увеличению их точностных характеристик при одновременном уменьшении времени восстановления скорости после ударного приложения нагрузки. Проведен анализ результатов исследования предложенных структур на математических моделях.

Известно [1], что системы подчиненного регулирования (СПР) отличаются многоконтурностью. Это, с одной стороны, способствует возможности ограничения координат, а с другой не позволяет в должной мере использовать быстродействие тиристорного преобразователя (ТП), питающего якорь двигателя (Д) или обмотку возбуждения генератора (Г). Самой быстродействующей при этом является СПР с пропорциональным регулятором скорости (П-РС) и устойчивой одномассовой механической частью (МЧ). Однако СПР с П-РС имеет существенный недостаток, связанный с наличием статической ошибки  $\Delta\omega_{ст}$ , ухудшающей точность ее функционирования.

Установка традиционных РС типа ПИ или ПИ<sup>2</sup> обеспечивает ликвидацию этой ошибки, но ухудшает быстродействие СПР за счет повышения порядка ее оператора  $n$ , который возрастает с  $n = 4$  для системы с П-РС до  $n = 6$  в случае использования ПИ<sup>2</sup>-РС. К дальнейшему увеличению порядка системы  $n$

приводит установка фильтра  $W_{\phi}(p) = (T_{\phi}p+1)^{-1}$  в цепь обратной связи по скорости, а также динамического звена компенсации  $W_k(p) = K_0(T_0p+1)(T_3p+1)^{-1}$  влияния ЭДС двигателя, включаемого в цепь обратной связи по току [2]. При наличии звеньев  $W_{\phi}(p)$  и  $W_k(p)$  электропривод ТП-Д с ПИ<sup>2</sup>-РС имеет наибольший полный порядок оператора  $n = 8$ . Этим порядком характеризуется электропривод ТП-Г-Д с СПР и П-РС.

В [3] доказано, что в случае неустойчивой одномассовой механической части электропривода ТП-Д, являющейся следствием влияния критического значения коэффициента отрицательного вязкого трения  $\beta_{с,кр} < 0$ , установка синтезированных нетрадиционных РС типа ПД с фильтром для создания статической системы ( $v = 0$ ) и ПИД-РС с фильтром для астатической ( $v = 1$ ), обусловливают порядок оператора систем, соответственно  $n = 5$  и  $n = 6$ . Это также влечет за собой потерю быстродействия.

В связи с изложенным является актуальным ис-

пользование нового способа синтеза автоматизированных электромеханических систем, в основе которых лежит принцип последовательной коррекции. Он заключается в применении метода пространства состояния, фундаментальных понятий управляемости и наблюдаемости, использовании в обратной связи систем наблюдателей состояния (НС), способствующих приданию исходным СПР электроприводов постоянного тока новых динамических свойств по точности и быстродействию. Вместе с тем, создание для СПР, по аналогии с [4], наблюдателей состояния полного порядка с полностью управляемыми полюсами характеристических полиномов приводит к чрезмерному усложнению их структуры и необходимости реализации больших коэффициентов корректирующей модальной обратной связи  $L$  в наблюдателе. Это оказывается не под силу современной аналоговой элементной базе.

Для упрощения технической реализации НС и его унификации для всех тиристорных электроприводов постоянного тока представляется целесообразным использовать в перечисленных СПР единый НС с полностью управляемыми полюсами. При этом характеристический полином  $n$ -й степени НС  $H_n(p)$  может быть представлен в виде двух полиномов [5]

$$H_n(p) = H_\gamma(p)H_j(p),$$

где  $H_\gamma(p)$  — обобщенный для всех электроприводов полином минимальной степени  $\gamma = 3$ , полюса которого распределяются желаемым образом;  $H_j(p)$  — полином  $j$ -й степени с неуправляемыми полюсами, а поэтому однозначно влияющими на характер переходных процессов в НС.

Должно выполняться равенство  $n = \gamma + j$ , что и дает основание считать данный наблюдатель полностью порядка.

Цель исследования состоит в синтезе обобщенного, с легко реализуемыми значениями коэффициентов модальной обратной связи, НС полного порядка с минимальным числом управляемых полюсов для электроприводов постоянного тока с устойчивой и неустойчивой одномассовой механической частью, позволяющего за счет введения в исходную СПР с любым типом РС обратных связей по восстановленным значениям тока двигателя  $\hat{I}$  и его скорости  $\hat{\omega}$  увеличить на единицу астатизм систем по возмущающему воздействию, что приводит не только к ликвидации статической ошибки при сохранении повышенного быстродействия в СПР с П-РС, но и к обнулению двух интегралов ошибок по скорости и ускорению изменения возмущающего воздействия в СПР с ПИ<sup>2</sup>-РС.

**Синтез обобщенного наблюдателя полного порядка с тремя управляемыми полюсами НС3**

В верхней части рис.1 и 2 приведены в общепринятых обозначениях [1,6] структуры СПР скорости электроприводов ТП-Д и ТП-Г-Д, усложненные в цепи обратной связи по току звеном компенсации

$W_\phi(p)$  влияния ЭДС двигателя на характер переходных процессов в системах, фильтром  $W_\phi(p)$  в канале обратной связи по скорости и влиянием разнополярного вязкого трения в характере нагрузки механизма с коэффициентом передачи  $\pm\beta_c$ , которое при критическом значении  $\pm\beta_{c,kp} < 0$  приводит к неустойчивой одномассовой механической части [7]. Кроме того, в трехконтурной СПР ТП-Г-Д имеется внутренний контур напряжения  $\Gamma$  с двумя дополнительными динамическими звенями: ПИ-регулятором напряжения (РН) с передаточной функцией  $W_{RN}(p)$  и апериодическим звеном генератора с  $W_G(p)$  и параметрами  $T_{v,g}$  и  $K_g$ .

Для создания обобщенного НС3 прежде всего примем, что в электронной модели СПР электропривода ТП-Г-Д внутренний оптимизированный контур напряжения может быть представлен упрощенной передаточной функцией

$$W_{0_{k,n}}(p) = \frac{1/K_{d,n}}{2T_\mu p + 1},$$

подобной передаточной функции преобразователя в электроприводе ТП-Д.

Для общности исследования введем  $K \in [K_{TP} \ 1/K_{d,n}]$ ,  $\alpha T_\mu, \alpha \in [1 \ 2]$  и обозначим передаточную функцию звена с некомпенсированной постоянной времени в виде

$$W_1(p) = \frac{K}{\alpha T_\mu p + 1},$$

где  $\alpha = 1$  для электропривода ТП-Д и  $\alpha = 2$  для системы ТП-Г-Д.

Компенсирующее влияние ЭДС двигателя на динамическое звено  $W_\phi(p)$  пропорционально-дифференцирующего действия, установленное в цепи обратной связи по току рассматриваемых электроприводов, имеет параметры [2]:

$$K_0 = 1 - \frac{2\alpha T_\mu}{T_m}; \quad T_0 = 1 - \frac{T_m T_3 - (2\alpha T_\mu)^2/2}{T_m - 2\alpha T_\mu}, \quad (1)$$

где  $T_3, T_m$  — электромагнитная и электромеханическая постоянные времени электропривода (с), подчиняющиеся условию  $T_m/T_3 < 4$  и обеспечивающие значение частоты недемпфированных колебаний в двигателе  $\Omega_{0_{DB}} = 1/\sqrt{T_m T_3}$ ,  $\text{с}^{-1}$ .

Примем, что в случае устойчивой одномассовой МЧ электропривода при  $\beta_c \geq 0$  и  $\beta_c > \beta_{c,kp} < 0$  в качестве РС может быть использован любой из традиционных регуляторов с передаточными функциями  $W_{PC}(p)$  [1,8]:

$$W_{\Pi-PC}(p) = K_{PC}; \quad W_{\Pi-PC}(p) = \frac{K_{PC}(8T_\mu p + 1)}{8T_\mu p};$$

$$W_{\Pi-PC}(p) = \frac{K_{PC}(8T_\mu p + 1)(2\gamma T_\mu p + 1)}{16\gamma T_\mu^2 p^2}, \quad (2)$$

а при неустойчивой механической части, когда

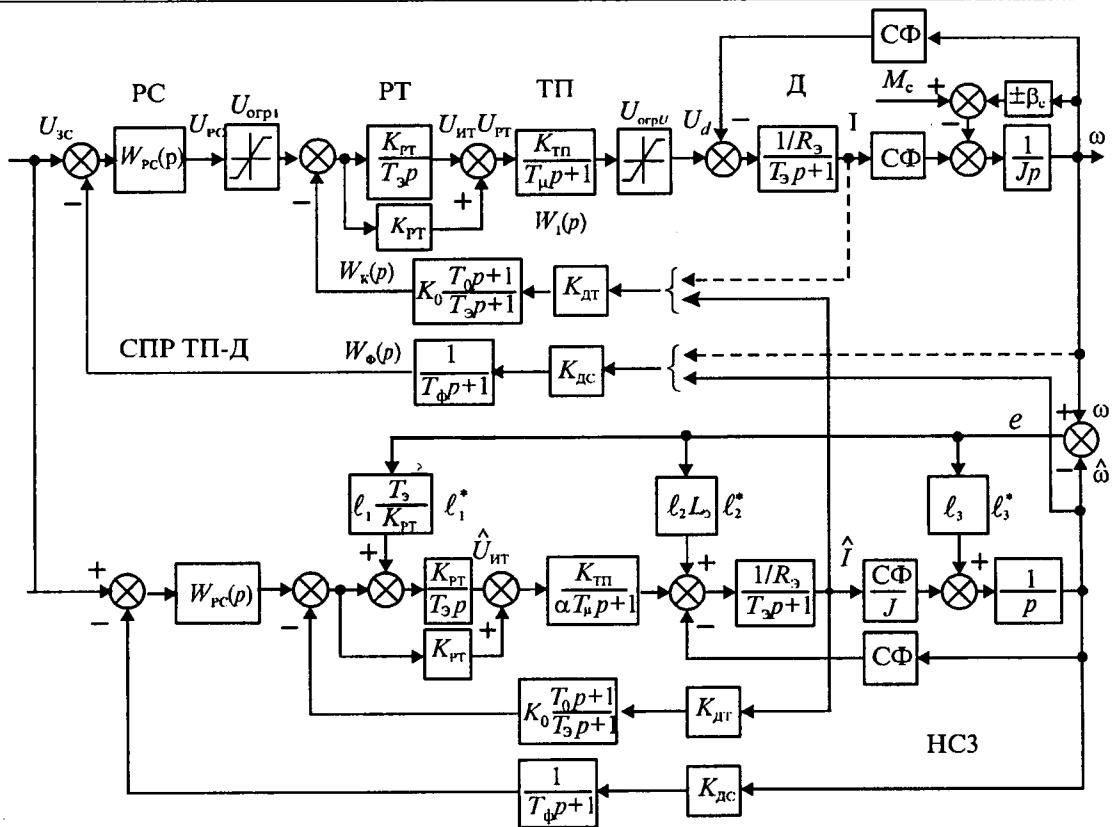


Рис.1. Структурная схема СПР скорости электропривода ТП-Д, замкнутая через обобщенный наблюдатель

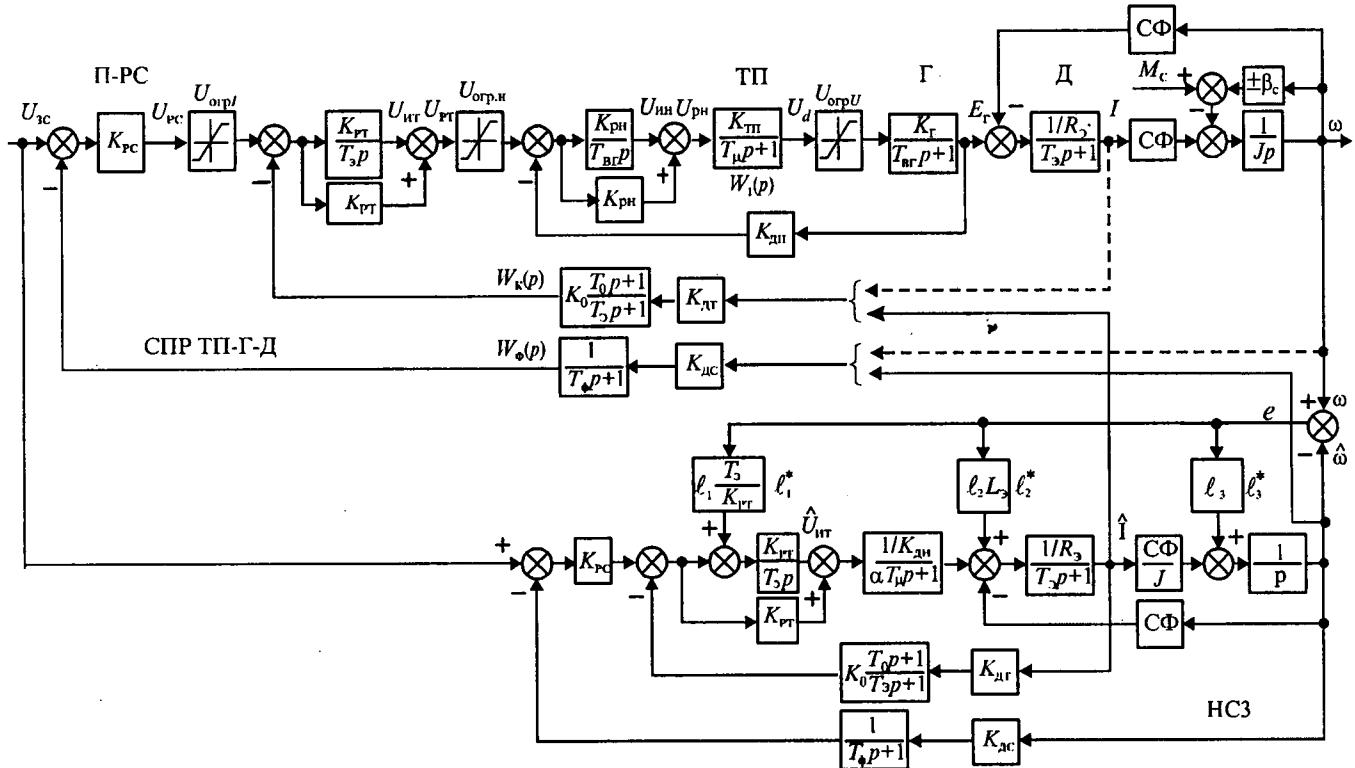


Рис.2. Структурная схема СПР скорости электропривода ТПГ-Д, замкнутая через обобщенный наблюдатель

$\beta_c \leq \beta_{c,kp} < 0$ , иметь передаточные функции  $W_{PC}(p)$ , синтезированные в [3], вида:

$$W_{\text{ПД-PC}}(p) = \frac{K_{PC2}(2T_\mu p + 1)}{T_{32}p + 1} \quad (3)$$

— для статической системы с  $v = 0$ ;

$$W_{\text{ПИД-PC}}(p) = \frac{K_{PC1}(T_1 p + 1)(2T_\mu p + 1)}{T_2 p(T_{31}p + 1)} \quad (4)$$

— для астатической системы с  $v = 1$ .

В передаточных функциях (2)–(4) коэффициенты усиления РС рассчитываются по формулам:

$$K_{PC} = \frac{T_\mu K_{DT}(C\Phi)}{4T_\mu(\alpha + \delta)R_3 K_{DC}}, \quad \delta = \frac{T_\Phi}{2T_\mu}; \quad (5)$$

$$K_{PC1} = \frac{K_{DT}|\beta_{c,kp}|}{(C\Phi)K_{DC}}, \quad K_{PC2} = \frac{m_{02}K_{DT}|\beta_{c,kp}|}{n_{02}(C\Phi)K_{DC}}, \quad (6)$$

где значения  $m_{02}$ ,  $n_{02}$ ,  $T_1$ ,  $T_2$ ,  $T_{31}$  и  $T_{32}$  берутся из [3].

В качестве эталона оценки быстродействия рассматриваемых систем возьмем среднегеометрический корень

$$\omega_0 = \frac{1}{2\sqrt{2}T_\mu(\alpha + \delta)}, \quad (7)$$

соответствующий СПР с П-РС электропривода ТП-Д при  $\alpha = 1$ ,  $\delta = 0$ , которая задается также при расчете РС типа ПД и ПИД [3].

При синтезе коэффициентов коррекции обобщенного НСЗ пренебрежем инерционностями, входящими в динамические звенья  $W_l(p)$ ,  $W_k(p)$  и  $W_\phi(p)$  и, кроме того, будем считать, что в качестве фактической передаточной функции  $W_{PC}(p)$  используется пропорциональное звено с коэффициентом передачи  $K_{PCi}$ , отвечающее (5) или (6). Тогда для всех рассматриваемых электроприводов вектор состояния может быть принят в виде  $\mathbf{X} = [U_{\text{ИТ}} \ I \ \omega]^\top$ , а синтез наблюдателя выполнен по векторно-матричному уравнению

$$\hat{\mathbf{X}} = \mathbf{A}\hat{\mathbf{X}} + \mathbf{L}(\mathbf{Y} - \hat{\mathbf{Y}}) + \mathbf{B}_u \mathbf{U}; \quad \mathbf{Y} = \mathbf{C}\mathbf{X}; \quad \hat{\mathbf{Y}} = \mathbf{C}\hat{\mathbf{X}}, \quad (8)$$

где  $\mathbf{L} = [\ell_1 \ \ell_2 \ \ell_3]^\top$  — матрица коэффициентов модальной обратной связи в НСЗ;  $\mathbf{A}$ ,  $\mathbf{B}_u$ ,  $\mathbf{C}$  — соответственно матрицы состояния, управления и выхода, причем пара матриц  $\mathbf{A}$ ,  $\mathbf{B}_u$  полностью управляема, а пара матриц  $\mathbf{A}$ ,  $\mathbf{C}$  полностью наблюдаема [9].

С учетом принятых допущений, а также пренебрегая при синтезе НС вязким трением  $\pm\beta_c$  в характере нагрузки механизма

$$M_c = M_{c0} \pm \beta_c \omega; \quad M_{c0} = \text{const}, \quad (9)$$

получаем матрицы  $\mathbf{A}$ ,  $\mathbf{B}_u$ , возмущения  $\mathbf{B}_m$  и задаем матрицу выхода  $\mathbf{C}$ , имеющие как для устойчивой, так и для неустойчивой МЧ электропривода единый вид:

$$\mathbf{A} =$$

$$= \begin{bmatrix} 0 & -\frac{K_{DT}K_{PT}K_0}{T_3} & -\frac{K_{DC}K_{PC}K_{PT}}{T_3} \\ \frac{K}{L_3} & -\left(\frac{KK_{DT}K_{PT}K_0}{L_3} + \frac{1}{T_3}\right) & -\left(\frac{K_{DC}K_{PC}K_{PT}K}{L_3} + \frac{C\Phi}{L_3}\right) \\ 0 & \frac{C\Phi}{J} & 0 \end{bmatrix};$$

$$\mathbf{B}_u = \begin{bmatrix} \frac{K_{PC}K_{PT}}{T_3} \\ \frac{K_{PC}K_{PT}K}{L_3} \\ 0 \end{bmatrix}; \quad \mathbf{B}_m = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -\frac{1}{J} \end{bmatrix}^\top; \quad \mathbf{C} = [0 \ 0 \ 1]. \quad (10)$$

При синтезе НСЗ полного порядка с тремя управляемыми полюсами ( $\gamma = 3$ ) в соответствии с методикой [5] найден характеристический полином

$$\begin{aligned} H_3(p) = p^3 + p^2 \left( \ell_3 + \frac{1}{T_3} + \frac{KK_{DT}K_{PT}K_0}{L_3} \right) + \\ + p \left[ \ell_3 + \left( \frac{1}{T_3} + \frac{KK_{DT}K_{PT}K_0}{L_3} \right) + \ell_2 \frac{C\Phi}{J} + \Omega_{0\text{дв}}^2 + \right. \\ \left. + \frac{KK_{DT}K_{PT}K_0}{L_3 T_3} + \frac{K_{DC}K_{PC}K_{PT}K(C\Phi)}{L_3 J} \right] + \\ + \left( \ell_3 \frac{KK_{DT}K_{PT}K_0}{L_3 T_3} + \ell_1 \frac{K(C\Phi)}{L_3 T_3} + \right. \\ \left. + \frac{KK_{DC}K_{PC}K_{PT}(C\Phi)}{L_3 T_3 J} \right) = 0. \end{aligned} \quad (11)$$

Для придания обобщенному НСЗ желаемых динамических свойств зададимся нормированным характеристическим полиномом третьего порядка

$$H_{3\text{ж}}(p) = p^3 + \alpha_1 \omega_{0\text{н}} p^2 + \alpha_2 \omega_{0\text{н}}^2 p + \omega_{0\text{н}}^3, \quad (12)$$

где  $\alpha_1$ ,  $\alpha_2$ ,  $\alpha_3$  — коэффициенты, отвечающие одному из стандартных распределений, указанному в табл. 1;  $\omega_{0\text{н}}$ ,  $c^{-1}$  — значение среднегеометрического корня наблюдателя, выбираемого из условия:

$$\omega_{0\text{н}} = K_1 \omega_{0\text{н}}; \quad K_1 = 3 \div 5. \quad (13)$$

В результате сравнения сомножителей при одинаковых степенях  $p$  уравнений (11) и (12), с учетом соответствующих значений коэффициентов усиления  $K_{PC}$  (5) и (6), а также  $K_{PT} = L_3/(2\alpha T_\mu K_{DT} K)$  при  $T_\Phi = 0$  находятся аналитические выражения для коэффициентов обратных связей матрицы  $L$ :

Таблица 1

## Коэффициенты стандартных распределений полюсов

Закон распределения	$\alpha_1$	$\alpha_2$	$\alpha_3$	Литература
По Чебышеву	1,253	1,534	0,715	[10]
По Лежандру с неравномерностью АЧХ 3 дБ	1,3107	1,359	0,577	[11]
По Баттерворту (идеальный фильтр)	2	2	1	[11]
Некратное распределение комплексных корней	2,05	2,39	1	[5]
Критическое затухание переходного процесса	2,5	2,5	1	[12]
Максимальная степень устойчивости (биномиальный)	3	3	1	[11]

для устойчивой МЧ при  $\beta_c \geq 0$  и  $\beta_c > \beta_{c,kp} < 0$

$$\left\{ \begin{array}{l} \ell_{3y} = \alpha_1 \omega_{0H} - \left( \frac{1}{T_3} + \frac{K_0}{2\alpha T_\mu} \right); \\ \ell_{2y} = \frac{J}{(C\Phi)} \left[ \alpha_2 \omega_{0H}^2 - \left( \Omega_{0\text{дв}}^2 + \frac{1}{8\alpha^2 T_\mu^2} + \frac{K_0}{2\alpha T_\mu T_3} \right) - \left( \frac{1}{T_3} + \frac{K_0}{2\alpha T_\mu} \right) \ell_3 \right]; \\ \ell_{1y} = \frac{JL_3}{(C\Phi)K} \left( \alpha_3 \omega_{0H}^3 - \frac{1}{8\alpha^2 T_\mu^2 T_3} - \frac{K_0}{2\alpha T_\mu T_3} \ell_3 \right); \end{array} \right. \quad (14)$$

для неустойчивой МЧ при  $\beta < \beta_{c,kp} < 0$  [13]

$$\left\{ \begin{array}{l} \ell_{3H} = \alpha_1 \omega_{0H} - \left( \frac{1}{T_3} + \frac{K_0}{2\alpha T_\mu} \right); \\ \ell_{2H} = \frac{J}{(C\Phi)} \left[ \alpha_2 \omega_{0H}^2 - \left( \Omega_{0\text{дв}}^2 + \frac{m_{02}}{n_{02} T_c} + \frac{K_0}{2\alpha T_\mu T_3} \right) - \left( \frac{1}{T_3} + \frac{K_0}{2\alpha T_\mu} \right) \ell_3 \right]; \\ \ell_{1H} = \frac{JL_3}{(C\Phi)K} \left( \omega_{0H}^3 - \frac{m_{02}}{n_{02} T_3 T_c} - \frac{K_0}{2\alpha T_\mu T_3} \ell_3 \right), \end{array} \right. \quad (15)$$

где  $T_c = J/\beta_{c,kp}$ ,  $c$  – механическая постоянная времени, введенная в [3].

Следует отметить, что при отсутствии сильного влияния ЭДС двигателя ( $m = T_m/T_3 > 2$ ) на характер переходных процессов необходимо в выражениях (14) и (15) принять  $K_0 = 1$ , а в структурных схемах пренебречь компенсирующим звеном, т.е. положить  $W_k(p) = 1$ . Кроме того, можно заменить несущественное различие коэффициентов  $\ell_{1y}$  и  $\ell_{jH}$ , ( $j = 1,3$ ), которое к тому же легко ослабляется соответствующим выбором среднегеометрического корня наблюдателя  $\omega_{0H}$ .

В нижней части рис.1 и 2 приведены синтезированные на основании уравнения (8) структурные схемы НСЗ полного порядка с неполностью управляемыми полюсами для СПР электроприводов ТП-Д и ТП-Г-Д и показаны обратные связи по току двигателя  $I$  и его скорости  $\dot{\omega}$ , заведенные в исходные системы от наблюдателя.

С целью уменьшения коэффициентов на структурных схемах они даны в виде значений матрицы  $L$ :

$$\ell_1^* = \ell_1 \frac{T_3}{K_{PT}}; \quad \ell_2^* = \ell_2 L_3; \quad \ell_3^* = \ell_3. \quad (16)$$

В представленных на рис.1 и 2, по сути, двухканальных системах при действии на основной канал возмущения  $f(t) = M_c(t)$  (9) ошибка оценивания  $e = \omega - \dot{\omega} < 0$ . Это обосновывает отрицательность всех обратных связей в НСЗ.

Покажем, что синтезированный обобщенный наблюдатель НСЗ при включении в цепь обратной связи исходных СПР отвечает поставленной цели: увеличивает на единицу астатизм рассматриваемых с устойчивой и неустойчивой одномассовой МЧ электроприводов по возмущающему воздействию  $f(t)$ . Для решения этой задачи методом графов [14] получена общая передаточная функция по возмущению для электроприводов с произвольной передаточной функцией  $W_{PC}(p)$  совместно с НСЗ и динамическими звенями  $W_k(p)$  и  $W_\phi(p)$ :

$$W_f(p) = -\frac{\omega(p)}{M_{c0}(p)} = -\frac{pN(p)}{D(p)}, \quad (17)$$

$$\text{где } N(p) = \frac{1}{J} \left[ p^2 + (p + \ell_3) \frac{K_{DT} K_{PT} K(1/R_3)(T_0 p + 1)}{T_3(\alpha T_\mu p + 1)(T_3 p + 1)} + \right. \\ \left. + \ell_3 p + \frac{(C\Phi)(1/R_3)}{J(T_3 p + 1)} \left( \frac{\ell_1 K}{\alpha T_\mu p + 1} + p \ell_2 L_3 + p(C\Phi) + \right. \right. \\ \left. \left. + \frac{W_{PC}(p) K_{PT} K K_{DC}(T_3 p + 1)}{T_3(\alpha T_\mu p + 1)(T_\phi p + 1)} \right) \right]; \\ D(p) = \left[ p^2 + \frac{p}{J} \left( \beta_c + \frac{(1/R_3)(C\Phi)^2}{T_3 p + 1} \right) \right] \left[ p^2 + (p + \ell_3) \times \right. \\ \times \frac{K_{DT} K_0 K_{PT} K(1/R_3)(T_0 p + 1)}{T_3(\alpha T_\mu p + 1)(T_3 p + 1)} + \ell_3 p + \frac{(1/R_3)(C\Phi)}{J(T_3 p + 1)} \left( \frac{\ell_1 K}{\alpha T_\mu p + 1} + \right. \\ \left. + p \ell_2 L_3 + p(C\Phi) + \frac{W_{PC}(p) K_{PT} K K_{DC}(T_3 p + 1)}{T_3(\alpha T_\mu p + 1)(T_\phi p + 1)} \right) \left. \right] + \\ + \frac{K_{PT} K(1/R_3)(C\Phi)}{J T_3(\alpha T_\mu p + 1)} \left\{ \frac{W_{PC}(p) K_{DC}}{T_\phi p + 1} \left[ \ell_3 p + \frac{(1/R_3)(C\Phi)}{J(T_3 p + 1)} \left( \frac{\ell_1 K}{\alpha T_\mu p + 1} + \right. \right. \right. \\ \left. \left. \left. + p \ell_2 L_3 \right) \right] + p \frac{(1/R_3) K_{DT} K_0 (T_0 p + 1)}{(T_3 p + 1)^2} \left( \frac{\ell_1 K}{\alpha T_\mu p + 1} + p \ell_2 L_3 + \ell_3 (C\Phi) \right) \right\}.$$

Из (17) легко убедиться в том, что при  $W_{PC}(p) = K_{PC}$  передаточная функция  $W_i(p) = 0$  при  $p = 0$ . Это подтверждает для СПР с П-РС и НС3 астатизм первого порядка ( $v_{\text{П-РС}} = 1$ ) по возмущающему воздействию в рассматриваемых электроприводах ТП-Д и ТП-Г-Д. Можно также видеть, что по мере увеличения астатизма РС, представленных формулами (2)–(4), увеличивается астатизм  $v_{\text{н}}$  систем рис.1 и 2, который при ПИ<sup>2</sup>-РС достигает значения  $v_{\text{ПИ}^2\text{-РС}} = 3$ .

В общем случае, если обозначить астатизм традиционных СПР с любыми типами РС  $v_{\text{СПР}}$ , астатизм МЧ электропривода, на которую действует возмущающее воздействие  $v_{\text{МЧ}}$ , а астатизм обратной связи, где включен обобщенный НС3,  $v_{\text{НС}} = 1$ , то передаточную функцию по каналу возмущения можно представить в виде [15]

$$W_i(p) = \frac{p^{(v_{\Sigma} - v_{\text{МЧ}})} W_{C1}(p)}{p^{v_{\Sigma}} + W_{C1}(p) W_{C2}(p)},$$

где  $v_{\Sigma} = v_{\text{СПР}} + v_{\text{НС}}$  — суммарный астатизм системы с наблюдателем, включенным в цепь обратной связи;  $W_{C1}(p)$ ,  $W_{C2}(p)$  — передаточные функции прямой и обратной цепи, не содержащие интегрирующих и дифференцирующих элементов, а поэтому являющихся статическими. При этом

$$v_{\text{н}} = v_{\Sigma} - v_{\text{МЧ}} = v_{\text{РС}} + v_{\text{НС}}.$$

Быстродействие электроприводов с НС3 по управлению остается соответствующим традиционным СПР, так как известно, что если структура и параметры стационарного объекта точно воспроизводятся НС, то введение обратных связей в исходную систему по восстановленным координатам  $(\hat{I}, \hat{\omega})$  эквивалентно ее замыканию по реальным координатам  $(I, \omega)$ . Поэтому собственная динамика НС при изменении управляющего воздействия не влияет на динамику, а следовательно, на быстродействие исходного объекта, замкнутого через него.

Таким образом, показана возможность использования в электроприводах постоянного тока обобщенного наблюдателя с неполностью управляемыми полюсами для увеличения их астатизма по возмущающему воздействию и способствующему упрощению структуры систем при одновременном уменьшении коэффициентов обратных связей матрицы  $\mathbf{L}^*$ . Это обеспечивает физическую реализуемость обобщенного наблюдателя на аналоговой элементной базе.

### Математическое моделирование

Исследования на моделях разработанных систем рис.1 и рис.2 проводились при следующих параметрах силовых частей электроприводов ТП-Д и ТП-Г-Д, в максимальной степени приближенных к главному электроприводу блюминга 1300: двигатели типа П24/160-6,8,  $P_{\text{н}} = 6800 \text{ кВт}$ ,  $U_{\text{н}} = 850 \text{ В}$ ,  $I_{\text{н}} = 8460 \text{ А}$ ,  $\omega_{\text{н}} = 6,28/9,42 \text{ с}^{-1}$ ,  $M_{\text{н}} = 1,08 \times 10^6 \text{ Н}\cdot\text{м}$ ; генераторы типа П21-40-17К,  $P_{\text{н}} = 4000 \text{ кВт}$ ,  $U_{\text{н}} = 860 \text{ В}$ ,  $I_{\text{н}} = 4650 \text{ А}$ ; тиристорные возбудители КТУ-460/320 ВР,  $U_{\text{дн}} = 460 \text{ В}$ .

$I_{\text{дн}} = 355 \text{ А}$ , имеющие:  $K_{\text{ТПВ}} = 46$ ,  $T_{\mu} = 0,007 \text{ с}$ ,  $K_{\text{r}} = 14,45$ ,  $T_{\text{ВГ}} = 2 \text{ с}$ ,  $R_3 = 6,076 \cdot 10^{-3} \text{ Ом}$ ,  $L_3 = 4,97 \cdot 10^{-4} \text{ Гн}$ ,  $T_3 = 0,0816 \text{ с}$ ,  $T_m = 0,034 \text{ с}$ ,  $(C\Phi) = 130 \text{ В}\cdot\text{с}$ ,  $J = 9,5 \cdot 10^4 \text{ кг}\cdot\text{м}^2$ ,  $\Omega_{\text{одв}}^2 = 360,4 \text{ с}^{-2}$ ,  $m = T_m/T_3 = 0,417$ . При использовании вместо генераторов тиристорного преобразователя серии ТПП1 с  $U_{\text{дн}} = 1050 \text{ В}$ ,  $I_{\text{дн}} = 10 \div 12,5 \text{ кА}$  принято  $K_{\text{ТП}} = 100$  и оставлено без изменения  $T_{\mu} = 0,007 \text{ с}$ ;  $U_{\text{днmax}} = U_{\text{дн}} = 1050 \text{ В}$ .

Были определены параметры исходной СПР с П-РС электропривода ТП-Д:  $U_{\text{ЗС}} = 10 \text{ В}$ ,  $K_{\text{ДТ}} = 5,81 \cdot 10^{-4} \text{ В/А}$ ,  $K_{\text{ДС}} = 1,59 \text{ В}\cdot\text{с}$ ,  $K_{\text{РТ}} = 0,61$ ,  $U_{\text{орг,1}} = 10,32 \text{ В}$ ,  $K_{\text{РС}}(5) = 7,83$ , а также корректирующего звена  $W_k(p)$  в цепи обратной связи по току  $K_0(1) = 0,588$ ,  $T_0(1) = 0,134 \text{ с}$  и задана постоянная времени фильтра  $W_{\phi}(p)$  в канале обратной связи по скорости  $T_{\phi} = 0,003 \text{ с}$ . Найден среднегеометрический корень электропривода  $\omega_{01}(7) = 50,8 \text{ с}^{-1}$  без учета  $T_{\phi}$  и определена статическая ошибка  $\Delta\omega_{\text{ст1}} = -0,2283 \text{ с}^{-1}$ . Принято время разгона системы от задатчика интенсивности  $t_{\text{разг}} = 1 \text{ с}$ .

Для электропривода ТП-Г-Д, также с П-РС найдено:  $K_{\text{ДН}} = 0,01129$ ,  $K_{\text{РН}} = 19,1$ ,  $K_{\text{РТ}} = 0,343$ ,  $K_{\text{РС}}(5) = 4,75$ ,  $K_0(1) = 0,175$ ,  $T_0(1) = 0,396 \text{ с}$ ,  $U_{\text{орг,н}} = 9,6 \text{ В}$ ,  $U_{\text{орг,1}} = 10,32 \text{ В}$ ,  $\omega_{02}(7) = 23 \text{ с}^{-1}$ ,  $\Delta\omega_{\text{ст2}} = -0,124 \text{ с}^{-1}$ .

Прежде всего были определены экспериментальные значения статической и динамической  $\Delta\omega_{\text{дин}}$  ошибок, а также время восстановления скорости  $t_{\text{вост}}$  в исходных СПР рассматриваемых электроприводов. Соответствующие переходные по возмущению характеристики при  $M_{c0} = M_n = \text{const}$  показаны на рис.3 (кривые 1 и 2), откуда получено:

ТП-Д  $\Delta\omega_{\text{ст13}} = -0,228 \text{ с}^{-1}$ ,  $\Delta\omega_{\text{дин13}} = -0,35 \text{ с}^{-1}$ ,  $t_{\text{вост1}} = 0,34 \text{ с}$ ;

ТП-Г-Д  $\Delta\omega_{\text{ст23}} = -0,124 \text{ с}^{-1}$ ,  $\Delta\omega_{\text{дин23}} = -0,51 \text{ с}^{-1}$ ,  $t_{\text{вост2}} = 0,5 \div 0,6 \text{ с}$ .

При расчете параметров НС3 по зависимостям (14) с различными распределениями полюсов, указанными в табл.1, было принято значение среднегеометрического корня наблюдателя  $\omega_{0n} = 250 \text{ с}^{-1}$ , что примерно в пять раз превышает  $\omega_{01}$  и в десять раз  $\omega_{02}$ . Получены приведенные в табл.2 значения коэффициентов матрицы  $\mathbf{L}_i^*$ , где  $i = 1,6$  — индекс нормированного распределения. В табл.2 первые цифры относятся к электроприводу ТП-Д, а вторые к ТП-Г-Д.

Таблица 2

Коэффициенты модальной обратной связи в наблюдателе

i	j		
	$I_j^* \cdot 10^4$	$I_j^* \cdot 10^4$	$I_j^* \cdot 10^2$
1	0,534—1,09	2,847—2,778	2,59—2,35
2	0,427—0,881	2,42—2,34	2,734—2,5
3	0,746—1,526	3,537—3,31	4,457—4,22
4	0,746—1,526	4,397—4,159	4,58—4,35
5	0,746—1,526	4,425—4,09	5,71—5,47
6	0,741—1,528	5,314—4,87	6,96—6,72

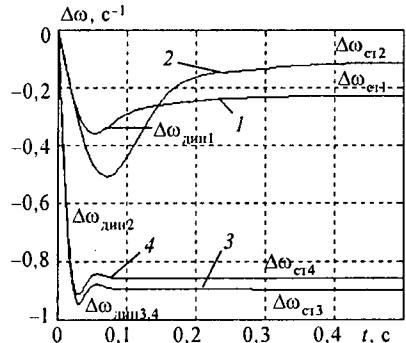


Рис.3. Переходные характеристики ошибки  $\Delta\omega$  в электроприводах с СПР при устойчивой и неустойчивой механической части:

1 — ТП-Д с П-РС при  $J = 9,5 \cdot 10^4 \text{ кг}\cdot\text{м}^2$ ; 2 — ТП-Г-Д с П-РС при  $J = 9,5 \cdot 10^4 \text{ кг}\cdot\text{м}^2$ ; 3 — ТП-Д с П-РС при  $J = 20 \text{ кг}\cdot\text{м}^2$ ; 4 — ТП-Д с ПД-РС при  $J = 20 \text{ кг}\cdot\text{м}^2$  и  $\beta_{c,kr} = -100 \text{ Н}\cdot\text{м}\cdot\text{с}$

Анализ данных табл.2 показывает несущественные (не более, чем в два раза) изменения коэффициентов  $\ell_{ii}^*$   $\forall i \in [1,6]$  при различных распределениях полюсов, практическое совпадение  $\ell_{2i}^*$  и  $\ell_{3i}^*$  для рассматриваемых электроприводов, а также отличие  $\ell_{1i}^*$  всего в два раза, что связано с наличием в системе ТП-Г-Д третьего контура, который приводит к известному увеличению малой некомпенсируемой постоянной времени в  $\alpha = 2$  раза.

Следует отметить, что в коэффициенты  $\ell_1$ ,  $\ell_2$  (14) и (15) сомножителем входит величина  $J/(C\Phi)$ , которая снижается на один-два порядка по мере уменьшения мощности двигателя. Каталожные данные машин постоянного тока серии П 1-17 габаритов дают  $J/(C\Phi) = (0,02 \div 50)$  существенно меньше 730, что соответствует принятым параметрам электроприводов.

Таким образом, подтверждается вывод о технической реализуемости наблюдателя на современной аналоговой элементной базе.

На осциллограммах, полученных при математическом моделировании систем рис.1 и 2 с П-РС при указанных в статье параметрах, видны особенности их динамики и результаты проверки работоспособности совместно с синтезированным обобщенным наблюдателем НС3. На рис.4 показана единая для различных распределений полюсов переходная характеристика ошибки  $\Delta\omega$  в системе ТП-Г-Д с НС3 рис.2 при  $\omega_{0h} = 250 \text{ с}^{-1}$  и подаче возмущающего воздействия  $M_{c0} = M_h$ . Получены следующие результаты:  $\Delta\omega_{ct2} = 0$ ,  $\Delta\omega_{дин2} = -0,33 \text{ с}^{-1}$ ,  $t_{вост2} = 0,325 \text{ с}$ .

Переходные характеристики ошибки  $\Delta\omega$  в системе ТП-Д с НС3 на рис.1 при  $\omega_{0h} = 250 \text{ с}^{-1}$  и различных распределениях полюсов в соответствии с табл.1 приведены на рис.5. Из характеристик найдено:  $\Delta\omega_{ct1} = 0$ ,  $\Delta\omega_{дин1} = -0,175 \text{ с}^{-1}$ ,  $t_{вост1} = 0,17 \text{ с}$ .

Анализ рис.4 и 5 позволяет сделать вывод о том, что достигнута не только ликвидация статической ошибки в системах с П-РС, но примерно в два раза уменьшены динамическая ошибка и время восстановления скорости. Кроме того, синтезированный НС3 оказался практически не чувствительным к различным стандартным распределениям полюсов.

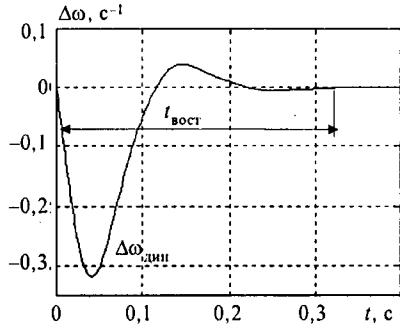


Рис.4. Обобщенная переходная характеристика ошибки  $\Delta\omega$  в электроприводе ТП-Г-Д для различных распределений полюсов НС3

Для проверки работоспособности обобщенного НС в электроприводах с различными типами  $W_{pc}(p)$  (2) — (4) при устойчивой и неустойчивой одномассовой МЧ была взята система ТП-Д со следующими параметрами силовых элементов:  $K_{TP} = 51,3$ ,  $T = 0,004 \text{ с}$ ,  $R_3 = 0,087 \text{ Ом}$ ,  $L_3 = 6,873 \cdot 10^{-3} \text{ Гн}$ ,  $T_3 = 0,079 \text{ с}$ ,  $J = 20 \text{ кг}\cdot\text{м}^2$ ,  $(C\Phi) = 2,68 \text{ В}\cdot\text{с}$ ,  $T_m = 0,242 \text{ с}$ ,  $m = T_m/T_3 = 3,06$ ,  $U_h = 440 \text{ В}$ ,  $I_h = 400 \text{ А}$ ,  $\omega_h = 157 \text{ с}^{-1}$ ,  $M_h = 1070 \text{ Н}\cdot\text{м}$ ,  $\Omega_{0,db}^2 = 52,2 \text{ с}^{-2}$ ,  $\omega_0 = 88,3 \text{ с}^{-1}$ .

При жесткости механической характеристики двигателя  $\beta = (C\Phi)^2/R_3 = 82,5 \text{ Н}\cdot\text{м}\cdot\text{с}$  задались критическим значением коэффициента вязкого трения  $\beta_{c,kr} = -100 \text{ Н}\cdot\text{м}\cdot\text{с}$ , при котором параметр  $b = \beta_{c,kr}/\beta = -1,212$ . Принятое значение  $\beta_{c,kr} < 0$  усугубляет решаемую задачу условием динамической неустойчивости МЧ электропривода, на которую действует момент сопротивления  $M_c$  (9).

Задавшись  $U_{3c} = 10 \text{ В}$ ,  $K_{dc} = 0,0638 \text{ В}\cdot\text{с}$ ,  $K_{dt} = 0,005 \text{ В}/\text{А}$ , нашли коэффициент усиления  $K_{PT} = 3,35$ , механическую постоянную времени  $T_c = J/|\beta_{c,kr}| = 0,2 \text{ с}$ , а также коэффициенты усиления регуляторов скорости  $K_{PC}(5) = 36,5$ ,  $K_{PC1}(6) = 2,92$  и  $K_{PC2}(6) = 38,8$ .

Переходные характеристики ошибки для данной СПР с традиционным П-РС при устойчивой МЧ ( $\beta_c > \beta_{c,kr}$ ) представлены на рис.3 кривой 3, а для неустойчивой МЧ при  $\beta_c < \beta_{c,kr}$  и устойчивой СПР с нетрадиционным ПД-РС — кривой 4. Получены следующие экспериментальные значения показателей переходных процессов:

ТП-Д с П-РС  $\Delta\omega_{ct3} = -0,848 \text{ с}^{-1}$ ;  $\Delta\omega_{дин3} = -0,913 \text{ с}^{-1}$ ;  $t_{вост3} = 0,076 \text{ с}$ ;  
ТП-Д с ПД-РС  $\Delta\omega_{ct4} = -0,882 \text{ с}^{-1}$ ;  $\Delta\omega_{дин4} = -0,95 \text{ с}^{-1}$ ;  $t_{вост4} = 0,076 \text{ с}$ .

Расчет параметров обобщенного НС3 по зависимостям (14) — (16) был осуществлен для биномиального распределения полюсов (максимальная степень устойчивости) при значении среднегеометрического корня наблюдателя  $\omega_{0h} \cong 5\omega_0 = 500 \text{ с}^{-1}$ . Получены принятые единими для всех систем значения коэффициентов матрицы  $L^*$ :

$$\ell_1^* = 2,89 \cdot 10^3; \quad \ell_2^* = 2,84 \cdot 10^4; \quad \ell_3^* = 1,36 \cdot 10^3.$$

Следует отметить, что коэффициенты  $\ell_i^*$  уменьшаются при переходе на другие, указанные в табл.1, рас-

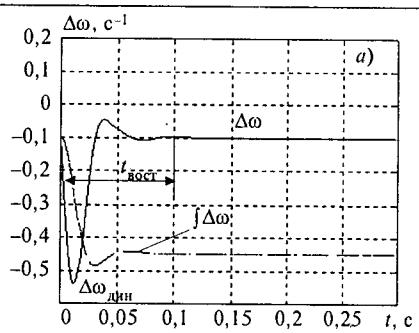
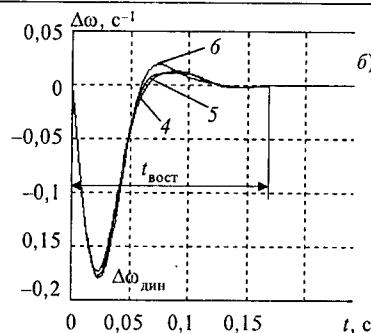
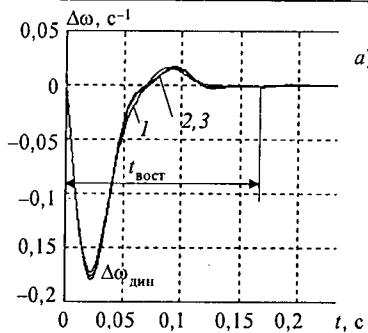


Рис.5. Переходные характеристики ошибки  $\Delta\omega$  в электроприводе ТП-Д для различных распределений полюсов обобщенного НСЗ в соответствии с табл.1

пределения в силу уменьшения коэффициентов  $\alpha_i$ , а также при уменьшении  $\omega_{0h}$ .

На рис.6 показаны переходные характеристики ошибки  $\Delta\omega$  и ее интеграла ( $\int \Delta\omega dt$ ,  $\iint \Delta\omega dt$ ) в электроприводе ТП-Д с обобщенным НСЗ и пятью типами РС при устойчивой и неустойчивой МЧ, а в табл.3 приведены полученные при этом статические и динамические показатели процессов ( $\mu$  — число колебаний), совместно с ранее приведенными на рис.4 и 5.

Общий анализ рис.4—6 и табл.3 показывает, что введение в состав исходных СПР наблюдателя НСЗ способствует не только ликвидации трех коэффициентов ошибок  $C_0$ ,  $C_1$  и  $C_2$  [11], но приводит к уменьшению, более чем в два раза, динамической  $\Delta\omega_{дин}$  просадки скорости и сокращению времени ее восстановления примерно в  $\sqrt{2}$  раз; он работоспособен со всеми структурами СПР тиристорных электроприводов при устойчивой к неустойчивой МЧ.

По всем показателям СПР с П-, ПИ-, ПД-РС, дополненные обобщенным НСЗ, оказываются лучшими, чем системы без него, но с тем же астатизмом по возмущению, соответственно с ПИ-, ПИ<sup>2</sup>- и ПИД-регуляторами скорости. Для СПР с ПИ<sup>2</sup>-РС и НСЗ впервые достигнут астатизм третьего порядка по возмущающему воздействию.

### Выводы

1. Синтезирован обобщенный наблюдатель состояния полного порядка с неполностью управляемыми полюсами для СПР с различными типами РС электроприводов ТП-Д и ТП-Г-Д с устойчивой и неустойчивой одномассовой механической частью, легко реализуемый на современной аналоговой элементной базе благодаря упрощенной структуре и сравнительно малым коэффициентам усиления модальной обратной связи в нем.

Таблица 3

Показатели переходных процессов в СПР с НСЗ

Типы РС	$\mu$	$\int \Delta\omega dt$	$-\Delta\omega_{дин}, \text{c}^{-1}$	$t_{\Delta\omega_{дин, м}}, \text{s}$	$t_{вост}, \text{s}$
ТП-Д П-	2	0,0069	0,43	0,018	0,09
ПИ-	3	0	0,435	0,018	0,127
ПИ2-	5	0	0,43	0,014	0,22
ПД-	3	0,0069	0,435	0,018	0,1
ПИД-	20	0	-0,5	0,023	0,5
$P + W_k + W_\phi$	2	0,0056	0,17	0,025	0,16
ТП-Г-Д, $P + W_k + W_\phi$	2	0,018	0,32	0,04	0,32

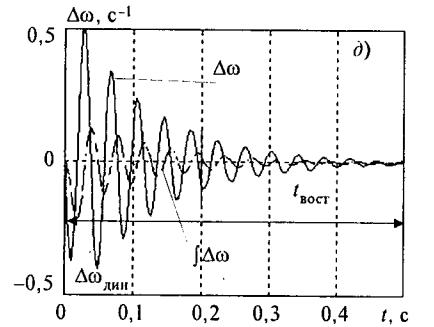
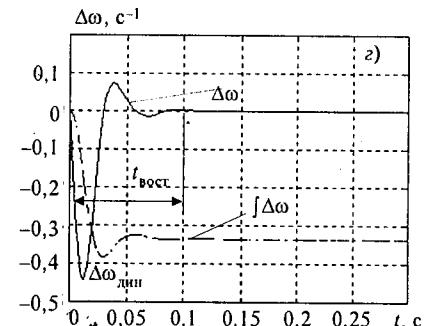
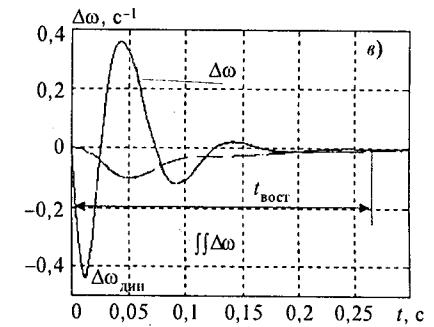
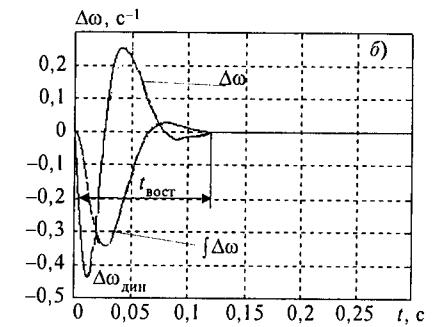


Рис.6. Переходные характеристики ошибки  $\Delta\omega$  в электроприводе ТП-Д с обобщенным НСЗ при  $\omega_{0h} = 500 \text{ c}^{-1}$  и различных типах РС для устойчивой П- (а), ПИ- (б), ПИ<sup>2</sup>- (в) и неустойчивой ПД- (г), ПИД- (д) механической части

2. Показано, что включение обобщенного наблюдателя в цепь обратной связи традиционных и нетрадиционных СПР скорости увеличивает на единицу порядок их исходного астатизма по возмущающему воздействию, а также приводит к уменьшению динамической просадки скорости и времени ее восстановления после ударного приложения нагрузки.

3. Обоснована возможность при синтезе обобщенного наблюдателя не учитывать вязкое трение любого знака в характере нагрузки механизма, включая случаи его отрицательного критического значения, приводящего к неустойчивой механической части; практическая нечувствительность наблюдателя к наличию или отсутствию динамических звеньев в цепях обратных связей по току и скорости, а также малая чувствительность синтезированных структур к различным стандартным распределениям полюсов наблюдателя.

#### Список литературы

1. Лебедев Е.Д., Неймарк В.Е., Пистрак М.Я., Слежановский О.В. Управление вентильными электроприводами постоянного тока. М.: Энергия, 1970.
2. Шевелев Н.В. Уточненный расчет контура тока в системе регулирования скорости двигателя//Инструктивные указания по проектированию электротехнических промышленных установок. ГПИ Тяжпромэлектропроект. 1967, №11, С.3—5.
3. Акимов Л.В., Колотило В.И. Синтез СПР скорости неустойчивого, под влиянием отрицательного вязкого трения, объекта методом полиномиальных уравнений//Электротехника. 1999. №3.
4. Акимов Л.В., Долбня В.Т., Колотило В.И. Системы управления электроприводами постоянного тока с наблюдателями состояния. Харьков: ХГПУ, 1998.
5. Борцов Ю.А., Соколовский Г.Г. Автоматизированный электропривод с упругими связями. С.-Пб.: Энергоатомиздат, 1992.
6. Фишбейн В.Г. Расчет систем подчиненного регулирования вентильного электропривода постоянного тока. М.: Энергия, 1972.
7. Клепиков В.Б. О фрикционных колебаниях в электроприводах//Электричество. 1986. №4. С.59—62.
8. Справочник по проектированию автоматизированного электропривода и систем управления технологическими процессами//Под ред. В.И.Круповича, Ю.Г.Барыбина, М.Л.Самовара. М.: Энергоиздат, 1982.

9. Кузовков Н.Т. Модальное управление и наблюдающие устройства. М.: Машиностроение, 1976.

10. Михайлов О.П. Автоматизированный электропривод станов и промышленных роботов. М.: Машиностроение, 1990.

11. Красовский А.А., Поступов Г.С. Основы автоматики и технической кибернетики. М.: Госэнергоиздат, 1962.

12. Лурье А.И. Операционное исчисление и его приложения в задачах механики. М.: Гостехиздат, 1950.

13. Акимов Л.В., Колотило В.И. Синтез наблюдателей состояния для статической СПР скорости неустойчивого, под влиянием отрицательного вязкого трения, объекта//Электротехника. 1999. № 3.

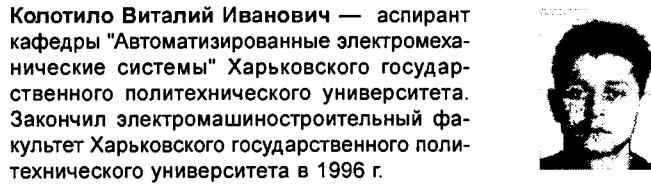
14. Долбня В.Т. Топологические методы анализа и синтеза электрических цепей и систем. Харьков: Вища школа, 1974.

15. Клюев А.С. Автоматическое регулирование. М.: Энергия, 1973.



**Акимов Леонид Владимирович** — доктор техн. наук, проф. кафедры "Автоматизированные электромеханические системы" Харьковского государственного политехнического университета. Закончил электромашиностроительный факультет Харьковского политехнического института (ныне ХГПУ) в 1961 г. В 1989 г. защитил докторскую диссертацию по теме: "Теория, алгоритмизация проектирования и создание оптимальных по быстродействию электроприводов при ограничениях координат и идеализированном управлении" в МЭИ.

**Колотило Виталий Иванович** — аспирант кафедры "Автоматизированные электромеханические системы" Харьковского государственного политехнического университета. Закончил электромашиностроительный факультет Харьковского государственного политехнического университета в 1996 г.



**Шамардина Вера Николаевна** — канд. техн. наук, доцент кафедры "Автоматизированные электромеханические системы" Харьковского государственного политехнического университета. Закончила электромашиностроительный факультет ХПИ в 1979 г. В 1992 г. защитила кандидатскую диссертацию по теме: "Многодвигательный асинхронный электропривод грузоподъемных кранов с улучшенными динамическими и статическими характеристиками" в ХПИ.



## Синтез регуляторов тока и скорости системы подчиненного регулирования с нагрузкой типа вязкого трения

А.В.ОСИЧЕВ, канд. техн. наук, доц.

Харьковский ГПУ

*Разработана методика параметрического синтеза ПИ-регуляторов тока и скорости одномассовой системы подчиненного регулирования с нагрузкой типа линейного вязкого трения. Реализуются показатели качества регулирования, соответствующие выбранному стандартному распределению корней. Изменения структуры СПР не требуется.*

Одной из областей исследований динамики электромеханических систем с отрицательным вязким трением (ОВТ) является определение условий их устойчивой работы. В частности, в [1] было показано,

что в традиционно настроенной одномассовой системе подчиненного регулирования при работе на падающем участке механической характеристики нагрузки фрикционные автоколебания не возбуждаются

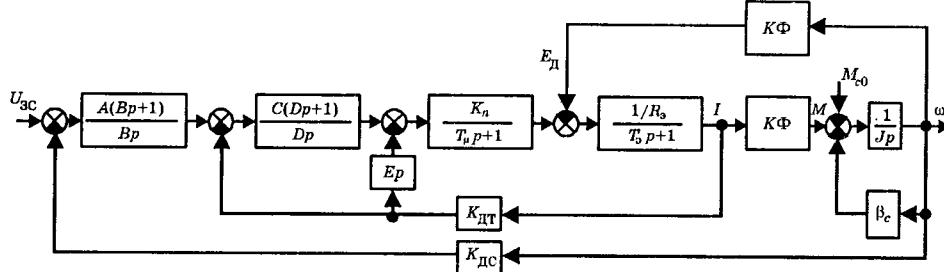


Рис.1. Структурная схема ОЭМС с ОВТ.

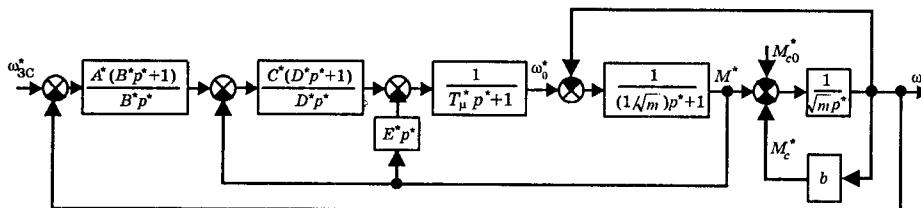


Рис.2. Структурная схема ОЭМС с ОВТ в обобщенных параметрах и безразмерных координатах.

ся, поскольку САР не теряет динамической устойчивости. Однако задача синтеза одномассовой СПР с ОВТ без изменения структуры регуляторов ранее рассмотрена не была. Решению данной задачи — задачи параметрического синтеза одномассовой СПР с ПИ-регулятором скорости — посвящена настоящая статья.

#### Методика синтеза регулятора при неполноте управляемых корнях

Примем к рассмотрению структурную схему СПР, представленную на рис.1, где  $A, C$  — коэффициенты усиления;  $B, D$  — постоянные времени регуляторов скорости и тока соответственно.  $A, B, C, D$  являются искомыми параметрами. Дополнительная обратная связь  $E_p$  пока не используется и будет введена позднее.

Для обеспечения общности решения и сокращения количества параметров преобразуем исходную структурную схему к виду (рис.2), где:

$$\omega_{3C}^* = \frac{\omega_{3C}}{\omega_{\text{ном}}} = \frac{U_{3C}}{K_{\text{ДС}} \omega_{\text{ном}}}; \quad M' = \frac{M}{M_{\text{ном}}};$$

$$\omega^* = \frac{\omega}{\omega_{\text{ном}}}; \quad \beta^* = \beta \frac{\omega_{\text{ном}}}{M_{\text{ном}}}; \quad M^* = \frac{M'}{\beta^*}; \quad m = \frac{T_{\mu}}{T_3};$$

$$J^* = J \frac{\omega_{\text{ном}}}{M_{\text{ном}}}; \quad \beta_c^* = \beta_c \frac{\omega_{\text{ном}}}{M_{\text{ном}}}; \quad b = \frac{\beta_c^*}{\beta^*} = \frac{\beta_c}{\beta};$$

$$p^* = \frac{p}{\Omega_{\text{ЭМ}}}; \quad \Omega_{\text{ЭМ}} = \frac{1}{\sqrt{T_{\mu} T_3}}; \quad T_{\mu}^* = T_{\mu} \Omega_{\text{ЭМ}};$$

$$A^* = A \frac{K_{\text{ДС}} R_3}{K_{\text{ДТ}} K_{\text{Ф}}}; \quad C^* = C \frac{K_{\text{ДТ}} K_{\text{Ф}}}{R_3};$$

$$B^* = B \Omega_{\text{ЭМ}}; \quad D^* = D \Omega_{\text{ЭМ}}.$$

Отметим, что для СПР с типовой настройкой на симметричный оптимум (СО):

$$A^* = \frac{\sqrt{m}}{a_c a_m T_{\mu}^*} = \frac{\sqrt{m}}{4 T_{\mu}^*}; \quad B^* = a_c a_c a_m T_{\mu}^* = 8 T_{\mu}^*;$$

$$C^* = \frac{1}{\sqrt{m} a_m T_{\mu}^*} = \frac{1}{2\sqrt{m} T_{\mu}^*}; \quad D^* = \frac{1}{\sqrt{m}}.$$

Таким образом, исходная схема преобразована: к безразмерному времени, приведенному к частоте не-демпфированного резонанса двигателя; к безразмерным координатам, приведенным к номинальным значениям скорости двигателя  $\omega_{\text{ном}}$  и момента  $M_{\text{ном}}$ ; к трем обобщенным параметрам  $T_{\mu}^*$ ,  $m$ ,  $b$ .

Запишем передаточную функцию системы по управляемому воздействию:

$$W(p^*) = \frac{W^*(p^*)}{W_{3C}(p^*)} = \frac{A^*(B^* p^* + 1) C^*(D^* p^* + 1)}{Q(p^*)}, \quad (1)$$

$$\text{где } Q(p^*) = B^* D^* T_{\mu}^* p^{*5} + [B^* D^* T_{\mu}^* \frac{b}{\sqrt{m}} + (T_{\mu}^* + 1/\sqrt{m}) \times \\ \times \sqrt{m} B^* D^*] p^{*4} + [B^* D^* (T_{\mu}^* + 1/\sqrt{m}) b + \sqrt{m} B^* D^* + \sqrt{m} B^* C^* D^* + \\ + T_{\mu}^* B^* D^*] p^{*3} + [b B^* D^* + A^* B^* C^* D^* + \sqrt{m} B^* C^* + B^* C^* D^* b + \\ + B^* D^*] p^{*2} + [A^* C^* (B^* + D^*) + B^* C^* b] p^* + [A^* C^*]. \quad (2)$$

Приведем полином  $Q(p^*)$  к виду, удобному для сравнения со стандартной записью полиномов Баттервортса и др.:

$$Q^*(p^*) = p^{*5} + \alpha_4 \omega_{\text{ж}}^* p^{*4} + \alpha_3 (\omega_{\text{ж}}^*)^2 p^{*3} + \alpha_2 (\omega_{\text{ж}}^*)^3 p^{*2} + \\ + \alpha_1 (\omega_{\text{ж}}^*)^4 p^* + \alpha_0 (\omega_{\text{ж}}^*)^5. \quad (3)$$

Отметим, что необходимые комментарии к формуле (3) представлены в [2].

Из (2) получим:

$$\begin{aligned}
 Q_n(p^*) = & p^{*5} + [b/\sqrt{m} + \sqrt{m} + 1/T_\mu^*] p^{*4} + [1 + b(1 + \\
 & + 1/\sqrt{m} T_\mu^*)] + \sqrt{m}/T_\mu^*(C^* + 1)] p^{*3} + [b/T_\mu^*(C^* + 1) + \\
 & + A^*C^*/T_\mu^* + \sqrt{m}/T_\mu^*(C^*/D^*) + 1/T_\mu^*] p^{*2} + \\
 & + [A^*C^*(B^* + D^*)/(B^*D^*)] 1/T_\mu^* + \\
 & + (bC^*)/(T_\mu^*D^*)] p^* + [A^*C^*/(B^*D^*T_\mu^*)].
 \end{aligned} \quad (4)$$

Анализ (4) позволяет сделать следующие выводы:

— значение параметра  $\omega_{*k}$  желаемой стандартной настройки не зависит от параметров регуляторов, так как они не входят в коэффициент при  $p^{*4}$ ;

—  $\omega_{*k}$  нельзя задать произвольно; оно однозначно определяется параметрами двигателя, преобразователя и нагрузки, а также выбором вида стандартного распределения корней;

— четыре коэффициента характеристического уравнения (4) зависят от четырех варьируемых параметров  $A^*$ ,  $B^*$ ,  $C^*$  и  $D^*$ , и, следовательно, теоретически можно найти значения последних так, чтобы обеспечить желаемое расположение полюсов передаточной функции.

Раскроем эти выводы в виде методики синтеза САР с СПР с некоторыми комментариями.

1. Приравнивая коэффициенты полиномов (3) и (4) при  $p^{*4}$ , находим значение  $\omega_{*k}$ :

$$\omega_{*k}^* = [(b + m) T_\mu^* + \sqrt{m}] / (\alpha_1 \sqrt{m} T_\mu^*). \quad (5)$$

Анализ (5) позволяет сделать следующие выводы:

— при разбросе значений  $\alpha_4$  для разных распределений, например, от  $\alpha_4 = 1,5$  (Solution time) до  $\alpha_4 = 5$  (биномиальное), значения  $\omega_{*k}$  будут отличаться более чем в 3 раза, поэтому важно произвести правильный выбор нормированного по АЧХ вида стандартного распределения;

— при достаточно высоком быстродействии тиристорного преобразователя  $T_\mu^*$  будет приближенно равно 0,1 и при умеренных значениях  $b$  и  $m$  слагаемое  $(b + m) T_\mu^*$  будет мало влиять на  $\omega_{*k}$ , и, следовательно:

$$\omega_{*k}^* \approx 1 / (\alpha_1 T_\mu^*);$$

— при очень большой крутизне падающего участка механической характеристики нагрузки чиситель (5) становится отрицательным, а система — неустойчивой,

таким образом, данный метод реализуем только в пределах:

$$b > -m - (\sqrt{m}/T_\mu^*); \quad (6)$$

при ординарных значениях ( $m = 1$ ,  $T_\mu^* = 0,1$ ) имеем:  $b > -11$ ; такие значения для реальных двигателей на падающем участке не достигаются, и, следовательно, ограничение (6) скорее теоретическое, нежели практическое;

— при синтезе системы на круто восходящем участке нагрузки ( $b > 0$ )  $\omega_{*k}$  сильно возрастает, определяя соответствующее возможное повышение быстродействия системы при  $b \rightarrow \infty$  теоретически систему можно сделать безынерционной.

Этот вывод интересен для реализации ускоренного прохождения "зоны застоя" в электроприводах станков, работающих реверсивно на очень малых скоростях при фрикционной нагрузке. В них, как известно, применяются специальные меры (форсирование) для достижения этой цели.

2. Приравнивая коэффициенты при  $p^{*3}$  полиномов (3) и (4) с учетом (5), получаем:

$$C^* = (T_\mu^* / \sqrt{m}) [\alpha_2(\omega_{*k})^2 - b - 1] - b/m - 1. \quad (7)$$

3. Приравнивая коэффициенты при  $p^{*2}$ ,  $p^{*1}$  и  $p^{*0}$  в формулах (3) и (4), получаем систему из трех уравнений относительно параметров  $A^*$ ,  $B^*$ ,  $D^*$ . Ее решение получим в следующем порядке:

— рассчитываем значение  $D^*$ , решая уравнение:

$$\begin{aligned}
 & [T_\mu^* \alpha_5(\omega_{*k})^5] (D^*)^3 - [\alpha_4(\omega_{*k})^4 T_\mu^*] (D^*)^2 + \\
 & + [\alpha_3(\omega_{*k})^3 T_\mu^* - b - 1] D^* - C^* \sqrt{m} = 0.
 \end{aligned} \quad (8)$$

Уравнение (8) имеет как минимум один вещественный корень. Если же их будет три, то это расширит возможности выбора решений;

— рассчитываем последовательно:

$$B^* = [\alpha_4 / (\alpha_5 \omega_{*k}) - b / (T_\mu^* \alpha_5(\omega_{*k})^5)] (C^*/D^*) - D^*; \quad (9)$$

$$A^* = [\alpha_5 T_\mu^* (\omega_{*k})^5] (B^* D^*) / C^*. \quad (10)$$

Возможно наличие одного либо трех решений в зависимости от уравнения (8).

В результате синтеза по данной методике получаем стандартное распределение корней знаменателья. Реакция системы на скачок управляющего воздействия также будет стандартной, если на входе системы установить фильтр с передаточной функцией:

$$W_\phi(p^*) = [1/(B^* p^* + 1)] [1/(D^* p^* + 1)],$$

как это обычно рекомендуется в СПР с типовой настройкой на симметричный оптимум.

### Пример синтеза

Проведем синтез регуляторов системы с характерными физическими параметрами двигателя  $T_m = 0,05$  с,  $T_g = 0,05$  с, преобразователя  $T_\mu = 0,005$  с и достаточно крутонаклонным падающим участком механической характеристики нагрузки  $b = -1$ , или, в обобщенных параметрах  $m = 1$ ,  $T_\mu^* = 0,1$ ,  $b = -1$ .

Для сравнения настройки по рассматриваемой методике с типовой настройкой СПР при  $M_c = \text{const}$ , дополнительно проведем расчеты для этой же системы, но без падающего участка  $b = 0$ .

В качестве стандартных распределений корней примем биномиальное, Баттервортса, ИТАЕ, Чебышева (с неравномерностью АЧХ в полосе пропускания 3 дБ) и др. [2].

**Характеристики СПР с нагрузкой типа линейного вязкого трения при настройках по различным критериям**

Распределение корней (тип настройки)	Параметры регуляторов				Частотные параметры системы				Система без падающего участка $M_C = \text{const}$ ( $b = 0, m = 1, \omega = 0,1$ )				Показатели качества и характеристики системы без токоограничения в регуляторе скорости				
									По управлению, $\omega_3 = 1$				По возмущению, $M_C = 0,5$				
	$A^*$	$B^*$	$C^*$	$D^*$	средне-геометрический корень		$\sigma, \%$ , по $\omega$ без фильтра	$t_p$ по $\omega$ с фильтром	$\sigma, \%$ , по $\omega$ с фильтром	$t_p$ по $\omega$ с фильтром	Пиковый момент	$t_{\text{вос}}$	Ф.дни	Пиковый момент			
На симметричный оптимум	2,5	0,8	5	1	2,746	2,746	47	1,9	4	1,414	1,130	1,80	0,820	0,73	(46%)		
Биномиальное	1,767	1,042	3,740	1,231	2,20	2,20	38	3,06	0	4,180	0,42	2,80	0,760	0,70	(40%)		
По Баттерворту	2,055	0,4263	4,939	0,528	3,395	3,395	76	3,35	12	2,24	1,24	3,33	0,820	0,87	(74%)		
По критерию ITAE	2,646	0,419	6,616	0,446	3,928	3,928	71	1,78	2	1,32	1,360	1,760	0,850	0,850	(70%)		
По критерию solution time	3,389	0,155	18,655	0,278	6,984	6,984	91	3,00	4	0,61	3,0	0,47	(3,1)	0,910	0,950	(90%)	
По Чебышеву при $K = 3$ дБ	4,185	0,045	50,775	0,296	19,147	10,990	130	2,50	1,8	0,4-0,9	5,0	0,50	(2,5)	0,96-1,03	1,150	(130%)	
По Бесселью	2,041	0,640	4,547	0,724	0,733	2,885	57	2,80	0,1	2,180	0,80	1,80	0,80	0,780	0,780	(56%)	
Система с падающим участком $M_C^* = b\omega^*$ , ( $b = -1, m = 1, \omega = 0,1$ )																	
Биномиальное	2,245	2,117	4,0	1,326	2,0	2,0	97	3,30	0	4,580	0,120	2,90	0,650	0,650	120%		
На симметричный оптимум	2,5	0,8	5	1	2,746	2,746	112	5,26	40	3,50	1,030	5,380	0,75	0,75	100%		
Настройка по Баттерворту	2,489	0,709	4,992	0,626	3,086	3,086	118	4,48	12	2,480	0,67	4,39	0,75	0,75	110%		
По Чебышеву при $K = 3$ дБ	4,682	0,062	42,87	0,326	17,40	9,990	140	7,00	1,8	1,420	4,10	1,00	(2,7)	0,94	118%		
По критерию ITAE	3,039	0,63	6,378	0,529	3,571	3,571	100	1,90	2	1,450	0,81	2,40	0,80	0,80	100%		
По критерию solution time	4,233	0,214	16,327	0,313	6,349	6,349	120	4,31	4	0,670	(2,7)	2,270	0,70	0,90	100%		
По Бесселью	2,478	1,105	4,667	0,841	0,667	2,430	100	3,30	0,6	2,40	0,370	3,20	0,72	0,72	100%		
Система с восходящим участком $M_C^* = b\omega^*$ , ( $b = +5, m = 1, \omega = 0,1$ )																	
На симметричный оптимум	2,5	0,8	5	1	2,746	2,746	0	5,56	0	6,560	—	5,60	0,92	0,92	0%		
По критерию ITAE	-0,038	-0,003	9,727	0,201	5,714	5,714	12	1,06	2	0,92	—	1,05	0,92	0,92	5%		
По критерию solution time	1,505	0,027	35,2	0,181	10,159	10,159	50	1,35	3,9	0,42	—	0,38	0,95	0,95	15%		

Отметим, что при выбранных значениях параметров выполняется известное условие  $5T_m + T_3 > 25T_\mu$ , допускающее (при  $b = 0$ ) рассмотрение СПР без учета обратной связи по ЭДС и понижение порядка характеристического уравнения контура тока, т.е. традиционная методика синтеза СПР должна давать при  $b = 0$  ожидаемые высокие показатели качества, которые будем рассматривать как эталонные.

Результаты расчетов представим в таблице, в которую включим результаты компьютерного моделирования синтезированных систем при подаче единичного скачка на управляющий вход системы с фильтром и без фильтра и при наборе нагрузки.

#### Методика синтеза регуляторов при полностью управляемых корнях

Как показано выше, с помощью выбора четырех параметров ПИ-регуляторов можно задать любое распределение корней СПР, но при незадании параметра  $\omega_*$ .

Очевидно, для получения полностью управляемых корней необходимо ввести еще один параметр. Это можно сделать, например, за счет введения дополнительно к типовой структуре отрицательной гибкой обратной связи с передаточной функцией  $E^* p^*$  по току на вход преобразователя.

Если считать, что за счет введения режекторного фильтра на частоте пульсаций тиристорного преобразователя и фильтрации высокочастотных помех такая связь технически реализуема, то это позволяет задаваться частотой  $\omega_*$  при любом стандартном распределении корней.

Если записать передаточную функцию по управлению для системы с параметрами  $A^*, B^*, C^*, D^*, E^*$ , то коэффициент при  $p^4$  окажется равным:

$$\alpha_1(\omega_*) = (b/\sqrt{m}) + \sqrt{m} + (1/T_\mu^*) + (\sqrt{m}/T_\mu^*) E^*.$$

Следовательно, задаваясь требуемым значением  $\omega_*$ , получаем:

$$E^* = [\alpha_1(\omega_*) - (b/\sqrt{m}) - \sqrt{m} - (1/T_\mu^*)] T_\mu^* / \sqrt{m}. \quad (11)$$

Приравнивая коэффициенты при  $p^3$  в уравнениях (3) и (4), получаем:

$$\alpha_2(\omega_*)^2 = b + \frac{b}{\sqrt{m} T_\mu^*} + \frac{\sqrt{m}}{T_\mu^*} + C^* \frac{\sqrt{m}}{T_\mu^*} + 1 + \frac{b}{T_\mu^*} E^*,$$

откуда

$$C^* = \frac{T_\mu^*}{\sqrt{m}} \left[ \alpha_2(\omega_*)^2 - b - \frac{b}{\sqrt{m} T_\mu^*} - \frac{\sqrt{m}}{T_\mu^*} - 1 - E^* \frac{b}{T_\mu^*} \right]. \quad (12)$$

Поскольку в коэффициенты при  $p^2, p^1, p^0$  параметр  $E^*$  не входит, по форме они идентичны с ранее рассмотренными; дальнейшая процедура синтеза проводится в соответствии с уравнениями (8), (9), (10).

Как уже отмечалось, уравнение (8) всегда имеет хотя бы один вещественный корень, поэтому коэффициенты  $A^*, B^*, C^*, D^*, E^*$  однозначно определяются выбором желаемого значения  $\omega_*$  и типом стандартного распределения.

Оценим значение коэффициента усиления  $E^*$  дифференцирующего звена для приведенного примера, исходя из (11). Заметим, что физическое значение коэффициента усиления  $E$  связано с обобщенным  $E^*$  следующим соотношением:

$$E^* = \frac{K_n K_{DT}}{R_3} \Omega_{EM} E = \frac{K_n K_{DT}}{R_3 \sqrt{T_m T_3}} E. \quad (13)$$

Определив  $E^*$ , можно легко оценить его реализуемость.

Так, для САР с  $m = 1$ ,  $T_\mu^* = 0,1$  весьма крутонаклонным падающим участком механической характеристики нагрузки  $b = -12$  и желаемой настройкой по Баттерворту с параметром  $\omega_*^* = 4,0$  (выше типового значения по таблице) из (11) получим:

$$E^* = (3,24 \cdot 4 + (12/1) - 1 - 10) \cdot 0,1 = 1,396.$$

Для системы с параметрами  $K_n = 25$ ,  $K_{DT} = 0,05$  В/А,  $K_{DC} = 0,1$  В·с,  $I_n = 100$  А,  $R_3 = 0,12$  Ом,  $T_m = 0,05$  с,  $T_3 = 0,05$  с абсолютное значение постоянной времени  $E$  составит (исходя из (13)) 0,0066 с.

Таким образом, частота среза дифференцирующего звена равна 150 1/с и находится за пределами (на октаву выше) желаемой полосы пропускания системы

$$\Omega_n = \omega_*^* \Omega_{EM} = 4 \frac{1}{\sqrt{T_m T_3}} = 80 \text{ с}^{-1}.$$

Вся существенная для регулирования часть ЛАЧХ звена  $Ep$  будет лежать ниже оси частот.

Моделирование системы с реальным дифференцирующим звеном:

$$W(p^*) = (E^* p^*) / (H^* p^* + 1)$$

при  $H^* = 0,1$  показало, что динамические процессы мало отличаются от динамических процессов при  $H^* = 0$ . Учитывая, что  $H^* = H(1/\sqrt{T_m T_3})$ , несложно определить, что все помехи в канале обратной связи по току с частотами выше  $\omega = 200$  1/с будут усиливаться звеном с передаточной функцией  $Ep/(H^* p + 1)$  всего в 1,2 раза, т.е. по сути останутся без изменения.

Даже если при отсутствии фильтра низких частот  $1/(H^* p + 1)$  не ставить режекторного фильтра на частоту пульсаций мостового преобразователя, то, приняв стандартную амплитуду пульсаций тока в 7%  $I_n$ , т.е. 7 А, получим в первом приближении на выходе пульсации с частотой 300 Гц и амплитудой напряжения

$$\Delta U_{\text{диф}} = \Delta I W_{\text{пульс}} K_{DT} E = 7 \cdot 2 \cdot 3,14 \cdot 300 \cdot 0,05 \cdot 0,0066 = 4,3 \text{ В.}$$

Такие пульсации несложно ослабить с помощью полосно-заграждающего фильтра по крайней мере до уровня обычных

$$\Delta U = \Delta I K_{DT} = 7 \cdot 0,05 = 0,35 \text{ В.}$$

С другой стороны, если иметь в виду ограничение двигателя по скорости нарастания тока  $(dI/dt) = 100 I_{\text{ном}}/c$ , то на выходе такого дифференцирующего звена  $Ep$  при  $(dI/dt)_{\text{max}}$  устанавливается сигнал  $U = 100 I_{\text{ном}} K_{DT} E = 100 \cdot 100 \cdot 0,05 \cdot 0,0066 = 3,3 \text{ В}$ , что также приемлемо.

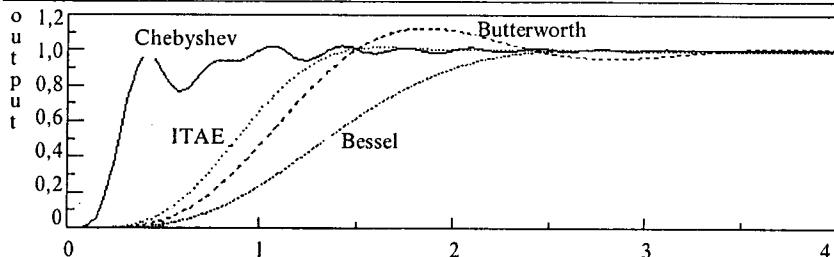


Рис.3. Результаты компьютерного моделирования СПР с ОВТ

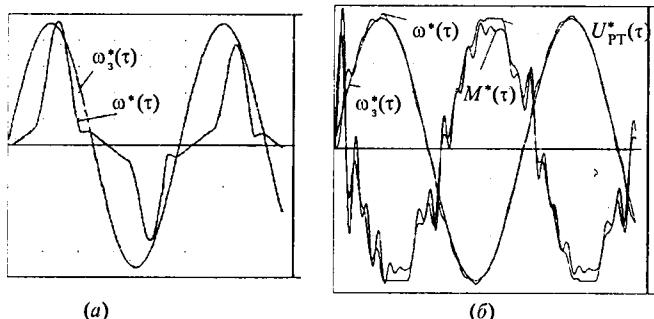


Рис.4. Динамические процессы в СПР с фрикционной нагрузкой:

а — настройка на симметричный оптимум; б — настройка по Чебышеву

Отметим, что без такого относительно слабого дифференцирования синтезировать СПР с заданными параметрами по методике с неполностью управляемыми корнями было бы невозможно: система стала бы неустойчивой в силу нарушения условия (6).

На рис.3 представлены результаты компьютерного моделирования СПР с ОВТ при различных распределениях корней и ступенчатом входном сигнале. На рис.4 показаны динамические процессы в СПР с фрикционной нагрузкой, содержащей восходящий и падающий участки при гармоническом входном сигнале с токоограничением в регуляторе скорости.

#### Выводы

1. Предложенная методика синтеза ПИ-регуляторов тока и скорости одномассовой СПР с нагрузкой

типа линейного вязкого трения обеспечивает желаемые значения показателей качества регулирования в соответствии с выбранным стандартным распределением корней.

2. Возможна реализация методики с неполностью управляемыми корнями, когда требуемое перерегулирование обеспечивается, а быстродействием задаться невозможно.

3. Возможна реализация методики с полностью управляемыми корнями, когда можно задаться желаемыми перерегулированием и быстродействием, но она требует введения дополнительного дифференцирующего звена с малым коэффициентом усиления.

4. Компьютерное моделирование процессов по управлению и по возмущению подтвердило корректность расчетных формул и показало, что динамические процессы по току и по скорости при рассмотренных настройках находятся в рамках общепринятых ограничений.

#### Список литературы

1. Клепиков В.Б. Фрикционные автоколебания в электроприводе и их устранение оптимальной настройкой контуров регулирования //Оптимизация режимов работы систем электроприводов. Красноярск, 1986. С. 19—23.

2. Осичев А.В., Котляров В.О., Марков В.С. Стандартные распределения корней в задачах в электроприводе//Тр. конф. "Проблемы автоматизированного электропривода. Теория и практика." Харьков: Основа, 1977. С.104—110.



Осичев Александр Васильевич — доцент кафедры "Автоматизированные электромеханические системы" Харьковского государственного политехнического университета. Закончил электромашиностроительный факультет Харьковского государственного политехнического университета в 1981 г. В 1990 г. защитил кандидатскую диссертацию по теме "Определение областей динамических режимов электромеханической системы с упругой связью и фрикционной нагрузкой" в специализированном совете Днепропетровского Горного института.

## Минимаксная оптимизация параметров ПИ-регуляторов на максимальный запас устойчивости электромеханических систем при повышенной добротности

А.И.ГУЛЬ, канд.техн.наук

Харьковский ГПУ

Обоснован выбор минимаксного принципа и критерия оптимизации параметров пропорционально-интегральных корректирующих устройств электромеханических систем на максимальный запас устойчивости при повышенной добротности для улучшения показателей качества управления и понижения их параметрической чувствительности. Приведено краткое описание метода настройки ПИ-регулятора в частотной области с приведением решения к математическому программированию.

В настоящее время в эксплуатации находится огромный парк двухконтурных интегрирующих систем регулирования скорости вращения с ПИ-регуляторами,

настроенных по типовому симметричному оптимуму. Главные приводы непрерывных прокатных станов горячей прокатки в последнее время реализуются и

трехкратноинтегрирующими с ПИ<sup>2</sup>-регуляторами скорости. В следящих приводах подач станков с ко-тировальным и программным управлением также широко используются ПИ-регуляторы. Интегрирующие компоненты ПИ-регуляторов создают в этих системах *повышенный порядок астатизма* по всем возмущениям и обеспечивают его *постоянство* при дрейфе параметров системы и таким образом надежно устраняют *установившиеся ошибки управления* и регулирования при типовых воздействиях: скачок, линейно и параболически нарастающий сигнал.

Однако в динамике системы любой кратности интегрирования имеются ошибки управления и регулирования. В связи с тенденцией постоянного роста производительности агрегатов и качества их продукции ко всем системам регулирования скорости и положения предъявляются все возрастающие требования к точности в динамике. Кроме того, от систем электроприводов требуется дополнительно еще и *стабильность повышенных показателей качества управления*, которая зависит от чувствительности к дрейфу параметров. Системы должны быть грубыми (или *робастными* по современной терминологии) с *малой чувствительностью по всем параметрическим возмущениям*.

Исследованиями установлено *повышение показателей качества управления и уменьшение параметрической чувствительности* традиционно настроенных систем с ПИ-регуляторами при дополнительной минимаксной оптимизации по любому из следующих четырех нетрадиционных критериев:

— в частотной области это *минимум показателя колебательности* при *добротности традиционной настройки и максимум добротности при показателе колебательности традиционной настройки*;

— во временной области это *минимум перерегулирования при добротности традиционной настройки и максимум добротности при перерегулировании традиционной настройки*.

*Высокоточную настройку* параметров регулятора по этим критериям можно производить непосредственно на действующем оборудовании системы по *методикам, полностью исключающим идентификации динамических параметров*. Таким образом, чем сложней и менее изучена система, тем больше преимуществ от настройки по таким методикам. Нелинейные системы могут быть оптимизированы по этим критериям как линеаризованные при малых отклонениях от выбранной рабочей точки. В нестационарных системах по мере дрейфа параметров процедуру оптимизации необходимо периодически повторять. Методы поиска оптимума по этим критериям можно эффективно использовать в перспективных электроприводах переменного тока, а также в самонастраивающихся на *максимальный запас устойчивости при повышенной добротности системах с минимизацией показателя колебательности и коэффициентов его чувствительности по основополагающим параметрам*. Перспективным является также дальнейшее раз-

витие исследований в этом направлении с целью повышения точности и скорости поиска оптимума с учетом случайных возмущений, устранения условий возбуждения опасных фрикционных колебаний в системе с отрицательным вязким трением и т.д.

В статье представлен краткий обзор традиционных минимаксных задач и дана постановка *нетрадиционных задач минимаксной оптимизации параметров ПИ-регуляторов на максимальный запас устойчивости электромеханической системы при повышенной добротности с приведением их решения к математическому программированию*.

**Традиционные минимаксные задачи.** Сущность минимаксного принципа легко объяснить на примере обработки эмпирических данных [1]. Пусть задана таблица значений некоторой функции:

$$y_k = y(t_k), k \in [0:N]. \quad (1)$$

Требуется выбрать среди всех алгебраических полиномов

$$P_n(A, t) = \sum_{i=0}^n a_i t^i, \text{ где } A = (a_0, \dots, a_n),$$

такой алгебраический полином  $P_n(A^*, t)$ , который достаточно хорошо аппроксимирует выражение (1). Понятие «достаточно хорошо» требует уточнения. Будем искать полином  $P_n(A^*, t)$ , у которого максимальное уклонение

$$\max_{k \in [0:N]} |y_k - P_n(A^*, t_k)|$$

минимально среди максимальных уклонений всех других алгебраических полиномов  $P_n(A, t)$ :

$$\max_{k \in [0:N]} |y_k - P_n(A^*, t_k)| = \min_{\{A\}} \max_{k \in [0:N]} |y_k - P_n(A, t_k)|.$$

Полином  $P_n(A^*, t)$  называется полиномом наилучшего приближения (1) в чебышевском смысле. Иначе можно сказать, что  $A^*$  — решение следующей минимаксной задачи:

$$\max_{k \in [0:N]} |y_k - P_n(A, t_k)| \rightarrow \min_{\{A\}}.$$

Разумеется, вместо  $P_n(A, t)$  можно взять любое другое параметрическое семейство функций  $Q(X, t)$ , где  $X = (x_1, \dots, x_n)$ , причем на вектор параметров  $X$  может быть наложено ограничение:  $X \in G$ , где  $G$  — множество в  $E_n$ . Тогда, решив минимаксную задачу

$$\max_{k \in [0:N]} |y_k - Q(X, t_k)| \rightarrow \min_{X \in G},$$

найдем вектор  $X^* \in G$  такой, что  $Q(X^*, t)$  наилучшим (в чебышевском смысле) образом аппроксимирует (1) среди всех других функций  $Q(X, t)$ ,  $X \in G$ .

Минимакс — не единственный принцип оптимального выбора параметров. В той же задаче об обработке эмпирических данных наилучшим полиномом (в гауссовском смысле) можно считать полином  $P_n(A^*, t)$ , у которого минимальна сумма квадратов уклонений, т.е.

$$\sum_{k=0}^N (y_k - P_n(A^*, t_k))^2 = \min_{\{A\}} \sum_{k=0}^N (y_k - P_n(A, t_k))^2.$$

Выбор принципа оптимальности зависит от характера задачи и требований, предъявляемых к ее решению.

Еще одним примером минимаксной задачи, возникающей в теории электрических цепей, является задача Мандельштама [2]. Пусть  $\mathbf{X} = (x_1, \dots, x_n)$  и

$$F(\mathbf{X}, t) = \left| \sum_{k=1}^n \cos(kt + x_k) \right|.$$

Среди всех  $\mathbf{X} \in E_n$  требуется найти вектор  $\mathbf{X}^*$  такой, что

$$\max_{t \in [0:2\pi]} F(\mathbf{X}^*, t) = \min_{\{\mathbf{X}\}} \max_{t \in [0:2\pi]} F(\mathbf{X}, t).$$

Много минимаксных задач с нераспадающимися переменными возникает при изучении многообразных конфликтных ситуаций в теории игр и исследований операций, которые по степени сложности значительно превосходят традиционные задачи математического программирования [3].

**Задачи минимаксной оптимизации систем с ПИ-регуляторами.** Нетрадиционной является сама постановка задач минимаксной оптимизации параметров ПИ-регуляторов на максимальный запас устойчивости электромеханической системы при повышенной добротности с целью повышения показателей качества регулирования и понижения ее параметрической чувствительности [4,5]. В соответствии с желаемой ЛАЧХ разомкнутой системы аналитическое описание гиперповерхности равного уровня добротности замкнутой многократноинтегрирующей системы (МИС) в пространстве параметров АЧХ имеет вид

$$\mathbf{A}(\mathbf{B}, v) = \left\{ 1 + (jv)^n \left[ k \mathbf{W}(jv) \prod_{i=1}^{n-1} (1 + jb_i v) \right]^{-1} \right\}^{-1}, \quad (2)$$

где  $\mathbf{A}(\mathbf{B}, v)$  — модуль комплексной передаточной функции (КПФ) замкнутой МИС;  $v$  — частота, о.е.;  $\mathbf{B} = (b_1, \dots, b_{n-1})$  — вектор параметров низкочастотных сопряжений логарифмической АЧХ (ЛАЧХ) разомкнутой МИС;  $n$  — кратность интегрирования

МИС;  $k = \left( a \prod_{i=1}^{n-1} b_i \right)^{-1} = \text{const}$  — контурный коэффициент усиления, о.е.;  $a$  — параметр частоты среза ЛАЧХ;  $\mathbf{W}(jv)$  — КПФ некомпенсированных звеньев контура.

Среди всех  $\mathbf{B} \in G$  требуется найти вектор  $\mathbf{B}^*$  такой, что

$$\max_{v \in [v_h, v_k]} \mathbf{A}(\mathbf{B}^*, v) = \min_{\{\mathbf{B}\}} \max_{v \in [v_h, v_k]} \mathbf{A}(\mathbf{B}, v),$$

где  $G$  — множество значений параметров устойчивой МИС при колебательном характере процессов;  $[v_h, v_k]$  — среднечастотный диапазон ЛАЧХ;

$\max_{v \in [v_h, v_k]} \mathbf{A}(\mathbf{B}, v) = M$  — частотный показатель колебательности (критерий запаса устойчивости, минимум показателя колебательности соответствует максимальному запасу устойчивости).

Запишем минимаксную задачу оптимизации МИС в общем виде

$$\max_{v \in \Omega} \mathbf{A}(\mathbf{B}, v) \rightarrow \min_{\mathbf{B} \in G}, \quad (3)$$

где  $G$  — выпуклое замкнутое множество в  $E_n$ ;  $\Omega$  — ограниченное замкнутое множество в  $E_m$ .

Функция (2) нелинейна по  $\mathbf{B}$  при каждом фиксированном  $v \in \Omega$ , поэтому исходная задача (3) является нелинейной минимаксной задачей [6]. Множества  $G$  и  $\Omega$  задаются на решение минимаксной задачи безусловной оптимизации.

**Основные идеи решения.** Имеются три основные идеи, которые могут быть использованы для решения минимаксных задач [6].

**Поиск экстремального базиса.** Пусть функция  $\mathbf{A}(\mathbf{B}, v)$  выпукла по  $\mathbf{B}$  на  $G$  при каждом фиксированном  $v \in \Omega$ . Тогда на  $\Omega$  можно найти  $r$  точек  $v_1, \dots, v_r$ , где  $1 \leq r \leq n-1$ , таких, что исходная минимаксная задача равносильна следующей задаче:

$$\max_{v \in \Omega} \mathbf{A}(\mathbf{B}, v) \rightarrow \min_{\mathbf{B} \in G}, \quad (4)$$

где  $G_r = \{v_1, \dots, v_r\}$ .

Множество  $\Omega_r$  называется экстремальным базисом. Если экстремальный базис известен, то, решая обычно простую задачу (4), получаем решение и исходной задачи (3).

**Минимизация функции максимума.** Положим

$$M(\mathbf{B}) = \max_{v \in \Omega} \mathbf{A}(\mathbf{B}, v). \quad (5)$$

Тогда исходная задача (3) равносильна задаче минимизации функции  $M(\mathbf{B})$  на  $G$ .

**Нахождение седловой точки.** Точка  $[\mathbf{B}^*, v^*]$  называется седловой точкой функции  $\mathbf{A}(\mathbf{B}, v)$  на множестве  $G \times \Omega$ , если

$$\mathbf{A}(\mathbf{B}^*, v) \leq \mathbf{A}(\mathbf{B}^*, v^*) \leq \mathbf{A}(\mathbf{B}, v^*) \text{ для всех } \mathbf{B} \in G \text{ и } v \in \Omega. \quad (6)$$

Допустив, что у функции  $\mathbf{A}(\mathbf{B}, v)$  существует седловая точка  $[\mathbf{B}^*, v^*]$  на  $G \times \Omega$ , получим:

$$\min_{\mathbf{B} \in G} \max_{v \in \Omega} \mathbf{A}(\mathbf{B}, v) = \mathbf{A}(\mathbf{B}^*, v^*) = \max_{v \in \Omega} \min_{\mathbf{B} \in G} \mathbf{A}(\mathbf{B}, v).$$

В рассматриваемом случае минимаксная задача (3), а также двойственная к ней максиминная задача

$$\min_{\mathbf{B} \in G} \mathbf{A}(\mathbf{B}, v) \rightarrow \max_{v \in \Omega}$$

сводятся к задаче об отыскании седловой точки.

Первая идея принадлежит П.Л.Чебышеву [1]. В настоящее время она наиболее полно разработана для одномерных задач аппроксимации. На основе второй идеи разработан общий подход к построению численных методов решения задачи поиска минимакса с распадающимися переменными [6]. Третью идею связывают с именем Дж. Фон Неймана [3]. Она используется в основном для игровых задач. Вместе с тем методы решения минимаксных задач разработаны еще недостаточно и исследования в этой области интенсивно продолжаются. С учетом особенностей конкретных целевых функций разрабатываются высокоеффективные алгоритмы решения прикладных минимаксных задач, превосходящие по сходимости

универсальные алгоритмы. Например, свойство коммутативности выражения (2) относительно компонент вектора параметров  $\mathbf{B}$  открывает перспективу резкого сокращения размерности задач минимаксной оптимизации МИС и разработки на этой основе нетрадиционных алгоритмов и программ повышенной сходимости. В настоящее время в популярных справочниках по алгоритмам и программам для персональных компьютеров [7,8] вообще нет ни одной программы решения минимаксной задачи.

**Целевые функции двух переменных** – основа алгоритмов минимаксной оптимизации МИС высокой сходимости. Следствием коммутативности выражения (2) относительно параметров  $b_i$  является равенство координат седловой точки по осям параметров  $b_i$  единому значению  $b^*$ , что позволяет заменить функцию многих переменных (2) единой для всех МИС целевой функцией двух переменных [4,5]

$$A(b, v) = \left\{ 1 + (jv)^n \left[ kW(jv) (1 + jb v)^{n-1} \right]^{-1} \right\}^{-1}, \quad (7)$$

где  $b$  — обобщенный параметр равных низкочастотных сопряжений ЛАЧХ.

Тогда среди всех  $b_n < b < b_k$  требуется найти такое значение  $b^*$ , при котором

$$\max_{v \in [v_n, v_k]} A(b^*, v) = \min_{b \in [b_n, b_k]} \max_{v \in [v_n, v_k]} A(b, v), \quad (8)$$

где  $b_n$  и  $b_k$  — значения пределов варьирования параметров по условию устойчивости и колебательности МИС.

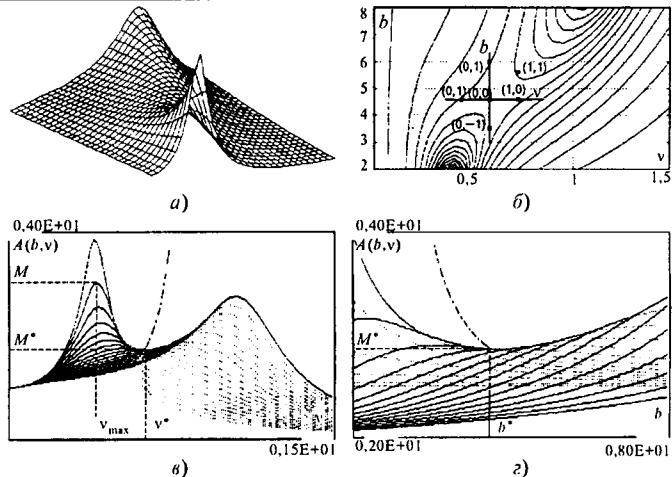
Седлообразная особенность целевой функции (7) с единственной седловой точкой, типичный вид которой для МИС с одномассовым электроприводом при незначительном влиянии противоЭДС двигателя приведен на рисунке, а—2, существует в среднечастотном диапазоне при любом конкретном виде и сложности КПФ некомпенсированных звеньев контура  $W(jv)$ . При повышенных значениях уровня добротности минимаксные значения показателя колебательности  $M = M^*$  и соответствующих значений резонансной частоты  $v = v^*$  и параметра  $b = b^*$  располагаются на пространственной линии максимального запаса устойчивости (см. ее штрих-пунктирные проекции на рисунке, 2).

Вторая особенность целевых функций  $A(b, v)$  заключается в стационарности их седловых точек, что позволяет определение их координат решением уравнений

$$\frac{\partial A(b, v)}{\partial v} = 0; \quad (9)$$

$$\frac{\partial A(b, v)}{\partial b} = 0, \quad (10)$$

а равенство нулю производных по параметрам регулятора предопределяет нечувствительность по ним показателя колебательности (а значит и запаса устойчивости системы). Таким образом, линия максимального запаса устойчивости системы является одновременно и линией его нечувствительности к параметрическим возмущениям регулятора. Третья особенность целевых функций  $A(b, v)$  состоит в том,



Трехмерное изображение целевой функции (а), расположение узлов интерполяции на ее топографии (б), сечения по оси параметра (с) и по оси частоты (д)

что даже в самом упрощенном виде описания системы, определение аналитических выражений частных производных для уравнений (9) и (10) встречает не преодолимые трудности и решение минимаксных задач (8) возможно только методами математического программирования по последовательным алгоритмам нулевого порядка.

Четвертая особенность целевых функций  $A(b, v)$  состоит в том, что они не являются выпуклыми по  $b$  на отрезке  $b \in [b_0, b_1]$  при каждом зафиксированном  $v \in [v_0, v_1]$  (см. рисунок, д), а это исключает поиск седловой точки по определению (6) и большинству известных алгоритмов [9], а такой универсальный алгоритм как минимакс от матрицы значений целевой функции в узлах равномерной сетки является мало эффективным.

При значительном влиянии таких второстепенных факторов, как противоЭДС электродвигателя, многомассовость и вязкое трение в приводном механизме, взаимосвязь каналов в многодвигательном электроприводе через общий технологический объект управления и т.д. на поверхности равного уровня добротности синтезированной по желаемой ЛАЧХ системе могут возникнуть дополнительные стационарные точки, а высокоточный расчет координат ее точек из-за сложности и «жесткости» математической модели станет практически возможен только методами структурного моделирования в частотной области [10].

Запишем минимаксную задачу оптимизации параметров ПИ-регулятора электромеханической системы в частотной области при структурном моделировании по векторно-матричной модели

$$\max_{v \in [v_0, v_1]} A(b, v) \rightarrow \min_{b \in [b_0, b_1]} .$$

Здесь  $b$  — единственный управляющий сигнал вариации коэффициентов усиления безынерционных звеньев последовательно соединенных изодромных корректи-

рующих устройств;  $A(b_0, v_0)$ ,  $A(b_0, v_1)$ ,  $A(b_1, v_0)$ ,  $A(b_1, v_1)$  — четыре точки целевой функции в окрестности седловой точки.

По этим четырем точкам может быть произведена интерполяция целевой функции поверхностью второго порядка и по ней аналитически определено следующее уточненное приближение к седловой точке. Эффективные методы решения минимаксных задач оптимизации ПИ-регулятора сложных электромеханических систем приведены в [4,5,10].

#### Список литературы

- Чебышев П.Л. Вопросы о наименьших величинах, связанных с приближенным представлением функций// Собр. соч., Т. II. М.: АН СССР, 1947. С. 151—238.
- Чеботарев Н.Г. Об одном критерии минимакса//ДАН СССР. 1943. № 39. С. 373—376.
- Фон Нейман Дж., Моргенштерн О. Теория игр и экономическое поведение. М.: Наука, 1970.
- Гуль А.И. Минимаксные методы повышения качества регулирования и снижения параметрической чувствительности электромеханических систем с пропорционально-интегральными регуляторами//Проблемы автоматизированного электропривода. Теория и практика: Вестник ХГПУ. Харьков: ХГПУ, 1998. С.93—96.

5. Гуль А.И. Повышение качества регулирования тиристорных электроприводов непрерывных прокатных станов минимаксными методами//Технічна електродинаміка. Спеціальний випуск. 1998. № 2, Т.2, С.105—110.

6. Демьянин В.Ф., Малоземов В.Н. Введение в минимакс. М.: Наука, 1972.

7. Дьяконов В.П. Справочник по алгоритмам и программам на языке бейсик для персональных ЭВМ: Справочник. М.: Наука, 1989.

8. Потемкин В.Г. Система MATLAB. Справочное пособие М.: ДИАЛОГ—МИФИ, 1997.

9. Бейко И.В., Бублик В.Н., Зинько П.Н. Метод и алгоритмы решения задач оптимизации. Киев: Вища школа, 1983.

10. Гуль А.И. Интерполяционное дополнение частотных методов структурного моделирования сложных электромеханических систем//Вестник ХГПУ. 1998. Вып. 14, С.38—44.



Гуль Альберт Игнатьевич — докторант, старший научный сотрудник кафедры «Автоматизированные электромеханические системы» Харьковского государственного политехнического университета. Окончил факультет электрификации Харьковского института механизации и электрификации сельского хозяйства в 1959 г. В 1990 г. во ВНИИэлектроприводе защитил кандидатскую диссертацию «Разработка двухканальных многосвязных электроприводов с многократноинтегрирующими контурами управления».

## Синтез нелинейных систем электропривода с низкой чувствительностью к параметрическим возмущениям

А. И. МОТЧЕНКО, канд.техн. наук, проф., В. Н. СТОЛЯРОВ, магистр

Донбасский ГМИ

Рассмотрена проблема создания электроприводов с низкой чувствительностью к параметрическим и координатным возмущениям. Синтезированы нелинейные алгоритмы регулирования в системах, работающих с полным и частичным использованием ресурса управления.

Задача синтеза систем автоматического регулирования (САР), обладающих низкой чувствительностью к параметрическим возмущениям, неразрывно связана с проблемами реализации траекторий наивысшего быстродействия и обеспечения помехоустойчивости. Увеличение быстродействия назначеннной траектории ведет к уменьшению запасов устойчивости САР, в результате чего влияние вариаций параметров объекта управления на качество переходных процессов возрастает, особенно в системах высокого порядка. В данной статье синтезированы алгоритмы управления, которые обеспечивают высокие динамические показатели системы в нормальном режиме работы электропривода и позволяют стабилизировать переходные процессы при изменении параметров объекта управления.

В [1—3] показано, что создание электропривода, инвариантного к параметрическим возмущениям, возможно путем введения в САР нелинейных связей. Структурная реализация алгоритмов в системах с полным использованием ресурса управления и частичным его использованием имеет ряд отличий. Под ресурсом управления понимается запас по напряже-

нию управляющих элементов — преобразователя и регуляторов. Если нормальный режим работы предполагает опрокидывание регуляторов, следовательно, речь идет о системе с полным использованием ресурса управления. Если же задающий сигнал представляет собой траекторию движения и отрабатывается САР без опрокидывания регуляторов, то имеем систему с частичным использованием ресурса управления.

Рассмотрим процедуру синтеза нелинейного алгоритма регулирования скорости двигателя постоянного тока в системе, работающей с полным использованием ресурса управления. Синтезируем регуляторы тока и скорости методом аналитического конструирования регуляторов.

Возмущенное движение электропривода описывается системой линейных дифференциальных уравнений:

$$\begin{cases} p\eta_1 = a_{12}\eta_2; \\ p\eta_2 = a_{21}\eta_1 + a_{22}\eta_2 + a_{23}\eta_3; \\ p\eta_3 = a_{33}\eta_3 + b_3U, \end{cases} \quad (1)$$

где  $\eta_1 = \frac{\omega - \omega^*}{\omega_m}$ ;  $\eta_2 = \frac{i - i^*}{I_m}$ ;  $\eta_3 = \frac{E_n - E_n^*}{E_{n,m}}$ ;  $E_n$ ,  $i$ ,  $\omega$ ,



чить свойства инвариантности при конечном значении  $k_u$ . Поэтому положим  $k_u = \infty$ , что достигается применением релейного регулятора и организацией в контуре скользящего режима. Тогда

$$E_n = E_{n,m} \operatorname{sign}(F^* - F). \quad (13)$$

С учетом инерционности преобразователя выражение (13) можно представить в виде

$$E_n = \frac{k_n}{T_n p + 1} U_m \operatorname{sign}(F^* - F),$$

следовательно, алгоритм регулятора положения с учетом (9)–(11) :

$$U_{RP} = U_m \operatorname{sign}[d_0 S_{\text{зад}} - (p^3 + d_2 p^2 + d_1 p + d_0) S]. \quad (14)$$

Особенностью данного алгоритма является контроль вектора фазовых координат, т. е. в векторной форме

$$U_{RP} = U_m \operatorname{sign}[d_0 S_{\text{зад}} - LZ], \quad (15)$$

где  $L = [d_0 \ d_1 \ d_2 \ 1]$ ;  $Z = [S \ pS \ p^2S \ p^3S]^T$ .

Исследование структуры, реализующей закон управления (14), показывает, что при безынерционном преобразователе достигается абсолютная инвариантность контура регулирования к изменению параметров объекта. Ограничением при этом является ресурс управления, определяющийся максимальным значением ЭДС преобразователя. Если быстродействие назначеннной траектории значительно превосходит быстродействие самого объекта, на отдельных участках траектории скользящий режим нарушается, регулятор опрокидывается и характер переходного процесса полностью определяется параметрами объекта, т.е. можно говорить лишь об абсолютной инвариантности в пределах ресурса управления [3].

Чтобы получить высококачественные характеристики при исходных параметрах объекта управления и одновременно достичь инвариантности к их изменению в широком диапазоне, необходимо автоматически варьировать траекторию движения в функции запаса ресурса управления. Если данный запас снижается, САР должна уменьшать быстродействие назначенной траектории, что позволяет избежать срыва скользящего режима и возникновения колебаний.

В рассматриваемой системе реализовать данный принцип можно, варьируя коэффициент  $d_2$ . Схема позиционной системы с варьируемой траекторией движения приведена на рис.2. Контроль использования ресурса управления осуществляется при помощи фильтра, подключенного к выходу релейного регулятора. Алгоритм автоматического изменения  $d_2$ , реализуемый при помощи узла самонастройки, состоит в следующем. Если ресурс используется более чем на 80%, т. е. модуль выходного напряжения фильтра превышает  $0,8U_m$ , то разница интегрируется и коэффициент  $d_2$  растет до тех пор, пока будет сформирована такая траектория движения, на которой значение  $U_\phi$  никогда не превосходит  $0,8U_m$ . Если

$$|U_\phi| < 0,8U_m,$$

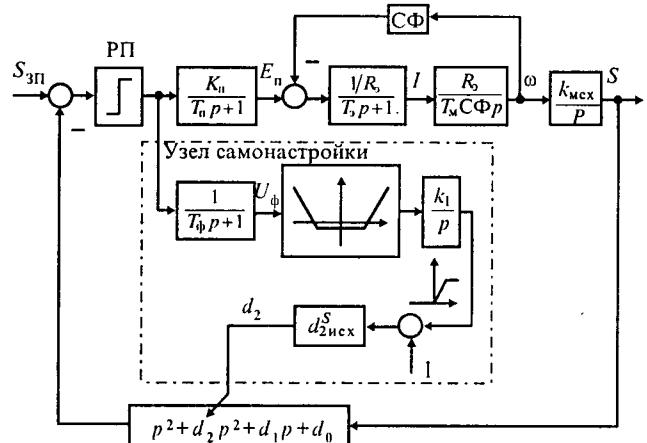


Рис.2. Схема позиционной системы с варьируемой траекторией движения и контролем вектора фазовых координат

на вход интегратора подается малое отрицательное напряжение, что обеспечивает возможность постепенного возврата к первоначальной траектории, если параметры вновь примут исходные значения.

Недостаток структуры с контролем вектора фазовых координат — высокая чувствительность к помехам в канале обратной связи. Реальной альтернативой системе с производными является структура с контролем вектора исходных координат. Чтобы получить алгоритм регулятора положения, модифицируем выражение (15). Для этого выразим вектор фазовых координат  $Z$  через вектор исходных координат:

$$Z = K^{-1} [E_n \ I \ \omega \ S]^T, \quad (16)$$

где  $K$  — матрица канонического преобразования [6].

Для объекта, записанного в виде (6), матрица  $K^{-1}$  имеет вид :

$$K^{-1} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & a_{43} & 0 \\ 0 & a_{32}a_{43} & 0 & 0 \\ a_{21}a_{32}a_{43} & a_{22}a_{32}a_{43} & a_{23}a_{32}a_{43} & 0 \end{bmatrix}. \quad (17)$$

Структурная схема САР положения, реализующей алгоритм (14) с учетом (17), приведена на рис.3.

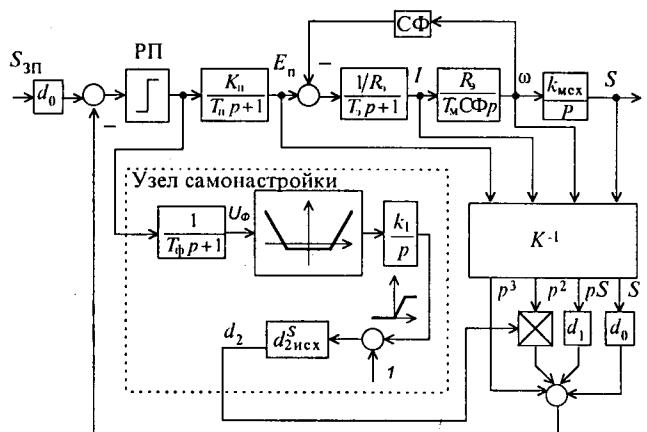


Рис.3. Схема позиционной системы с варьируемой траекторией движения и контролем вектора исходных координат

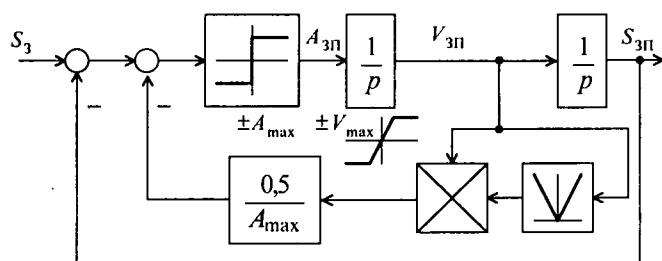


Рис.4. Структурная схема задатчика положения

Для формирования оптимальной по быстродействию траектории задания в синтезированных позиционных системах требуется установка задатчика положения (ЗП). Согласно результатам [7] на траектории наибольшего быстродействия системы второго порядка ускорение движения изменяется по закону:

$$A_{3П} = A_{max} \operatorname{sign}[S_3 - S_{3П} - \frac{0,5}{A_{max}} V_{3П} |V_{3П}|], \quad (18)$$

где  $A_{3П}$ ,  $A_{max}$  — ускорение и его максимальное значение;  $V_{3П}$  — линейная скорость движения, формируемая задатчиком;  $S_3$ ,  $S_{3П}$  — соответственно задание на положение и выходная траектория задатчика.

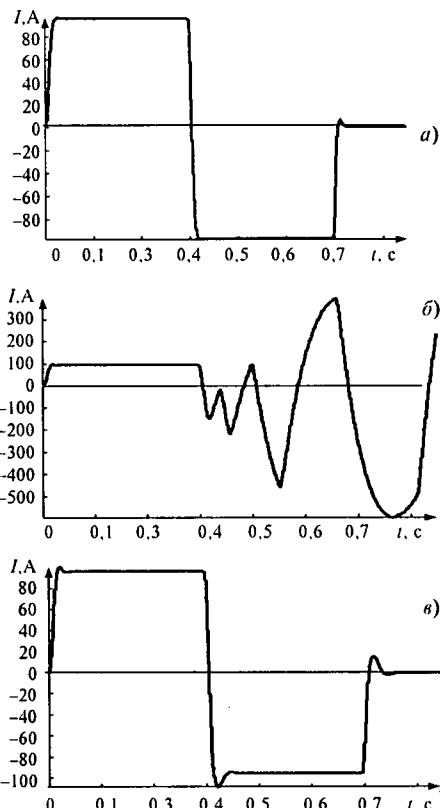


Рис.5. Графики переходного процесса тока в САР положения с контролем вектора исходных координат в системах с фиксированной и с варьируемой траекториями:  
 а — при исходных параметрах объекта в обеих системах;  
 б — при увеличенном в 1,6 раза  $T_3$  и фиксированной траектории;  
 в — при увеличенном в 1,6 раза  $T_3$  и варьируемой траектории

Структурная схема ЗП, реализующего закон (18), приведена на рис.4.

Выбор коэффициентов желаемой траектории  $d_0 \dots d_2$  удобно осуществить с помощью методики А.П. Батенко [8], позволяющей с высокой точностью сформировать переходный процесс с заданным перегулированием и временем регулирования.

Графики переходных процессов тока в САР положения с контролем вектора исходных координат при исходных параметрах и при увеличенной в 1,6 раза электромагнитной постоянной времени  $T_3$  приведены на рис.5.

Система с варьируемой траекторией движения сохраняет работоспособность и при значительно больших отклонениях параметров от исходных значений. Для ограничения промежуточных координат в случае аварийных режимов САР может быть дополнена внутренними контурами.

Таким образом, наличие нелинейных связей позволяет автоматически варьировать траекторию движения системы и достичь инвариантности к параметрическим возмущениям.

#### Список литературы

1. Марченко В. И., Мотченко А.И. Синтез электропривода постоянного тока методом обратной задачи динамики с использованием функции Ляпунова // Электромеханика. 1987. №12. С. 84—91.
2. Мотченко А.И., Столяров В.Н. Синтез нелинейной системы электропривода методом аналитического конструирования регуляторов // Проблемы автоматизированного электропривода. Теория и практика. Харьков: Основа, 1997. С. 80—82.
3. Мотченко А.И., Столяров В.Н. Позиционный электропривод с варьируемой траекторией движения // Проблемы автоматизированного электропривода. Теория и практика. Харьков: ХГПУ, 1998. С. 199—201.
4. Барашин Е.А. Функции Ляпунова. М.: Наука, 1970.
5. Крутко П. Д. Обратные задачи динамики управляемых систем: нелинейные модели. М.: Наука, 1988.
6. Крутко П. Д. Обратные задачи динамики управляемых систем: линейные модели. М.: Наука, 1987.
7. Фельдбаум А. А. О синтезе оптимальных систем с помощью фазового пространства // Автоматика и телемеханика. 1955. №2.
8. Батенко А. П. Управление конечным состоянием движущихся объектов. М.: Сов. радио, 1977.



Мотченко Александр Иванович — заведующий кафедрой "Автоматизированные электромеханические системы", профессор. Окончил в 1959 г. электромашиностроительный факультет Харьковского политехнического института, защитил в 1971 г. в этом же институте кандидатскую диссертацию на тему "Синтез и исследование системы оптимального управления нажимными устройствами реверсивных толстолистовых станов".

Столяров Вадим Николаевич — аспирант кафедры АЭМС Донбасского горно-металлургического института. Закончил в 1997 г. факультет Автоматизации производственных процессов Донбасского горно-металлургического института. Защитил в 1997 г. магистрскую диссертацию на тему "Синтез и исследование высокодинамичных электроприводов, обладающих низкой чувствительностью к параметрическим и координатным возмущениям".



# Комбинированное управление цифровыми системами регулирования скорости с учетом ограничения ускорения и рывка

П.Х.КОЦЕГУБ, доктор техн. наук, А.Н.МИНТУС, инж., О.И.ТОЛОЧКО, канд.техн. наук

ДонГТУ

Предложены задающие устройства, реализующие комбинированное управление в многократных цифровых системах регулирования скорости с ограничением ускорения и рывка, и методика оптимизации комбинированных систем из условия обеспечения максимального при заданных ограничениях быстродействия. Приведены результаты, свидетельствующие об эффективности предлагаемых решений и целесообразности реализации комбинированного управления.

Эффективность применения комбинированного управления в системах регулирования скорости (СРС) в электроприводах постоянного тока при отсутствии ограничения рывка подтверждена исследованиями [1,2]. В статье рассматривается комбинированное управление в СРС с ограничением рывка и излагаются вопросы синтеза этих систем.

Предполагается, что системы работают в напряженных пуско-тормозных режимах, а задачи ограничения рывка возложены на задающие устройства (ЗУ), устанавливаемые на входе контуров регулирования скорости (КРС).

Рассмотрению подлежат однократно интегрирующие и двукратно интегрирующие СРС с обратной связью как по мгновенному, так и по среднему значениям скорости. В общем случае рассматриваются многократные СРС с учетом запаздывания в КРС, а если периоды квантования во всех контурах регулирования одинаковы, то рассматриваются и системы с компенсацией запаздывания в контурах скорости.

На рис.1 приведена линеаризованная структурная схема многократной двукратно интегрирующей СРС. Она включает в себя контуры регулирования тока (КРТ) и скорости (КРС). Период квантования в контуре тока  $T_2$  принят равным дискретности вентильного преобразователя, а период квантования в КРС

$$T_1 = kT_2, \quad (1)$$

где  $k$  — целое число.

КРС условно представлен в виде двух контуров: внутреннего и внешнего. Каждый из контуров имеет свой цифровой регулятор РС1 и РС2 соответственно. В рассматриваемой системе РС1 является пропор-

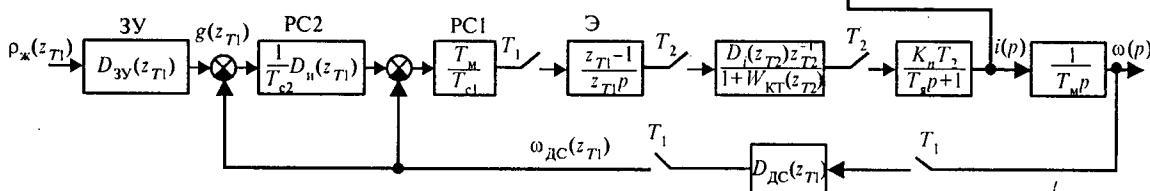


Рис. 1. Структурная схема многократной двукратно интегрирующей СРС

циональным с передаточной функцией

$$D_{\omega 1}(zT_1) = T_m/T_{cl}, \quad (2)$$

а РС2 имеет интегральную структуру с передаточной функцией

$$D_{\omega 2}(zT_1) = \frac{1}{T_{c2}} D_n(zT_1), \quad (3)$$

где  $T_{cl}$  и  $T_{c2}$  — постоянные интегрирования разомкнутых внутреннего и внешнего КРС;  $D_n(zT_1)$  — передаточная функция, определяющая алгоритм интегрирования в РС2.

Если рассматриваются однократно интегрирующие СРС, то внешний КРС на рис.1 отсутствует.

Здесь и в дальнейшем  $Z$ -преобразования сигналов  $X(z)$  с периодом квантования  $T_1$  обозначены  $X(zT_1)$ , а с периодом  $T_2$  —  $X(zT_2)$ . Аналогичное замечание следует сделать относительно применяемых в дальнейшем передаточных функций отдельных элементов систем  $D(zT_1)$  и  $D(zT_2)$  ( $W(zT_1)$  и  $W(zT_2)$ ).

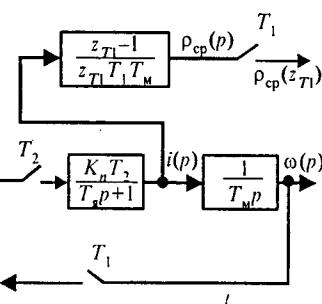
Если в канале обратной связи по скорости используется датчик среднего за период  $T_1$  значения скорости, то описываемая его передаточная функция

$$D_{DC}(p) = \frac{1 - e^{-T_1 p}}{T_1 p} \quad (4)$$

при синтезе приближенно заменяется выражением

$$D_{DC}(zT_1) = \frac{zT_1 + 1}{2zT_1}. \quad (5)$$

Если же реализована обратная связь по мгновенному значению скорости, то



$$D_{DC}(z_{T1}) = 1. \quad (6)$$

Между РС1 и регулятором тока (РТ) установлен экстраполятор Э нулевого порядка с фиксацией на период  $T_1$

$$W_3(p) = \frac{1 - e^{-T_1 p}}{p} = \frac{z_{T1} - 1}{z_{T1} p}, \quad (7)$$

информация о которых хранится в течение периода  $T_1$  и  $k$  раз опрашивается дискретной частью системы, работающей с периодом квантования  $T_2$ .

Для удобства выкладок активное сопротивление якорной цепи  $R_a$ , постоянная двигателя  $C$ , а также коэффициенты передачи датчиков тока и скорости приняты равными единице. Это не влияет на результаты исследований, так как соответствующим выбором относительных единиц реальная система всегда может быть приведена к рассматриваемой.

Другие обозначения на рис.1:

$k_n$  — коэффициент передачи по напряжению вентильного преобразователя;

$T_a, T_m$  — электромагнитная постоянная якорной цепи и электромеханическая постоянная времени привода, соответственно.

Предполагаем, что КРТ настроен в соответствии с методикой [3], согласно которой в качестве его выходного сигнала рассматривается среднее за  $T_2$  значение тока  $i_{cp}$ , а в качестве желаемого характера его изменения принят экспоненциальный закон

$$i_{cp}(nT_2) = 1 - \exp(-nT_2/T_{\ast}). \quad (8)$$

Запаздывание в КРТ компенсировано, поэтому на рис.1 оно показано в КРС. Контур тока на рис.1 представлен передаточной функцией от выхода экстраполатора до выхода РТ. При этом передаточные функции РТ и разомкнутого КРТ, полученные без учета чистого запаздывания, соответственно равны [3]:

$$D_i(z_{T2}) = \frac{1}{K_n} \frac{1 - d_{\ast}}{1 - d_i} \frac{z_{T2} - d_i}{z_{T2} - 1}; \quad (9)$$

$$W_{KT}(z_{T2}) = \frac{1 - d_{\ast}}{z_{T2} - 1}, \quad (10)$$

где  $d_{\ast} = e^{-\frac{T_2}{T_{\ast}}}$ ;  $d_i = e^{-\frac{T_2}{T_a}}$ ;  $T_{\ast}$  — постоянная времени экспонента желаемого изменения среднего значения тока.

Если  $k = 1$ , то все контуры регулирования работают с одинаковой дискретностью и в КРС также возможна компенсация чистого запаздывания средствами импульсной коррекции. Это позволяет устраниТЬ его влияние на процессы в замкнутом контуре и осуществить настройку последнего на более высокое быстродействие. Вопросы реализации импульсной коррекции запаздывания в КРС изложены, например, в [3,4].

Структурная схема цифрового задающего устройства (ЗУ) для СРС с ограничением рывка  $\rho$  и ускорения  $\varepsilon$  приведена на рис.2,а (коэффициенты  $\beta_1 = \beta_2 = 0$ ).

Арифметико-логическое устройство (АЛУ) на основании информации о заданном значении скорости  $\omega_3$  и максимальных значениях ускорения  $\varepsilon_m$  и рывка  $\rho_m$  формирует сигнал желаемого изменения рывка  $\rho_{\ast}$ , а на выходах первого  $D_{3U1}(z_{T1})$  и второго  $D_{3U2}(z_{T1})$  интеграторов формируются соответственно сигналы желаемых изменений ускорения  $\varepsilon_{\ast}$  и скорости  $\omega_{\ast}$ .

В типовых СРС, работающих по отклонению, на вход КРС поступает сигнал  $g(nT_1)$ , равный или пропорциональный только желаемому изменению скорости  $\omega_{\ast}(nT_1)$ . Если же  $g(nT_1)$  помимо  $\omega_{\ast}(nT_1)$  содержит, например, сигналы пропорциональные  $\varepsilon_{\ast}(nT_1)$  и  $\rho_{\ast}(nT_1)$ , т.е.

$$g(nT_1) = \omega_{\ast}(nT_1) + \beta_1 \varepsilon_{\ast}(nT_1) + \beta_2 \rho_{\ast}(nT_1), \quad (11)$$

то реализуется комбинированное управление по задающему воздействию, поскольку на вход системы помимо желаемого задающего воздействия подаются и сигналы, пропорциональные его первой и второй разностям.

Передаточная функция ЗУ на рис.2,а (ЗУ1) вне зависимости от используемых алгоритмов цифрового интегрирования, определяемых передаточными функциями  $D_{3U1}(z_{T1})$  и  $D_{3U2}(z_{T1})$ , всегда может быть приведена к виду:

$$D_{3U1}(z_{T1}) = \frac{g(z_{T1})}{\rho_{\ast}(z_{T1})} = \frac{k_2 z_{T1}^2 + k_1 z_{T1} + k_0}{(z_{T1} - 1)^2}, \quad (12)$$

где  $k_0, k_1, k_2$  — коэффициенты, численное значение которых зависит от используемых алгоритмов интегрирования и коэффициентов  $\beta_1$  и  $\beta_2$ .

При этом выбором коэффициентов  $\beta_1$  и  $\beta_2$  всегда можно обеспечить требуемое значение отношений  $k_1/k_0$  и  $k_2/k_0$ .

Для СРС с обратной связью по среднему за период  $T_1$  значению скорости возможно применение задающего устройства ЗУ2, представленного на рис.2,б. В этом ЗУ перед КРС установлен дискретный фильтр (звено цифрового усреднения) с передаточной функцией

$$D_{\Phi}(z_{T1}) = \frac{z_{T1} + 1}{2z_{T1}}, \quad (13)$$

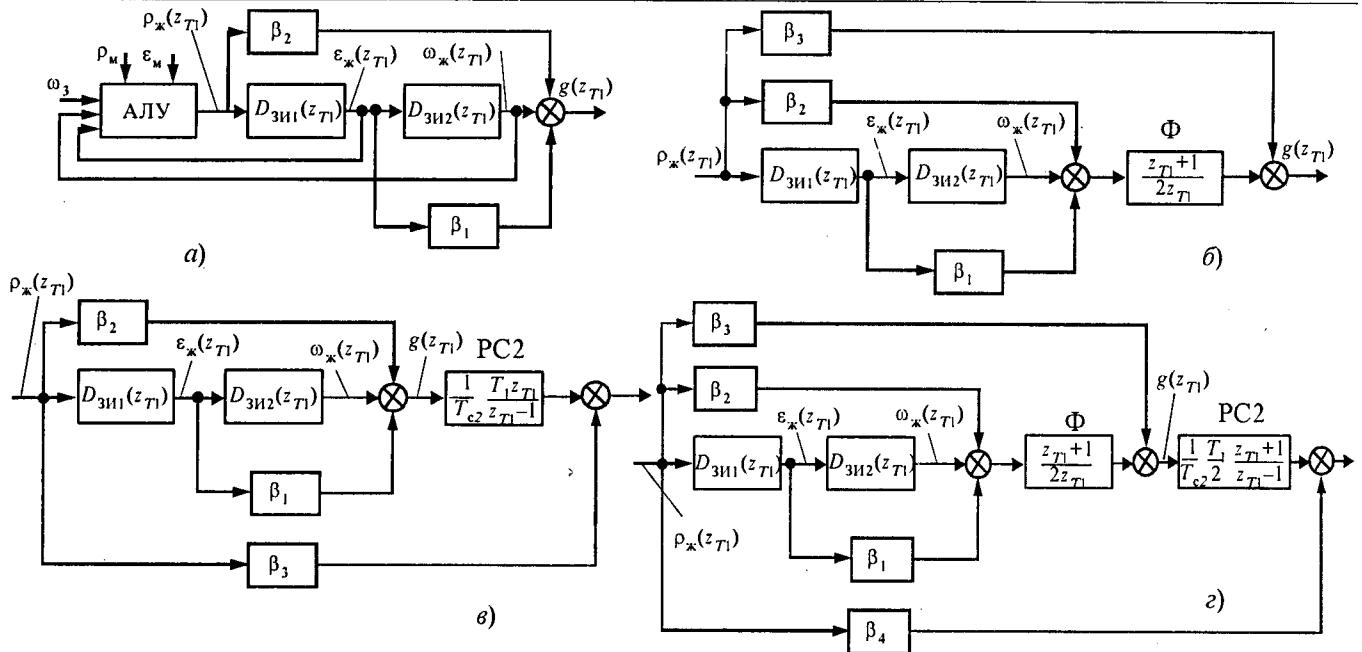
который позволяет компенсировать существующую в КРС нерегулируемую форсировку, вызванную наличием инерционной обратной связи по скорости. Кроме того, введена дополнительная связь с коэффициентом  $\beta_3$ .

Передаточная функция рассматриваемого ЗУ2

$$D_{3U2}(z_{T1}) = \frac{g(z_{T1})}{\rho_{\ast}(z_{T1})} = \frac{k_3 z_{T1}^3 + k_2 z_{T1}^2 + k_1 z_{T1} + k_0}{z_{T1}(z_{T1} - 1)^2}. \quad (14)$$

Как и ранее, благодаря выбору коэффициентов  $\beta_1$ ,  $\beta_2$  и  $\beta_3$  возможна реализация требуемых значений отношений  $k_1/k_0$ ,  $k_2/k_0$  и  $k_3/k_0$ .

В случае реализации комбинированного управления в двухкратно интегрирующих СРС количество разностей от задающего воздействия, а следовательно, и эффективность комбинированного управления



**Рис.2.** Задающие устройства для реализации комбинированного управления в СРС с ограничением рывка:  
 $a$  — ЗУ1;  $b$  — ЗУ2;  $c$  — ЗУ3;  $g$  — ЗУ4

могут быть повышенны, если завести дополнительную корректирующую связь по рывку за интегральный регулятор скорости РС2. Это иллюстрируется ЗУ, представленными на рис.2,8,2 и обозначенными ЗУ3 и ЗУ4. Их передаточные функции после переноса корректирующей связи с выхода РС2 на вход

$$D_{3Y3}(z_{T1}) = \frac{g(z_{T1})}{\rho_{\mathbf{x}}(z_{T1})} = \frac{k_3 z_{T1}^3 + k_2 z_{T1}^2 + k_1 z_{T1} + k_0}{z_{T1}(z_{T1} - 1)^2}, \quad (15)$$

$$D_{3V4}(z_{T1}) = \frac{g(z_{T1})}{\rho_{\infty}(z_{T1})} = \frac{k_4 z_{T1}^4 + k_3 z_{T1}^3 + k_2 z_{T1}^2 + k_1 z_{T1} + k_0}{z_{T1}(z_{T1} - 1)^2(z_{T1} + 1)}. \quad (16)$$

Следует отметить, что выражение (16) можно получить только при передаточной функции интегрального регулятора скорости РС2

$$D_{\omega 2}(z_{T1}) = \frac{T_1}{2T_{c2}} \frac{z_{T1}+1}{z_{T1}-1}. \quad (17)$$

При использовании других алгоритмов интегрирования будем получать передаточную функцию  $D_{3y4}(z_{T1})$ , совпадающую с  $D_{3y3}(z_{T1})$ . Однако в последнем случае целесообразно применение ЗУЗ как более простого. При этом в РС2 используется алгоритм интегрирования, определяемый передаточной функцией

$$D_u(z_{T1}) = \frac{T_1 z_{T1}}{z_{T1} - 1} \quad (18)$$

исключительно из условия обеспечения наилучших, по сравнению с другими алгоритмами интегрирования, динамических показателей КРС [1,2].

Для рассматриваемых систем получены следующие дискретные передаточные функции от задания на скорость  $g$  до среднего значения рывка  $\rho_{\text{ср}}$ . Для однократно интегрирующих СРС:

$$K_{11}(z_{T1}) = \frac{\rho_{cp}(z_{T1})}{g(z_{T1})} = \frac{(1-d_{\mathbb{K}})(1-d_{\mathbb{K}}^k)}{T_1 T_{\mathfrak{K}} (1-d_{\mathfrak{K}}) z_{T1}} \frac{(z_{T1}-1)^2}{a_2 z_{T1}^2 + a_1 z_{T1} + a_0}. \quad (19)$$

— с датчиком мгновенного значения скорости;

$$K_{12}(z_T) = \frac{\rho_{cp}(z_T)}{g(z_T)} = \frac{(1-d_k)(1-d_k^k)}{T_1 T_k (1-d)} \frac{(z_T - 1)^2}{\alpha z_T^3 + \alpha z_T^2 + \alpha z_T + \alpha}. \quad (20)$$

— с обратной связью по среднему значению скорости:

$$K_{13}(z_{T2}) = \frac{\rho_{cp}(z_{T2})}{g(z_{T2})} = \frac{(1-d_{\infty})}{T_2 T_{\infty} (1-d_{\infty}) z_{T2}} \frac{(z_{T2} - 1)^2}{a_2 z_{T2}^2 + a_1 z_{T2} + a_0}. \quad (21)$$

— с компенсацией запаздывания в КРС и датчиком как мгновенного, так и среднего значений скорости.

Для двукратно интегрирующих СРС:

$$K_{21}(z_{T1}) = \frac{\rho_{cp}(z_{T1})}{g(z_{T1})} = \frac{(1-d_{\text{sk}})(1-d_{\text{sk}}^k)}{T_1 T_{\text{R}} (1-d_{\text{f}})} \frac{(z_{T1} - 1)^2}{a_3 z_{T1}^3 + a_2 z_{T1}^2 + a_1 z_{T1} + a_0}. \quad (22)$$

— с датчиком мгновенного значения скорости

( $D_{DC}(z_{T1}) = 1$ ) и в PC2  $D_u(z_{T1}) = \frac{T_1 z_{T1}}{z_{T1} - 1}$ ;

$$K_{22}(z_{T1}) = \frac{\rho_{cp}(z_{T1})}{g(z_{T1})} = \frac{(1-d_{\mathbb{K}})(1-d_{\mathbb{K}}^k)}{T_{\mathbb{I}}T_{\mathbb{R}}(1-d_i)} \times \\ \times \frac{(z_{T1} - l)^2(z_{T1} + l)}{a_1 z_{T1}^4 + a_2 z_{T1}^3 + a_3 z_{T1}^2 + a_4 z_{T1} + a_5} \quad (23)$$

— с обратной связью по среднему значению скорости и в PC2  $D_{\mu}(z_T) = \frac{T_1}{2} \frac{z_{T_1} + 1}{z_{T_1} - 1}$ ;

$$K_{23}(z_{T2}) = \frac{\rho_{cp}(z_{T2})}{\sigma(z_{T2})} = \frac{(1-d_{\infty})}{T_0 T_1 (1-d_0)} \frac{(z_{T2} - 1)^2}{\sigma^{-3} + \sigma^{-2} + \sigma^{-1} + \sigma} \quad (24)$$

Передаточная функция	Тип датчика скорости	Коэффициенты $a_i, i = 0, 1, \dots, 4$
$K_{11}(z_{T1})$	$D_{DC}(z_{T1}) = 1$	$a_2 = k\tau_{c1m}(1-d_x); a_1 = b_1 + k\tau_{c1c}(1+d_x)(1-d_x^k); a_0 = b_0 + k\tau_{c1m}d_x^k(1-d_x);$
$K_{12}(z_{T1})$	$D_{DC}(z_{T1}) = \frac{z_{T1} + 1}{2z_{T1}}$	$a_3 = k\tau_{c1c}(1-d_x); a_2 = 0,5b_1 - k\tau_{c1c}(1-d_x)(1+d_x^k); a_1 = 0,5(b_1 + b_0) + k\tau_{c1c}d_x^k(1-d_x); a_0 = 0,5b_0;$
$K_{13}(z_{T2})$	$D_{DC}(z_{T2}) = 1$	$a_2 = \tau'_{c1m}; a_1 = 1 - d_x - \tau'_{c1m}(1+d_x); a_0 = \tau'_{c1m}d_x;$
	$D_{DC}(z_{T2}) = \frac{z_{T2} + 1}{2z_{T2}}$	$a_2 = \tau'_{c2m}; a_1 = 0,5(1 - d_x) - \tau'_{c1c}(1+d_x); a_0 = 0,5(1 - d_x) + \tau'_{c1c}d_x;$
$K_{21}(z_{T1})$	$D_{DC}(p) = 1$	$a_2 = b_1(\tau_{c2m} + 1) - k\tau_{c2m}\tau_{c1m}(1-d_x)(2+d_x^k); a_0 = -\tau_{c2m}b_0 - k\tau_{c2m}\tau_{c1m}d_x^k(1-d_x); a_3 = k\tau_{c2m}\tau_{c1m}(1-d_x);$
		$a_1 = b_0 - \tau_{c2m}(b_1 - b_0) + k\tau_{c2m}\tau_{c1m}(1-d_x)(1+2d_x^k);$
$K_{22}(z_{T1})$	$D_{DC}(z_{T1}) = \frac{z_{T1} + 1}{2z_{T1}}$	$a_3 = \tau_{c2c}b_1 + 0,5b_1 - 2k\tau_{c2c}\tau_{c1c}(1-d_x)(2+d_x^k); a_4 = 2k\tau_{c2c}\tau_{c1c}(1-d_x); a_2 = \tau_{c2c}b_0 + 0,5b_0 + b_1 + 2k\tau_{c2c}\tau_{c1c}(1-d_x)(1+2d_x^k); a_0 = 0,5b_0 - \tau_{c2c}b_0;$
		$a_1 = 0,5b_1 + b_0 - \tau_{c2c}b_1 - 2k\tau_{c2c}\tau_{c1c}d_x^k(1-d_x);$
$K_{23}(z_{T2})$	$D_{DC}(z_{T2}) = 1$	$a_3 = \tau'_{c2m}\tau'_{c1m}; a_2 = (1 + \tau'_{c2m})(1 - d_x) - \tau'_{c2m}\tau'_{c1m}(2+d_x^k); a_1 = \tau'_{c2m}(\tau'_{c1m}(1 + 2d_x) - 1 + d_x); a_0 = -\tau'_{c2m}\tau'_{c1m}d_x;$
	$D_{DC}(z_{T2}) = \frac{z_{T2} + 1}{2z_{T2}}$	$a_3 = \tau'_{c2c}\tau'_{c1c}; a_2 = 0,5(\tau'_{c2c} + 1)(1 - d_x) - \tau'_{c2c}\tau'_{c1c}(2+d_x^k); a_1 = \tau'_{c2c}\tau'_{c1c}(1 + 2d_x) + 0,5(1 - d_x); a_0 = -\tau'_{c2c}\tau'_{c1c}d_x - 0,5\tau'_{c2c}(1 - d_x);$
Примечание: $b_0 = 1 - kd_x^k + kd^{k+1} - d_x^k; b_1 = k - 1 - kd_x + d_x^k; \tau_{c1m} = T_{c1}/T_1 = 1 + 2/k(1 - d_x); \tau_{c1c} = T_{c1}/T_1 = 0,5 \left( \tau_{c1m} + 1 + \sqrt{(\tau_{c1m} + 1)^2 + 1} \right); \tau'_{c1m} = T_{c1}/T_2 = (1 + d_x)/(1 - d_x);$ $\tau'_{c1c} = T_{c1}/T_2 = 0,5(\tau'_{c1m} + 1 + \sqrt{(\tau_{c1m} + 1)^2 + 1}); \tau'_{c2m} = T_{c2}/T_2 = 2\tau'_{c1m} - 1; \tau_{c2m} = T_{c2}/T_1 = 2\tau_{c1m} - 1; \tau_{c2c} = T_{c2}/T_1 = 0,5(\tau_{c1c} + \sqrt{(2\tau_{c1c})^2 + 1});$ $\tau'_{c2c} = T_{c2}/T_2 = 0,5(\tau'_{c1c} - 1 + \sqrt{(2\tau_{c1c} - 1)^2 + 1}).$		

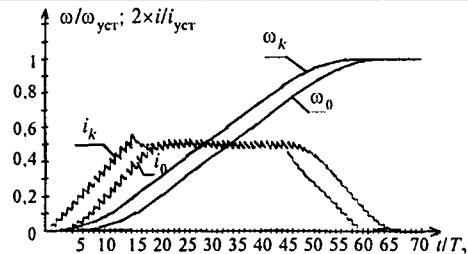


Рис.3. Графики изменения тока и скорости в двукратно интегрирующих СРС с ограничением рывка и обратной связью по мгновенному значению скорости  $\gamma = 2, k = 1$ :

$\omega_k, i_k$  — комбинированное управление;  $\omega_0, i_0$  — управление по отклонению  $D_{\omega_0}(z_{T_1}) = \frac{1 - T_1 z_{T_1}}{T_2 z_{T_1} - 1}$

— с компенсацией запаздывания в КРС датчиком как мгновенного, так и среднего значений скорости,

ти, если в РС2  $D_{\omega_0}(z_{T_2}) = \frac{T_2 z_{T_2}}{z_{T_2} - 1}$ .

Значения коэффициентов передаточных функций (19)–(24) приведены в таблице.

Из выражений (12), (14)–(16) для передаточных функций задающих устройств  $D_{3y}(z_{T_1})$  и передаточных функций  $K_{ij}(z_{T_1})$  (19)–(24) видно, что для любой СРС всегда можно подобрать такие задающие устройства, при которых имеют место следующие передаточные функции систем от желаемого  $\rho_{\omega}(z_{T_1})$  до среднего  $\rho_{\omega_0}(z_{T_1})$  значений рывка при полностью управляемых коэффициентах числителя:

$$K(z_{T_1}) = \frac{\rho_{\omega_0}(z_{T_1})}{\rho_{\omega}(z_{T_1})} = \frac{(1 - d_{\omega})(1 - d_{\omega}^k)}{T_1 T_{\omega}(1 - d_i)} \frac{1}{z_{T_1} \frac{\sum_{i=0}^m k_i z_{T_1}^i}{\sum_{i=0}^m a_i z_{T_1}^i}}, \quad m = 2, 3, 4 \quad (25)$$

— для систем с учетом запаздывания в КРС;

$$K(z_{T_2}) = \frac{\rho_{\omega_0}(z_{T_2})}{\rho_{\omega}(z_{T_2})} = \frac{(1 - d_{\omega})}{T_1 T_{\omega}(1 - d_i)} \frac{1}{z_{T_2} \frac{\sum_{i=0}^m k_i z_{T_2}^i}{\sum_{i=0}^m a_i z_{T_2}^i}}, \quad m = 2, 3 \quad (26)$$

— для систем с компенсацией запаздывания в КРС и  $k = 1$ .

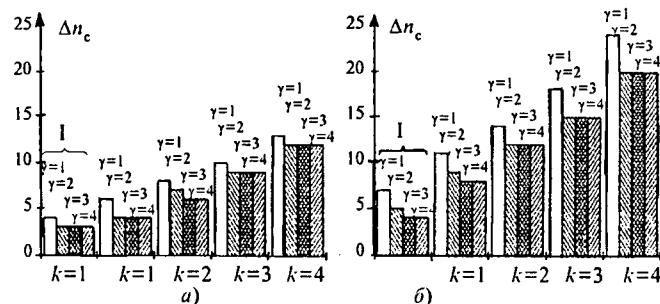


Рис.4. Графики зависимости  $\Delta n_c(k, \gamma)$  СРС с обратной связью по среднему значению скорости (I — импульсная коррекция запаздывания в КРС):

а — однократно интегрирующих; б — двукратно интегрирующих

Если оптимизацию системы (определение коэффициентов корректирующих связей  $\beta_i$ ) осуществлять из условий

$$\frac{k_i}{k_0} = \frac{a_i}{a_0}, \quad i = 1, 2, \dots, m, \quad (27)$$

то соответствующие передаточные функции систем при найденных значениях коэффициентов  $\beta_i$  независимо от структуры СРС будут иметь вид:

$$K(z_{T_1}) = \frac{\rho_{\omega_0}(z_{T_1})}{\rho_{\omega}(z_{T_1})} = \frac{1}{z_{T_1} \frac{T_2}{T_{\omega}(1 - d_i)}}, \quad (28)$$

$$K(z_{T_2}) = \frac{\rho_{\omega_0}(z_{T_2})}{\rho_{\omega}(z_{T_2})} = \frac{1}{z_{T_2} \frac{T_2}{T_{\omega}(1 - d_i)}}. \quad (29)$$

Из последних выражений следует, что вне зависимости от характера системы (одно- или двукратно интегрирующая), типа обратной связи по скорости (связь по мгновенному или среднему значению скорости) и наличия или отсутствия импульсной коррекции запаздывания в КРС при комбинированном управлении всегда можно реализовать систему с конечной длительностью переходных процессов (скакок задания среднего рывка будет отрабатываться за один такт дискретности, а ускорение до своего заданного значения будет изменяться линейно).

Из (28) и (29) также видно, что при отработке задания среднее значение рывка будет отличаться от заданного на постоянную величину, зависящую от параметров объекта регулирования, что следует учитывать при формировании  $\rho_{\omega}$ .

Анализ качества работы комбинированных систем выполнен посредством их цифрового моделирования. Об эффективности комбинированного управления можно судить по графикам (рис.3) изменения тока  $i$  и скорости  $\omega$  в двукратно интегрирующей СРС с обратной связью по мгновенному значению скорости, работающей по отклонению, и в комбинированных системах управления (индекс "к" относится к комбинированному управлению, а индекс "о" — к управлению по отклонению).

Выигрыш в быстродействии можно оценить по разнице времени первого согласования тока с установленным значением "согласно выражению"  $\Delta n_c = n_{c,o} + n_{c,k}$ , где  $n_{c,k}, n_{c,o}$  — номер такта  $T_2$ , на котором среднее за  $T_2$  значение тока достигает своего установленного значения в комбинированных СРС и в системах, работающих по отклонению, соответственно. Необходимо отметить, что при комбинированном управлении практически на эту же величину уменьшается и время достижения заданной скорости.

На рис.4 приведены графики зависимости  $\Delta n_c(k, \gamma)$  для различных одно- и двукратно интегрирующих СРС с обратной связью по среднему значению скорости, как наиболее распространенной на практике.

Анализ графиков  $\Delta n_c(k, \gamma)$  позволяет утверждать, что эффект от применения комбинированного управления повышается с увеличением кратности периодов квантования  $k$  и с уменьшением  $\gamma$  (быстродей-

ствия КРТ). Наибольшая эффективность от его применения имеет место для двукратно интегрирующих систем.

В случае реализации в КРС импульсной коррекции запаздывания эффективность комбинированного управления снижается, поскольку в этом случае быстродействие СРС, работающих по отклонению, увеличивается, а быстродействие комбинированных систем не зависит от указанных причин и остается постоянным, максимальным при требуемых ограничениях.

#### Выводы

1. Предложены задающие устройства, реализующие комбинированное управление в СРС с ограничением ускорения и рывка, и методика оптимизации комбинированных систем из условия обеспечения максимального при заданных ограничениях быстродействия.

2. Показано, что при предложенной методике синтеза переходные процессы во всех рассмотренных комбинированных системах будут одинаковы, поэтому эффективность применения комбинированного управления тем выше, чем хуже динамические свойства соответствующих исходных систем с регулированием по отклонению.

3. Приведены графики, позволяющие определить степень повышения быстродействия СРС при комбинированном управлении.

#### Список литературы:

1. Коцегуб П.Х., Барниберг В.А., Минтус А.Н. Синтез однократно интегрирующей комбинированной цифровой системы под-

чиненного регулирования электропривода с двумя периодами квантования//Изв. вузов. Электромеханика. 1995. №5—6. С.63—68.

2. Коцегуб П.Х., Барниберг В.А., Минтус А.Н. Синтез двукратно интегрирующих комбинированных цифровых систем подчиненного регулирования электропривода постоянного тока с двумя периодами квантования//Изв. вузов. Электромеханика. 1996. № 5—6. С.86—93.

3. Файнштейн В.Г., Файнштейн Э.Г. Микропроцессорные системы управления тиристорными электроприводами. М.: Энергоатомиздат, 1986.

4. Коцегуб П.Х., Минтус А.Н. Особенности реализации импульсной коррекции запаздывания в цифровых астатических по возмущающему воздействию системах регулирования скорости// Проблемы автоматизированного электропривода. Теория и практика. Вестник ХГПУ. Харьков: ХГПУ, 1998. С.73—74.



Коцегуб Павел Харитонович — заведующий кафедрой ЭАПУ Донецкого государственного технического университета (ДонГТУ). Закончил ДГТУ в 1961 г. В 1998 г. защитил докторскую диссертацию: «Комбинированное управление электроприводом по задающему воздействию».

Минтус Андрей Николаевич — ассистент кафедры ЭАПУ ДонГТУ. Закончил ДГТУ в 1989 г.



Толочко Ольга Ивановна — доцент кафедры ЭАПУ ДонГТУ. Закончила ДГТУ в 1971 г. В 1981 г. защитила кандидатскую диссертацию: «Исследование и разработка систем вентильного электропривода для механизмов обжимных прокатных станов».



## Структуры контура регулирования тока в электроприводе с прямым микропроцессорным управлением

А.И. ВОЛКОВ, канд. техн. наук

Сумський державний університет

Рассмотрены проблемы синтеза алгоритмов управления и структур цифровых систем регулирования тока электропривода. Предложена система, позволяющая существенно повысить быстродействие контура тока при обеспечении удовлетворительной чувствительности качества процессов к изменениям параметров объекта регулирования.

Способам построения контура тока электропривода посвящена обширная литература. Ее анализ показывает, что в рамках систем подчиненного регулирования контур тока двигателя имеет либо релейный, либо линейный регулятор. В последнем случае алгоритм регулирования обычно содержит интегральную (или суммарную при цифровой реализации) составляющую с целью исключения статической ошибки регулирования и подавления взаимного влияния контуров регулирования в фазах статора асинхронного двигателя.

Решение о применении того или иного регулятора зависит от аппаратной части системы управления.

Релейные регуляторы, в частности, обеспечивающие скользящий режим работы контура тока [1], позволяют отказаться от широтно-импульсного модулятора в системе регулирования и обеспечивают исключительно высокое быстродействие контура тока, ограничиваемое лишь параметрами электродвигателя.

Однако преимущества такого алгоритма регулирования могут быть реализованы лишь при использовании специальных средств управления (программируемых либо имеющих жесткую логику работы), обслуживающих лишь контур тока.

С другой стороны, в настоящее время большое распространение в качестве устройств управления

электроприводом получили специализированные однокристальные микроконтроллеры, например, серии K196, которые имеют развитую архитектуру, встроенные широтно-импульсные модуляторы и предназначены для реализации функций управления всеми координатами электропривода. Реализация релейных алгоритмов на таких устройствах не очень эффективна из-за ограниченности их быстродействия, а наличие трехфазных модуляторов позволяет достаточно просто организовать контур регулирования тока с линейными алгоритмами управления. При этом контур работает с ощутимым по сравнению со скоростью протекания процессов в электродвигателе периодом дискретности регулирования и при синтезе алгоритма необходимо учитывать вносимое устройством управления вычислительное запаздывание. Еще одной особенностью применения линейных алгоритмов в контуре регулирования тока является то, что в канале обратной связи осуществляется усреднение информации о токе за период дискретности управления. Это необходимо для фильтрации пульсаций тока, вызванных работой транзисторного широтно-импульсного преобразователя, несущая частота которого существенно выше частоты замыкания контура тока. Применение усредняющего датчика вносит в контур регулирования дополнительное запаздывание, величина которого зависит от темпа изменения гладкой составляющей тока.

В данной статье рассматривается процедура синтеза линейных алгоритмов микропроцессорного регулирования тока электропривода и исследуется качество полученных систем управления.

#### Объект микропроцессорного управления в контуре тока

Структурная схема объекта цифрового регулирования в контуре тока приведена на рис.1. Схема содержит следующие блоки: 1 — звено чистого запаздывания на такт расчета алгоритма регулирования тока; 2 — экстраполятор на входе непрерывной части объекта регулирования; 3 — звено, описывающее якорную (статорную) часть электродвигателя; 4 — схема датчика средних за период дискретности  $T$  значений тока.

Дискретная передаточная функция (ДПФ) объекта регулирования в контуре тока в соответствии с теорией линейных импульсных систем [2] вычисляется по формуле:

$$W_0(z) = \frac{(z-1)^2}{z^3} D \left\{ \frac{T\beta}{R_3 q (q+\beta)} \right\}, \quad (1)$$

где  $D(\bullet)$  — операция дискретного преобразования Лапласа;  $q = Tp$ ;  $p$  — оператор дифференцирования;  $\beta = T/T_3$ ;  $R_3$ ,  $T_3$  — эквивалентные величины активного сопротивления и постоянной времени якорной (статорной) цепи электродвигателя.

Следует отметить, что взаимные связи между объектами регулирования в фазах асинхронного двигателя на рис.1 не показаны, они считаются возмущениями, и на контуры регулирования токов в фазах возложены функции подавления этих возмущений.

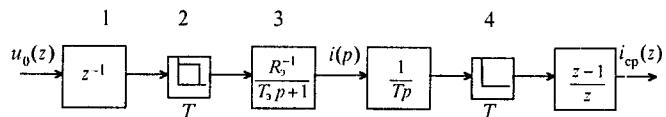


Рис. 1. Структурная схема объекта цифрового регулирования в контуре тока

После вычислений по (1) получим:

$$W_0(z) = \frac{s_1(z+R)}{z^2(z-d)}, \quad (2)$$

где  $d = \exp(-\beta)$ ;  $s_1 = T(-1 + d + \beta)/\beta R_3$ ;  $R = (1 - d - \beta d)/(-1 + d + \beta)$ .

Параметры ДПФ (2) зависят от выбора соотношения между периодом дискретности управления  $T$  и инерционностью непрерывного объекта управления, характеризуемой постоянной  $T_3$ .

Выбор периода  $T$  осуществляется из компромисса между используемым вычислительным ресурсом микропроцессора, который желательно снижать, увеличивая  $T$ , и возможностью реализации требуемого быстродействия контура регулирования, которое изменяется обратно пропорционально  $T$ . В конечном итоге период дискретности управления не следует выбирать меньше  $T$ , обеспечивающего требуемое быстродействие контура.

Предлагаемая методика синтеза позволяет реализовать в контуре процесс регулирования конечной длительности в 2—3 такта. В объекте, не охваченном системой регулирования, протекают апериодические процессы изменения тока, которые с достаточной точностью можно считать заканчивающимися через время  $4T_3$  после приложения воздействия. При этом максимальное значение  $T$ , при котором охват объекта системой регулирования не приводит к повышению скорости протекания процессов, характеризуется величиной

$$\beta_{\max} = 1,3 \div 2.$$

При изменении  $\beta$  от  $\beta_{\max}$  до 0 параметр  $R$  ДПФ (2) изменяется в пределах от 0,52 до 1, а параметр  $d$  — в пределах от 0,135 до 1.

Анализ ДПФ (2) показывает, что объект содержит апериодическую инерционную составляющую вида  $z(1-d)/(z-d)$ , чистое вычислительное запаздывание в один такт регулирования и запаздывание на неполный такт вида  $1+Rz^{-1}$ , которое зависит от значения  $\beta$ . Источником последнего запаздывания является усредняющий за  $T$  датчик тока.

Опыт синтеза систем управления такими объектами говорит о том, что можно, хотя и формально, рассматривать ДПФ (2), как описание объекта с двумя тактами чистого запаздывания.

#### Структура цифровых систем регулирования тока электродвигателя

В [3] были обсуждены подходы к синтезу систем цифрового управления высокодинамичными объектами с ощутимым запаздыванием в контуре регули-

рования. Основная идея предлагаемых подходов заключается в структурном "вытеснении" запаздывания за контур регулирования.

Исходной для синтеза считаем структурную схему системы, вид которой обоснован в [3]. Схема приведена на рис.2 и содержит звенья, обозначенные следующими ДПФ:  $W_{\phi}(z)$  — формирующий фильтр в канале задания;  $W_p(z)$  — регулятор;  $W_{kl}(z)$  — первое корректирующее звено;  $W_0(z)$  — объект регулирования;  $W_{m1}(z)$ ,  $W_{m2}(z)$  — модели объекта, скорректированные звеном  $W_{kl}(z)$ , содержащая и не содержащая "вытесняемого" за контур регулирования запаздывания соответственно.

Обращает на себя внимание тот факт, что система предлагаемой структуры содержит три звена ( $W_{kl}(z)$ ,  $W_{m1}(z)$ ,  $W_{m2}(z)$ ), являющиеся моделями объекта или составляющих его описания. Очевидно, такая система работоспособна при достаточно хорошем совпадении параметров объекта и моделей. Можно предположить, что система обладает повышенной чувствительностью характеристик качества регулирования к вариациям параметров объекта. Следует отметить, что линейные системы, строящиеся по традиционной схеме, без применения моделей объекта в явном виде, также содержат элементы этих моделей в виде зависимостей параметров настройки регулятора от значения параметров объекта. Считается, однако, что эти системы обладают удовлетворительной с практической точки зрения чувствительностью. Поэтому будем считать, что если чувствительность систем предлагаемой структуры близка к чувствительности традиционных систем при соизмеримых их быстродействиях, то чувствительность первых систем удовлетворительна.

Обсудим структуры и необходимость в системе некоторых звеньев системы на рис.2.

### 1. Алгоритм регулирования, описываемый ДПФ

$$W_p(z) = \frac{g_1 z - g_0}{z - 1}, \quad (3)$$

выбран пропорционально-суммарным (ПС), а не пропорциональным, с целью получения астатизма по каналу задания на ток и хорошего подавления влияния друг на друга контуров регулирования фазных токов в асинхронном двигателе.

### 2. Первое корректирующее звено с ДПФ

$$W_{kl}(z) = \frac{z - d}{z(1 - d)} \quad (4)$$

компенсирует устойчивый ( $d < 1$ ) полюс объекта. Формально с помощью этого звена можно было бы компенсировать и нуль ДПФ  $W_0(z)$ , так как он тоже устойчив. Однако, применение корректирующих звеньев с отрицательными полюсами достаточно большого значения (как отмечено,  $0,52 < R < 1$ ) приводит к большим, так называемым [2] скрытым колебаниям непрерывной регулируемой координаты, хотя средние за такт значения тока этим колебаниям не подвержены.

3. Формирующий фильтр в канале задания с ДПФ

$$W_{\phi}(z) = \frac{(g_1 - g_0)z}{g_1 z - g_0}$$

предназначен для сглаживания форсировки в вынужденной составляющей процесса регулирования, вносимой ПС-регулятором.

### Синтез контура цифрового регулирования тока электродвигателя

Как отмечено в [3], существуют, по крайней мере, два подхода к синтезу систем управления объектами, содержащими чистое запаздывание:

1. Осуществляется параметрический синтез регулятора в рамках выбранной ПС-структурой алгоритма без предварительной компенсации инерционных свойств объекта, т.е. при  $W_{kl}(z) = 1$ .

2. Осуществляется предварительная компенсация устойчивого полюса объекта звеном с ДПФ (4), а затем — параметрический синтез регулятора.

Кроме того, при выборе ДПФ модели  $W_{m1}(z)$  определяются составляющие запаздывания, "вытесняемые" за контур регулирования.

Исходя из предположения, что различные подходы к синтезу позволяют получить системы регулирования с различными характеристиками, были синтезированы три системы.

Система 1 получена при  $W_{kl}(z) = 1$  и компенсации ("вытеснении") двух тактов чистого запаздывания.

Система 2 получена при компенсации устойчивого полюса объекта звеном с ДПФ (4) и последующей компенсацией двух тактов чистого запаздывания.

Система 3 отличается от предыдущей тем, что за контур регулирования "вытеснено" вычислительное запаздывание и запаздывание на неполный такт, вносимое усредняющим датчиком тока.

Передаточные функции первого корректирующего звена и моделей объекта (рис.2) сведены в табл.1 ( $i$  — номер системы).

Таблица 1

$i$	1	2	3
$W_{kl}(z)$	1	$\frac{z - d}{z(1 - d)}$	$\frac{z - d}{z(1 - d)}$
$W_{m1i}(z)$	$\frac{s(z + R)}{z^2(z - d)}$	$\frac{z + R}{z^3(1 + R)}$	$\frac{z + R}{z^3(1 + R)}$
$W_{m2i}(z)$	$\frac{s(z + R)}{z - d}$	$\frac{z + R}{z(1 + R)}$	1

Анализ характеристических уравнений всех трех систем показывает, что выбором настроек регулятора во всех них могут быть реализованы процессы конечной длительности в три такта регулирования. При этом ДПФ замкнутого контура с учетом фор-

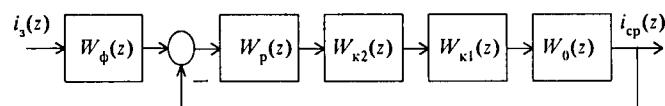


Рис.2. Исходная для синтеза структурная схема системы регулирования тока

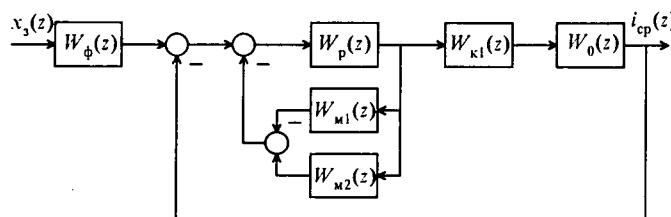


Рис. 3. Структурная схема системы, реализуемой в микропроцессорном контуре регулирования тока

мирующих фильтров имеет одинаковый вид:

$$W_{\text{зам}}(z) = \frac{z+R}{z^3(1+R)}.$$

Управляющая часть структурной схемы на рис.2 не пригодна для непосредственной ее программной реализации в вычислительном управляющем устройстве. Результат ее преобразования к виду, пригодному для реализации, приведен на рис.3. Структурная схема содержит второе корректирующее устройство с ДПФ

$$W_{k2}(z) = \frac{z^3(z-b_0)b_1}{az^3 + a_2z^2 + a_1z + a_0}.$$

Параметры регулятора и второго корректирующего звена, при которых в системе протекают процессы конечной длительности, сведены в табл.2 ( $i$  — номер системы).

Таблица 2

$i$	1	2	3
$g_{0i}$	$\frac{Rd}{2(1+R) + s_1(R^2 - 2R - 2)}$	0	$\frac{g_1(2+3R) - (1+R)}{3+4R}$
$g_{1i}$	$\frac{1+2R - s_1(1+R)^2}{2(1+R) + s_1(R^2 - 2R - 2)}$	$\frac{1+R}{2+3R}$	$\frac{1+R}{2(2R^2 - 1)} < g_1 < \frac{2R^2 + 3R + 1}{2R^2 - 1}$
$b_{0i}$	$d$	0	0
$b_{1i}$	$2(1+R)s_1^{-1} + R^2 - 2R - 2$	$2+3R$	$(1+R)(3+4R)$
$a_{0i}$	$-R^2d$	0	$R(1+R) - g_1R(2+3R)$
$a_{1i}$	$R^2$	$R$	$(1+R)^2 + g_1(R^2 - 2R - 2)$
$a_{2i} = a_{3i}$	$2(1+R)^2(1-s_1)$	$1+R$	$(1+R)^2(1+g_1)$

Анализ содержимого табл.2 показывает следующее:

1. Первые две системы имеют фиксированные настройки, определяемые параметрами объекта регулирования.

2. Параметры третьей системы могут варьироваться в пределах условий устойчивости второго корректирующего звена

$$\frac{1+R}{2(2R^2 - 1)} < g_1 < \frac{2R^2 + 3R + 1}{2R^2 - 1}. \quad (5)$$

3. Порядок второго корректирующего звена равен трем для первой и третьей систем и двум — для второй системы.

4. Первая и третья системы имеют ПС-структурную регулятора тока и поэтому для получения монотонных процессов отработки сигнала задания должны

быть снабжены формирующими фильтрами. Вторая система управляется С-алгоритмом и в таком фильтре не нуждается.

5. Третья система является общим случаем первых двух систем и совпадает с первой из них при

$$g_{13} = g_{11}, \quad (6)$$

а со второй — при

$$g_{13} = g_{12}.$$

Очевидно, далее имеет смысл анализировать характеристики лишь третьей системы в диапазоне настроек, определяемом неравенством (5).

Анализ нуля ДПФ (3) регулятора показывает, что не весь диапазон настроек (5) обеспечивает приемлемое качество регулирования. При

$$g_1 < \frac{R+1}{5+7R}. \quad (7)$$

ДПФ (3) имеет отрицательный нуль, по модулю больший единицы. В диапазоне настроек, определяемом выражением

$$\frac{1+R}{5+7R} < g_1 < \frac{1+R}{2+3R}, \quad (8)$$

ДПФ (3) имеет отрицательный нуль, по модулю меньший единицы. При настройках, соответствующих условиям (7) и (8), вынужденная составляющая процесса регулирования не может быть устранена формирующим фильтром, так как это привело бы к возникновению скрытых колебаний. Отсутствие же фильтра при этих настройках приводит к затяжке процесса и ухудшает качество регулирования.

Лишь в диапазоне настроек, определяемом выражением

$$\frac{1+R}{2+3} < g_1 < \frac{2R^2 + 3R + 1}{2R^2 - 1}. \quad (9)$$

ДПФ (3) имеет положительный корень, меньший единицы, и в канале задания системы допустима установка фильтра.

Анализ чувствительности синтезированных систем регулирования тока к вариациям параметров объекта

При анализе чувствительности качество регулирования оценивается суммой квадратов дискрет ошибки отработки ступенчатого сигнала задания на ток. Вычисления проведены по аналитическим выражениям, приведенным в [2]. На их основе получены аналитические выражения функций чувствительности к вариациям параметров  $T_3$  и  $R_3$ . Поскольку выражения для функций чувствительности достаточно громоздки, здесь они не приводятся. Расчеты значений функций чувствительности на ЭВМ во всем диапазоне возможных настроек и параметров объекта позволяют заключить следующее:

1. Чувствительность системы возрастает при уменьшении параметра  $\beta$ .

2. В диапазоне настроек (7) сумма квадратов дискрет велика и качество системы не может считаться удовлетворительным.

3. При отсутствии вариаций параметров объекта регулирования система имеет практически одинако-

вую чувствительность во всем диапазоне настроек (8). Однако, при изменении параметров объекта на  $\pm 20\%$  модельных их значений наименьшей чувствительностью обладает система с настройкой (6).

4. Чувствительность системы к вариациям параметра  $R_3$  приблизительно на 20% выше чувствительности к изменениям параметра  $T_3$ .

5. Чувствительность синтезированной системы не превышает чувствительности системы традиционной структуры при соизмеримых их быстродействиях.

В заключение отметим, что система предлагаемой структуры обеспечивает принципиально не достижимое для традиционных систем быстродействие.

### Выводы

1. Обоснована область применения линейных цифровых алгоритмов регулирования тока электродвигателя.

2. Предложены структуры систем регулирования, позволяющие получить существенно более высокое быстродействие контура тока при использовании линейных алгоритмов управления, чем системы традиционной структуры.

3. Показано, что чувствительность предлагаемых

систем к вариациям параметров объекта регулирования не выше чувствительности систем традиционной структуры соизмеримого быстродействия.

### Список литературы

1. Волков А.И., Ишматов З.Ш., Кулесский Р.А. Быстродействующий контур регулирования фазных токов асинхронного электропривода // VI Всесоюзная научно-техническая конференция "Динамические режимы работы электрических машин и электроприводов". Бишкек, 1991.

2. Цпкппн Я.З. Теория линейных импульсных систем. М.: Физматгиз, 1963.

3. Волков А.И. Алгоритмы регулирования и структуры микропроцессорных систем управления высокодинамичными электроприводами//Электротехника. 1998. № 8.



Волков Александр Иванович — доцент кафедры компьютеризованных систем управления Сумского государственного университета, директор научно-производственного предприятия «Микросистема». Окончил Магнитогорский горно-металлургический институт в 1979г., аспирантуру при кафедре электропривода и автоматизации промышленных установок Уральского политехнического института в 1985г. Защитил кандидатскую диссертацию по теме: «Вентильный электропривод постоянного тока с двухконтурным подчиненным микропроцессорным регулированием» в 1986 г.

## Синтез двухканальных электроприводов оптимального управления механизмами обмоточных машин

Б.И.КУЗНЕЦОВ, доктор техн. наук, В.П.СОЛЯНИК, А.А.ЧАУСОВ, кандидаты техн. наук, Т.В.КУЗНЕЦОВА, Л.Г.СЕДЕЛЬНИКОВА, инж.

Украинская ИПА

*Рассмотрены Вопросы разработки математических моделей обмоточных машин, синтеза оптимальных регуляторов и оптимальных наблюдателей для регулирования скорости вращения приводного механизма и натяжения обмоточных лент. Приведены результаты моделирования переходных процессов.*

Качественное нанесение покрытия кабелей стальной или бумажной лентой невозможно без систем автоматического регулирования натяжения обмоточной ленты [1]. Однако при этом происходят колебания скорости вращения приводного механизма, что ухудшает качество нанесения покрытия кабелей. В связи с этим необходимо обмоточную машину оснащать системами автоматического регулирования как натяжения обмоточной ленты, так и скорости приводного механизма. При создании такой системы необходимо математическая модель, в которой следует учитывать как влияние тормозного механизма, так и приводного двигателя на натяжение обмоточной ленты и скорость вращения приводного механизма.

### Математическая модель обмоточной машины

В [2] получено уравнение состояния для обмоточной машины без учета влияния исполнительных двигателей тормозного и приводного механизма в стандартной форме

$$\frac{d\vec{x}_0(t)}{dt} = A_0 \vec{x}_0(t) + B_0 \vec{F}_0(t), \quad (1)$$

где компонентами вектора состояния  $\vec{x}_0(t) = \{v_n, v(t), S(t)\}^T$  являются линейные скорости движения ленты  $v_n(t)$  на входе в приводной механизм и  $v(t)$  на выходе из катушки и натяжение обмоточной ленты  $S(t)$ , компонентами вектора внешних сил  $\vec{F}_0(t) = \{F_n(t), F_t(t)\}^T$  являются движущая сила  $F_n(t)$  приводного механизма и тормозная сила  $F_t(t)$  зарядной катушки. Матрицы состояния  $A_0$  и управления  $B_0$  при этом имеют следующий вид

$$A_0 = \begin{vmatrix} -\beta_n^*/J_n & -\lambda_n^*/J_n \\ C_s & -\beta^*/J & r^2/J \end{vmatrix}; \quad B_0 = \begin{vmatrix} R_n^2/J_n & \\ & R^2/J \end{vmatrix}. \quad (2)$$

В приводе тормозного механизма могут использоваться как линейный, так и поворотный двигатели, так что сила тормозного механизма  $F_t$  пропор-

циональна угловому либо линейному положению двигателя с учетом упругости тормозной ленты и коэффициента трения тормозной ленты о барабан [3]. В двигателях тормозного и приводного механизмов будем учитывать как электромеханическую, так и электромагнитную постоянные времени. Алгоритмическая схема такой системы показана на рис.1.

Введем вектор состояния  $\bar{x}(t)$ , компонентами которого являются сила приводного механизма  $F_n(t)$ , скорость приводного механизма  $v_n(t)$ , скорость изменения  $v_t(t)$  силы  $F_t(t)$  тормозного механизма, сила  $F_t(t)$  тормозного механизма, скорость  $v(t)$  схода ленты и натяжение  $S(t)$  обмоточной ленты:

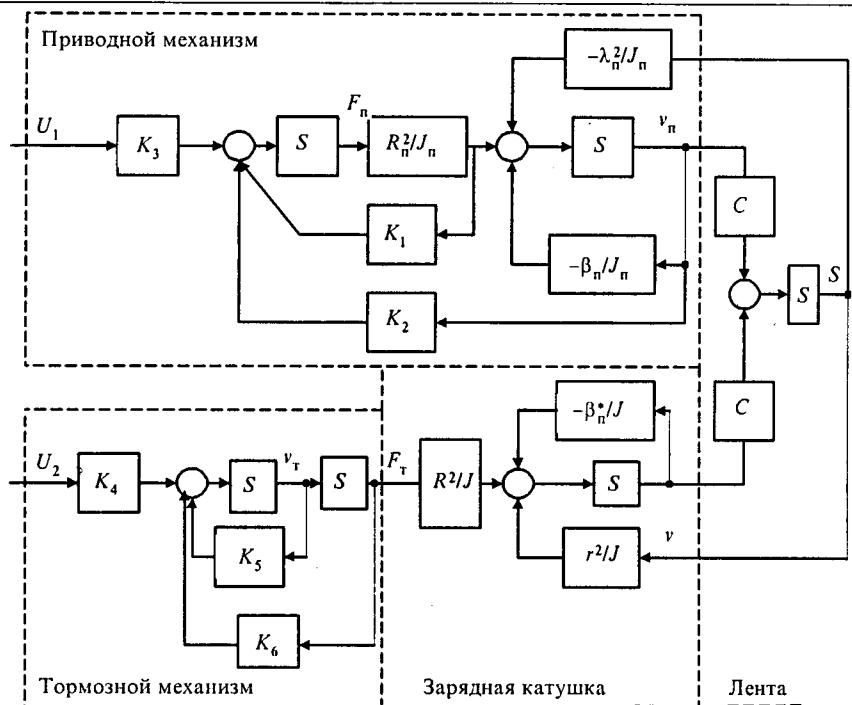


Рис.1. Алгоритмическая схема обмоточной машины

$$\bar{x}(t) = \{F_n, v_n(t), v_t(t), F_t(t), v(t), S(t)\}^T. \quad (3)$$

Введем вектор управления  $\bar{u}(t)$ , компонентами которого являются управляющие воздействия  $u_1(t), u_2(t)$  двигателей приводного и тормозного механизмов:  $\bar{u}(t) = \{u_1(t), u_2(t)\}^T$ . Тогда уравнение состояния двухканального электропривода обмоточной машины может быть записано в стандартной форме

$$\frac{d\bar{x}(t)}{dt} = A\bar{x}(t) + B\bar{u}(t), \quad (4)$$

где в соответствии с рис.1 матрицы состояния  $A$  и управления  $B$ :

$$A = \begin{vmatrix} -K_1 R_n^2/J_n & -K_2 & & -\lambda_n^*/J_n \\ R_n^2/J_n & -\beta_n^*/J_n & & \\ & & -K_5 & -K_6 \\ & & 1 & \\ & & R^2/J & -\beta^*/J & r^2/J \\ C & & & & -C \end{vmatrix};$$

$$B = \begin{vmatrix} K_3 \\ K_4 \end{vmatrix}. \quad (5)$$

По полученной математической модели проведены исследования переходных процессов бронеобмотчика ВА2-2/700 и бумагообмотчика ИЖ-32 для начального  $r_n$ , среднего  $r_{cp}$  и конечного  $r_k$  радиусов размотки. Параметры обмоточных машин приведены в таблице.

Анализ переходных процессов показал, что учет влияния электромеханических и электромагнитных постоянных времени исполнительных двигателей приводит к существенному снижению быстродействия обмоточной машины как объекта управления, особенно в начальные моменты времени. В заключение заметим, что влияние приводного механизма на

Таблица 1

Тип обмотчика	Периоды размотки	Параметры обмотчика								
		$J$ , кг·м <sup>2</sup>	$J_n$ , кг·м <sup>2</sup>	$\beta^*$ , Н·м·с·10 <sup>3</sup>	$\beta_n^*$ , Н·м·с	$\lambda_n^*$ , м <sup>2</sup>	$r^2$ , м <sup>2</sup>	$R^2, \text{м}^2 \cdot 10^2$	$R_n^2, \text{м}^2 \cdot 10^3$	$C_s$ , Н·м·10 <sup>-3</sup>
Бронеобмотчик ВА2-2/700	$r_n$	23,4	19,2	2,4	69,27	0,147	0,16	8	1	1,2
	$r_{cp}$	11,85	14,6	2,4	69,27	0,147	0,0625	5	1	1,2
	$r_k$	9,15	12,8	2,4	69,27	0,147	0,001	2	1	1,2
Бумагообмотчик ИЖ-32	$r_n$	0,615	5,69	0,35	23,1	0,58	0,0625	2,5	1	0,1
	$r_{cp}$	0,405	5,02	0,35	23,1	0,58	0,0225	1,5	1	0,1
	$r_k$	0,31	4,44	0,35	23,1	0,58	0,0025	0,5	1	0,1

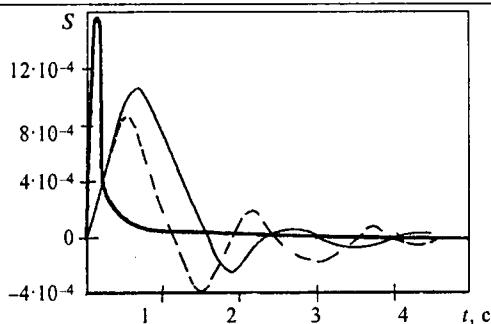


Рис.2. Переходные процессы влияния приводного механизма на натяжение полосы

натяжение ленты проявляется только в переходных режимах. В качестве примера на рис.2 показаны графики переходных процессов влияния приводного механизма на натяжение полосы для трех периодов размотки бумагообмотчика ИЖ-32.

### Синтез оптимальных регуляторов

Рассмотрим синтез оптимального регулятора натяжения обмоточных лент и скорости вращения приводного механизма. Для получения астатизма в каналах регулирования введем интеграторы [4], как это показано на рис.3,а. Здесь введены коэффициенты усиления  $K_n$ ,  $K_t$  по каналам приводного и тормозного механизмов между заданными  $v_3$ ,  $S_3$  и истинными  $v$ ,  $s$  значениями скоростей вращения приводного механизма и натяжений обмоточной ленты.

Попытки создания автономных регуляторов каналов не позволили получить требуемых показателей качества: время регулирования составляло несколько секунд при значительном перерегулировании. Поэтому рассмотрим синтез оптимального регулятора.

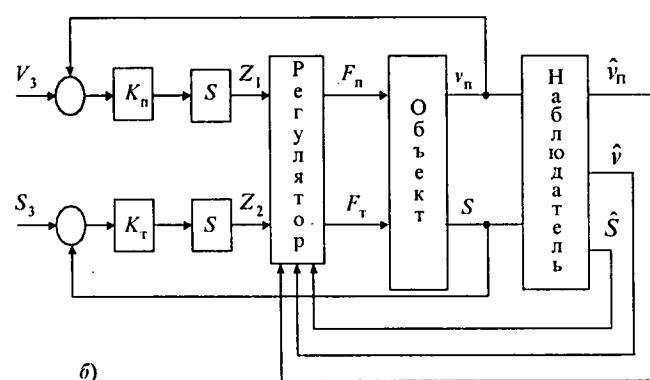
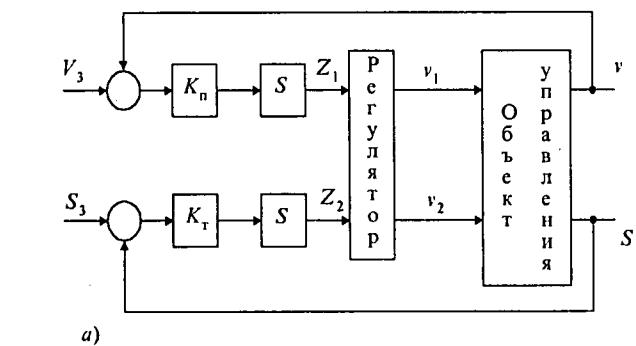


Рис.3. Схема системы с регулятором (а) и с наблюдателем (б)

Уравнение состояния расширенной системы

$$\frac{d\tilde{x}(t)}{dt} = \tilde{A}\tilde{x}(t) + \tilde{B}\tilde{u}(t) + \tilde{B}_3\tilde{y}_3(t), \quad (6)$$

в котором вектор  $\tilde{x}(t)$  состояния расширенной системы (6) содержит вектор  $\tilde{x}(t)$  состояния исходной системы (3) и выходные переменные  $Z_1(t)$ ,  $Z_2(t)$  интеграторов

$$\tilde{x}(t) = \{F_n(t), v_n(t), v_t(t), F_t(t), v(t), S(t), Z_1(t), Z_2(t)\}^T. \quad (7)$$

Компонентами вектора управления  $\tilde{u}(t)$  являются управляющие воздействия  $u_1(t)$ ,  $u_2(t)$  двигателей приводного и тормозного механизмов, а компонентами вектора задающих воздействий  $\tilde{y}_3(t)$  являются заданное значение  $v_3(t)$  скорости вращения приводного механизма  $v_n(t)$  и заданное значение  $S_3(t)$  натяжения полосы  $S(t)$ :

$$y_3^T(t) = \{v_3(t), S_3(t)\}^T. \quad (8)$$

Тогда матрицы состояния  $\tilde{A}$ , управления  $\tilde{B}$  и управления  $\tilde{B}_3$  по вектору задания  $\tilde{y}_3(t)$  расширенной системы (6) примут следующий вид

$$\tilde{A} = \begin{vmatrix} A \\ K_A \end{vmatrix}; \quad \tilde{B} = \begin{vmatrix} B \\ K_B \end{vmatrix}; \quad \tilde{B}_3 = \begin{vmatrix} B \\ K_B \end{vmatrix}, \quad (9)$$

в которых

$$K_A = \begin{vmatrix} -K_n & \\ & -K_t \end{vmatrix}; \quad K_B = \begin{vmatrix} K_n & \\ & K_t \end{vmatrix}. \quad (10)$$

Известно [2], что минимальное значение интегральному квадратичному критерию

$$J = \int_0^{\infty} \{\tilde{x}^T(t)R_1\tilde{x}(t) + \tilde{u}(t)R_2\tilde{u}(t)\}dt \quad (11)$$

обеспечивает линейный регулятор состояния

$$\tilde{u}(t) = -F(t)\tilde{x}(t), \quad (12)$$

где  $F(t) = R_2^{-1}B^T(t)P(t)$ ;  $P(t)$  — решение уравнения Риккати

$$\frac{dP(t)}{dt} = R_1 - P(t)BR_2P(t) + AP(t) + P(t)A \quad (14)$$

с нулевым конечным условием.

Подбором весовых матриц  $R_1$ ,  $R_2$  в интегральном квадратичном критерии качества удалось получить приемлемые показатели качества переходных процессов: для бронеобмотчика время регулирования составило 0,5 с, а для бумагообмотчика — 0,3 с при небольшом перерегулировании.

Задача оптимального управления (11) решалась также для расширенной системы (6), у которой компонентами вектора состояния  $\tilde{x}(t)$  являются скорость приводного механизма  $v_n(t)$ , скорость схода ленты  $v(t)$ , натяжение обмоточной ленты  $S(t)$  и выходные переменные  $Z_1(t)$ ,  $Z_2(t)$  интеграторов

$$\tilde{x}(t) = \{v_n(t), v(t), S(t), Z_1(t), Z_2(t)\}^T; \quad (15)$$

компонентами вектора управления  $\bar{u}(t)$  являются сила приводного механизма  $F_n(t)$  и сила тормозного механизма  $F_t(t)$  обмоточной машины:  $\bar{u}(t) = \{F_n(t), F_t(t)\}^T$ ; компонентами вектора задающих воздействий являются заданное значение скорости вращения приводного механизма  $v_3(t)$  и заданное значение  $S_3(t)$  натяжения полосы:

$$\bar{y}_3(t) = \{v_3(t), S_3(t)\}.$$

Тогда матрицы состояния  $A$ , управления  $B$  и управления  $B_3$  по вектору задания  $\bar{y}_3(t)$  примут следующий вид:

$$A = \begin{vmatrix} -\beta_n/J_n & -\lambda_n^2/J_n \\ C_s & -C_s \\ -K_n & -K_t \end{vmatrix}; \quad B = \begin{vmatrix} R_n^2/J_n & -R^2/J \\ \vdots & \vdots \end{vmatrix}; \quad B_3 = \begin{vmatrix} K_n & \\ & K_t \end{vmatrix}. \quad (16)$$

Подбором весовых матриц  $R_1, R_2$  в интегральном квадратичном критерии (11) удалось получить практически те же переходные процессы, что и при управлении расширенной системой с матрицами (5). Более того, компоненты вектора оптимального управления (12) по переменным состояния (15) и соответствующим переменным состояния (7) практически одинаковы, а составляющие вектора оптимального управления по остальным компонентам практически равны нулю. Поэтому было выполнено исследование переходных процессов в расширенной системе с вектором состояния (7) и матрицами (9), (10), когда оптимальное управление формируется лишь по компонентам вектора состояния (15). Эти переходные процессы также оказались в оптимальных системах с матрицами (9) и (16).

### Синтез оптимальных наблюдателей

Для реализации оптимального управления необходимо иметь все компоненты вектора состояния  $\bar{x}(t)$ . В обмоточной машине доступны для измерения скорость вращения приводного механизма  $v_n(t)$  и натяжение ленты  $S(t)$ . Для восстановления непосредственно неизмеряемой скорости  $v(t)$  схода ленты с кружка построим наблюдатель. Для упрощения технической реализации построим наблюдатель полного порядка только для обмоточной машины рис.3,б, уравнение состояния которой примет следующий вид

$$\frac{d\bar{x}_0(t)}{dt} = A_0\bar{x}_0(t) + B_0u_0(t) + W_1(t), \quad (17)$$

где вектор состояния  $\bar{x}_0(t) = \{v_n(t), v(t), S(t)\}^T$ ; матрицы  $A_0, B_0$  — заданы (2), а  $W_1(t)$  — случайный сигнал погрешностей измерения типа белого шума, возбуждающий систему. Измеряемый вектор выхода

$$\bar{y}_0(t) = C_0\bar{x}_0(t) + \bar{W}_2(t),$$

где

$$\bar{y}_0(t) = \{v_n(t), S(t)\}^T; \quad C_0 = \begin{vmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{vmatrix};$$

$\bar{W}_2(t)$  — случайный сигнал погрешностей измерения белого шума.

По вектору выхода  $\bar{y}(t)$  может быть построен [2] оптимальный наблюдатель в форме фильтра Калмана — Бьюси:

$$\frac{d\bar{x}_0(t)}{dt} = A_0\bar{x}_0(t) + B_0u_0(t) + K_0(t)[\bar{y}_0(t) - C_0\bar{x}_0(t)], \quad (18)$$

где матрица коэффициентов усиления фильтра Калмана — Бьюси

$$K_0(t) = Q(t)C^T v_2^{-1}; \quad (19)$$

матрица  $Q(t)$  является решением уравнения Риккати

$$\frac{dQ(t)}{dt} = v_1 - Q(t)C^T v_2^{-1}Q(t)C + AQ(t) + Q(t)A \quad (20)$$

с нулевым начальным условием.

Рассмотрим динамику оптимальной системы с наблюдателем.

Назначение системы заключается в поддержании скорости вращения приводного механизма  $v_n(t)$  и натяжения обмоточной ленты  $S(t)$  на заданных уровнях  $v_{n,3}(t)$  и  $S_3(t)$ .

Для построения многоканального астатического регулятора введем вектор вспомогательных переменных  $\bar{x}_R(t)$ , связанный с вектором задающих воздействий  $\bar{y}_3(t)$  и вектором измеряемых переменных  $\bar{x}_n(t)$  дифференциальным уравнением

$$\frac{d\bar{x}_R(t)}{dt} = B_R\bar{y}_3(t) - A_R\bar{x}_n(t), \quad (21)$$

где матрицы  $A_R$  и  $B_R$  определяют соотношения между векторами задающих  $\bar{y}_3(t)$  и измеряемых  $\bar{x}_n(t)$  координат в установившихся статических режимах.

Выделим в векторе состояния  $\bar{x}_0(t)$  объекта управления измеряемые переменные  $\bar{x}_n(t)$ , непосредственно не измеряемые переменные  $\bar{x}_h(t)$  и учтем вектор вспомогательных переменных  $\bar{x}_R(t)$ , с помощью которых реализуется астатический регулятор натяжения и скорости вращения приводного механизма. Представим уравнение состояния обмоточной машины совместно с вспомогательными переменными в следующем виде:

$$\begin{bmatrix} \frac{d\bar{x}_n(t)}{dt} \\ \frac{d\bar{x}_h(t)}{dt} \\ \frac{d\bar{x}_R(t)}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \\ A_R & \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{x}_n(t) \\ \bar{x}_h(t) \\ \bar{x}_R(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B_n \\ B_h \\ B_R \end{bmatrix} \bar{U}(t) + \begin{bmatrix} \bar{W}_1(t) \\ \bar{W}_2(t) \\ \bar{W}_3(t) \end{bmatrix}. \quad (22)$$

В этом уравнении матрицы  $A_{11}$ ,  $A_{12}$ ,  $A_{21}$  и  $A_{22}$  являются блоками матрицы состояния  $A_0$  объекта управления, а матрицы  $B_u$  и  $B_n$  являются блоками матрицы управления  $B_0$  объекта управления.

Тогда оптимальное управление  $\bar{U}(t)$ , формируемое по полному вектору состояния  $\bar{x}(t)$ , может быть записано в следующем виде

$$U(t) = -F_{\text{H}} \vec{x}_{\text{H}}(t) - F_{\text{R}} \vec{x}_{\text{R}}(t), \quad (23)$$

где коэффициенты усиления оптимального регулятора  $F_u$ ,  $F_h$  и  $F_R$ , соответственно по векторам измеряемых  $\bar{x}_h(t)$ , не измеряемых  $\bar{x}_n(t)$  и вспомогательных  $\bar{x}_R(t)$  переменных.

Для восстановления вектора  $\tilde{x}_n(t)$  непосредственно не измеряемых переменных построим оптимальный наблюдатель в форме фильтра Калмана—Бьюси только для компонент вектора обмоточной машины

$$\begin{bmatrix} \frac{d\hat{x}_u(t)}{dt} \\ \frac{d\hat{x}_h(t)}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{x}_u(t) \\ \hat{x}_h(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B_u \\ B_h \end{bmatrix} \tilde{U}(t) + \begin{bmatrix} K_u \\ K_h \end{bmatrix} \left\| \begin{bmatrix} \tilde{x}_u(t) & \hat{x}_h(t) \end{bmatrix} \right\|. \quad (24)$$

Заменим в оптимальном управлении  $\tilde{U}(t)$  вектор неизмеряемых переменных  $\tilde{x}_n(t)$  восстановленным вектором  $\tilde{x}_n(t)$  с помощью оптимального наблюдателя

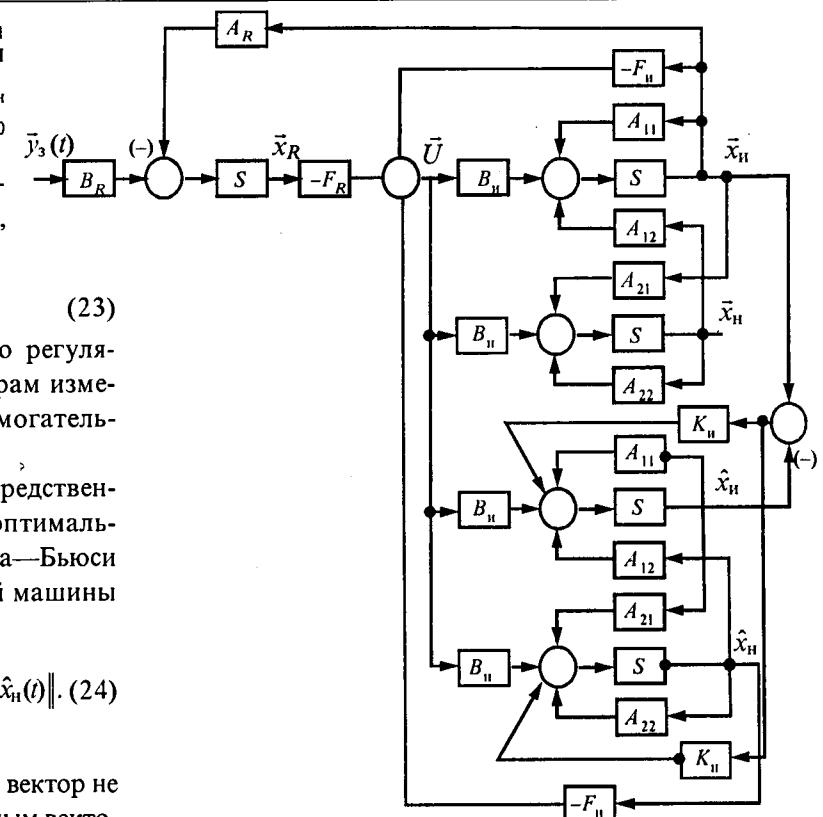
$$\ddot{U}(t) = -F_{\text{H}} \ddot{x}_{\text{H}}(t) - F_{\text{H}} \ddot{x}_{\text{H}}(t) - F_R \ddot{x}_R(t) . \quad (25)$$

Тогда, введя расширенный вектор состояния, включающий векторы  $\bar{x}_i(t)$ ,  $\bar{x}_n(t)$ ,  $\bar{x}_R(t)$ ,  $\hat{x}_i(t)$  и  $\hat{x}_n(t)$ , получим следующее уравнение замкнутой системы:

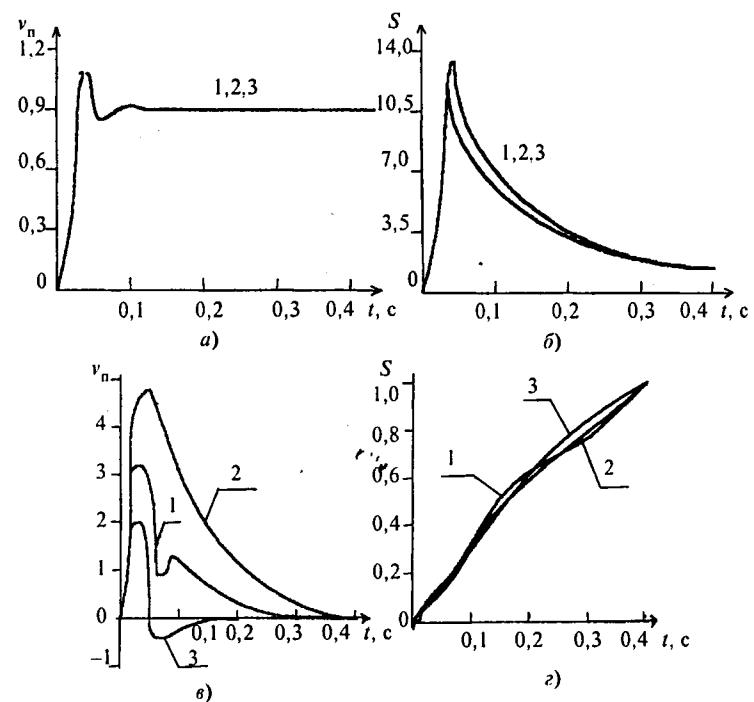
$$\begin{bmatrix} \frac{d\bar{x}_u(t)}{dt} \\ \frac{d\bar{x}_h(t)}{dt} \\ \frac{d\bar{x}_R(t)}{dt} \\ \frac{d\hat{x}_u(t)}{dt} \\ \frac{d\hat{x}_h(t)}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{11} - B_u F_u & A_{12} & -B_u F_z \\ A_{21} - B_h F_h & A_{22} & -B_h F_z \\ -A_R & & \\ K_u - B_u F_u & & -B_u F_R \\ K_h - B_h F_h & & -B_h F_R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{\alpha}_h(t) \\ \bar{x}_h(t) \\ \bar{x}_R(t) \\ \hat{x}_u(t) \\ \hat{x}_h(t) \end{bmatrix} + B_R \vec{y}_3(t). \quad (26)$$

Алгоритмическая схема такой системы показана на рис.4.

Следует заметить, что полюса такой системы представляют собой объединение полюсов исходной системы, замкнутой оптимальным регулятором, и оптимального наблюдателя. Причем переходные процессы в системе с таким упрощенным наблюдателем и наблюдателем полного порядка практически совпадают.



**Рис.4. Алгоритмическая схема оптимальной астатической системы с упрощенным наблюдателем**



**Рис.5.** Переходные процессы в оптимальной системе по заданию на регулятор скорости вращения приводного механизма (*a*, *б*) и по заданию на регулятор натяжения (*в*, *г*).

дают, а переходные процессы переменных состояния наблюдателя практически совпадают с переменными состояния объекта управления.

В качестве примера на рис.5 показаны переходные процессы скорости приводного механизма  $v_n(t)$

и натяжения полосы  $S(t)$  по заданию на регулятор скорости приводного механизма (рис.5,а,б) и по заданию на регулятор натяжения (рис.5,в,г) бумаго-обмотчика ВА2-2/700 для трех радиусов размотки кружка ленты. Как видно из рис.5, в системе имеется астатизм по вектору задающего воздействия  $\bar{y}_3(t)$ .

### Выводы

1. Для качественного нанесения обмотки кабелей необходимо оснастить обмоточные машины системами регулирования скорости вращения приводного механизма и натяжения обмоточных лент.

2. Учет динамики исполнительных механизмов приводит к изменению начальных участков переходных процессов обмоточных машин как объектов управления.

3. Применение оптимальных регуляторов позволяет удовлетворить требования, предъявляемые к качеству регулирования обмоточных машин.

4. Для упрощения технической реализации в оптимальном регуляторе можно использовать упрощенный регулятор и наблюдатель.

### Список литературы

1. Кузнецов Б.И., Чаусов А.А. Синтез двухканальной системы оптимального регулирования натяжения обмоточных лент// Электротехника. 1993. № 1. С. 49—53.
2. Кузнецов Б.И., Новоселов Б.В., Чаусов А.А. Проектирование взаимосвязанных систем управления. Киев: Техника, 1994.
3. Чаусов А.А., Богаенко К.И., Соляник В.П. и др. Математическая модель двухканального электропривода обмоточной машины//Тр. научно-технической конференции "Проблемы автоматизированного электропривода. Теория и практика." Харьков: Основа, 1998. С.161—162.
4. Чаусов А.А., Рюмши Н.А., Кузнецов Б.И. и др. Синтез двухканальных электроприводов обмоточных машин//Тр. научно-технической конференции "Проблемы автоматизированного электропривода. Теория и практика". Харьков: Основа, 1998. С.258—260.



Кузнецов Борис Иванович — заведующий кафедрой систем управления Украинской инженерно-педагогической академии. Закончил инженерно-физический факультет Харьковского политехнического института в 1975 г. Защитил докторскую диссертацию в 1990 г. в Харьковском политехническом институте по синтезу структур и оптимизации многоканальных систем высокой точности.

Соляник Владимир Петрович — проректор по учебной работе Украинской инженерно-педагогической академии. Закончил электромашиностроительный факультет Харьковского политехнического института в 1960 г. Защитил кандидатскую диссертацию в 1972 г. в Харьковском политехническом институте по приборам измерения влажности материалов.



Чаусов Анатолий Алексеевич — декан Артемовского регионального отделения Украинской инженерно-педагогической академии. Закончил радиотехнический факультет Харьковского авиационного института в 1971 г. Защитил кандидатскую диссертацию в 1990 г. в Харьковском политехническом институте по синтезу систем автоматического регулирования натяжения обмоточных машин.



Кузнецова Татьяна Борисовна — студентка инженерно-физического факультета Харьковского государственного университета.



Седельникова Людмила Геннадиевна — ассистент кафедры систем управления Артемовского регионального отделения Украинской инженерно-педагогической академии. Закончила электромеханический факультет Украинского заочного политехнического института в 1991 г.



## Релейная система векторного управления следящим электроприводом на базе машины двойного питания

А.В.САДОВОЙ, доктор техн.наук, А.Л.ДЕРЕЦ, канд. техн.наук, Ю.Ю.ШРАМКО, инж.

Днепродзержинский ГТУ

Представлен комплексный подход к построению следящих асинхронных электроприводов на базе машины двойного питания. Изложен синтез алгоритмов оптимального управления позиционным асинхронным электроприводом и рассмотрен наблюдатель производных, применение которого обеспечивает предельную точность слежения.

Актуальность проблемы энерго- и ресурсосбережения требует пересмотра традиционных подходов к построению систем управления электроприводами, разработки новых алгоритмов функционирования таких систем с учетом последних достижений электромашиностроения, силовой электроники и теории управления. Асинхронный электропривод по схеме

машины двойного питания (МДП) выгодно отличается высоким КПД, обусловленным однократным преобразованием энергии скольжения, и возможностью регулирования реактивной мощности по цепи статора, что принципиально позволяет обеспечить работу привода с единичным коэффициентом мощности.

Получившие широкое распространение линейные системы подчиненного управления МДП, оптимизированные по модульному или симметричному оптимуму, с использованием непосредственных преобразователей частоты [1] обладают рядом существенных недостатков: необходимостью компенсации внутренних перекрестных связей между основными каналами управления; высокой чувствительностью к параметрическим и координатным возмущениям; значительным отличием формы тока от синусоидальной; существенным влиянием изменения напряжения питающей сети на потокосцепления машины. Перечисленные недостатки ограничивают область применения таких систем в основном мощными нереверсивными электроприводами со сравнительно небольшим диапазоном регулирования скорости и спокойным характером нагрузки.

Развитие теории синтеза систем оптимального разрывного управления [2] и возможность реализации таких управлений посредством преобразовательных устройств, выполненных на силовых биполярных транзисторах с изолированным затвором (IGBT), позволяет устранить перечисленные недостатки и строить высококачественные системы управления МДП с широким диапазоном регулирования скорости, в том числе позиционные и следящие.

В настоящей статье рассматриваются вопросы аналитического конструирования регуляторов (АКР) релейной системы векторного управления асинхронным следящим электроприводом по схеме МДП, которая за счет скользящего режима обеспечивает предельную точность регулирования и низкую чувствительность к дестабилизирующим факторам.

При синтезе предполагается, что управляемый преобразователь включен в цепь статора, а роторная цепь подключена к сети посредством коммутатора чередования фаз. При аналитическом конструировании векторных систем управления динамика АДФР описывается уравнениями в прямоугольной системе координат, ориентированной по вектору потокосцепления статора  $\psi_{ss} = 0$ ;  $\psi_{us} = \psi$ :

$$\left. \begin{aligned} p\psi_{su} &= U_{su} - R_s i_{su}; \\ p i_{su} &= \frac{1}{L_s - L_m K_r} U_{su} - \omega_r i_{sv} - \frac{R_s + R_r}{\psi_{su}} i_{sv}^2 - \frac{R_s + R_r}{L_s - L_m K_r} i_{su} + \\ &+ \frac{R_r}{L_r (L_s - L_m K_r)} \psi_{su} + \frac{U_{sv}}{\psi_{su}} i_{sv} - \frac{K_r}{L_s - L_m K_r} U_{ru}; \\ p\varphi &= \omega_r; \\ p\omega_r &= \frac{3}{2J} N_p \psi_{su} i_{sv} - \frac{M_{ct}}{J}; \\ p i_{sv} &= \frac{1}{L_s - K_r L_m} U_{sv} + \omega_r i_{su} + \frac{R_s}{\psi_{su}} i_{su} i_{sv} - \frac{\omega_r}{L_s - K_r L_m} \psi_{su} - \\ &- \frac{R_s + R_r}{L_s - K_r L_m} i_{sv} - \frac{U_{sv}}{\psi_{su}} i_{su} - \frac{K_r}{L_s - K_r L_m} U_{ru}. \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

Поскольку релейные регуляторы в скользящем режиме полностью компенсируют внутренние нелинейные перекрестные связи, можно осуществить декомпозицию системы дифференциальных уравнений динамики АД на две независимые подсистемы (2) и (3), описывающие каналы управления потоком реактивной и активной мощности, и их линеаризацию:

$$p\mathbf{Y}^R = \mathbf{C}^R \mathbf{Y}^R + \mathbf{m}^R U_{su}, \quad (2)$$

$$\text{где } \mathbf{Y}^R = \begin{bmatrix} \Psi_s \\ I_{su} \end{bmatrix}; \quad \mathbf{C}^R = \begin{bmatrix} 0 & -R_s \\ \frac{R_r}{L_r (L_s - L_m K_r)} & -\frac{R_s + R_r}{L_s - L_m K_r} \end{bmatrix};$$

$$\mathbf{m}^R = \begin{bmatrix} 1 \\ \frac{1}{L_s - L_m K_r} \end{bmatrix}; \quad K_r = \frac{L_m}{L_r};$$

$$p\mathbf{Y}^A = \mathbf{C}^A \mathbf{Y}^A + \mathbf{m}^A U_{sv}, \quad (3)$$

$$\text{где } \mathbf{Y}^A = \begin{bmatrix} \Phi \\ \omega_r \\ I_{sv} \end{bmatrix}; \quad \mathbf{C}^A = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{3}{2J} N_p \psi_{su} \\ 0 & -\frac{\psi_{su}}{L_s - L_m K_r} & -\frac{R_s + R_r}{L_s - L_m K_r} \frac{L_s}{L_r} \end{bmatrix};$$

$$\mathbf{m}^A = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}.$$

Релейные алгоритмы управления синтезируются в результате решения задачи аналитического конструирования регуляторов модифицированным методом симметрии [2]. В основу данного метода положены концепции обратных задач динамики и возмущенного — невозмущенного движения, что позволяет однозначно связать коэффициенты функции Ляпунова с параметрами объекта управления и заданными показателями качества переходного процесса.

Для решения задачи АКР в предложенной постановке необходимо представить описание динамики объекта управления дифференциальными уравнениями в форме Фробениуса:

$$\left. \begin{aligned} p\eta_i &= p\eta_{i+1} \\ &\dots \\ p\eta_N &= \sum_{i=1}^N c_i \eta_i + m_N U \end{aligned} \right\}, \quad (4)$$

где  $c_i$  — коэффициенты характеристического уравнения объекта управления;  $\eta_i = \mathbf{Y}_i - \mathbf{Y}_i^*$  ( $i = 1, \dots, N$ ) — отклонения текущих значений переменных состояния объекта управления от заданных.

Тогда управляющее воздействие

$$U_j = -\text{sign} \left[ m_N \left( \sum_{i=1}^N v_{iN}^{(j)} p^{i-j} \eta_j \right) \right] \quad (5)$$

минимизирует интегральный функционал качества

$$I_j = \int_0^\infty 2 \left[ \sum_{i=0}^{j-1} \sum_{k=j}^N v_{ik}^{(j)} p^{i-j+1} \eta_j p^{k-j} \eta_j + \left| m_N \sum_{i=j}^N v_{iN}^{(j)} p^{i-j} \eta_i \right| \right] dt \quad (6)$$

на траекториях движения системы (4). В выражениях (5) и (6)  $v_{ik}$ ,  $v_{iN}$  — коэффициенты функции Ляпунова

$$v(\eta) = \sum_{i,k=1}^N v_{ik} \eta_i \eta_k, \quad v_{ik} = v_{ki}, \quad (7)$$

определяемые соотношениями

$$v_{ik} = c_{i+1}c_{k+1} \quad (i, k = 1, 2, \dots, N); \\ c_{i+1} = 1; \quad c_{k+1} = 1 \text{ при } i = N, k = N. \quad (8)$$

При соблюдении условий (8) минимизация функционала (6) гарантирует экспоненциальный характер управляемого движения с минимально возможной при заданных параметрах объекта управления постоянной времени [2].

В соответствии с изложенным методом синтезируются оптимальные управлении, вырабатываемые релейными регуляторами:

— потокосцепления статора  $R_1^R$

$$U_1^R = -i_{\max} \operatorname{sign}((-m_p^R c_{22}^R - m_l^R (c_{22}^R)^2 + m_p^R p + m_l^R p^2)(\psi - \psi^*));$$

— реактивной составляющей тока статора  $R_s^R$

$$U_2^R = -U_{sin}$$

$$U_1^A = -\omega_{\max} \operatorname{sign} \left( \left( 1 + \frac{c_{33}^A}{c_{23}^A c_{32}^A} p - \frac{1}{c_{23}^A c_{32}^A} p^2 \right) (\varphi - \varphi^*) \right);$$

— скорости вращения ротора  $R^A$ ,

$$U_2^A = -i_{\max} \operatorname{sign} \left( \left( 1 - \frac{1}{c_{33}^A} p \right) (\omega - \omega^*) \right);$$

— активной составляющей тока статора  $R_3^A$

$$U_3^A = -U_{\text{vmax}} \text{sign}(i_{\text{vv}} - i_{\text{vv}}^*) ,$$

где  $i_{\max}$  — максимальное значение тока статора;  $\omega_{\max}$  — максимально допустимое значение скорости;  $U_{\max}$  — предельно допустимые напряжения управления.

Синтезированные подсистемы управления построены по принципу каскадно-подчиненного включения регуляторов, при котором регулятор  $R_i$  формирует задающее воздействие для  $R_{i+1}$ .

Функциональная схема привода представлена на рис.1, где *ТИ* — транзисторный инвертор; *АДФР* — асинхронный двигатель с фазным ротором; *ТГ* — тахогенератор; *ДП* — датчик положения; *КФ* — полупроводниковый коммутатор фаз; *ССП* — система стабилизации потока; *ИКАД* — идентификатор координат *АД*; *ВФ* — векторный фильтр.

Полученные алгоритмы обеспечивают оптимальное по точности управление асинхронным электроприводом как в системах стабилизации положения, так и в следящих

автоматических системах. Однако для их технической реализации необходимо вычисление старших производных ошибки регулирования, соответствующей переменной состояния.

Для помехозащищенного дифференцирования измеряемых сигналов на практике применяются наблюдющие устройства, которые при использовании в их структуре релейных регуляторов, обладающих бесконечным коэффициентом усиления, способны обеспечить наиболее высокую точность вычисления производных. Рассмотрим особенности синтеза таких устройств для следящих электроприводов, присвоив пространству ошибки управления  $\eta_1$  и ее старших производных обозначение  $E$ :  $\eta_1 = Y_1 - \bar{Y}_1 = E_1$ ;  $E_i = p^{(i-1)} E_1$ , где  $i = 2, \dots, N+1$ ,  $N$  – порядок объекта управления.

Дифференцирующие устройства представляют собой следящую релейную систему управления [2], входным сигналом для которой является ошибка регулирования  $E_1$ . Объектом управления, как и в линейных наблюдателях состояния, служит каскад из  $N$  интегрирующих звеньев, выходные координаты которых обозначим  $\hat{E}_i$ . Алгоритм системы управления дифференциатором (СУД) имеет вид :

$$\left. \begin{aligned} p\hat{E}_i &= \hat{E}_{i+1}; & \hat{U} &= -\hat{U}_{\max} \operatorname{sign}(\hat{S}); \\ \hat{S} &= \sum_{i=1}^N \hat{K}_i \hat{E}_i - E_1; & i &= 1, \dots, N, \end{aligned} \right\}$$

где  $\hat{S}$  — функция переключения регулятора  $\hat{R}$ ;  $N$  — порядок ОУ;  $\hat{U}$ ,  $\hat{U}_{\max}$  — мгновенное значение и амплитуда сигнала управления наблюдющего устройства (НУ).

Релейный регулятор  $\hat{R}$  в скользящем режиме поддерживает равенство координат  $\hat{E}_1$  и  $E_1$ . При этом

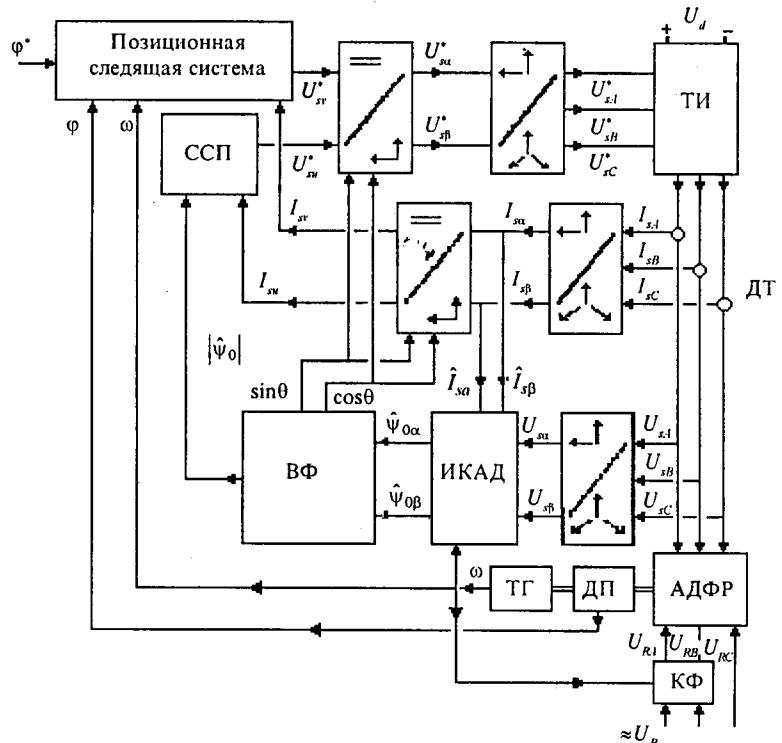


Рис.1. Функциональная схема системы векторного управления АДФР

$\hat{E}_i$  равны соответствующим производным  $p^{(i-1)}E_1$  и могут использоваться в системах управления электроприводами (СУЭП) в качестве сигналов гибких обратных связей.

Подобные наблюдатели применимы в системах стабилизации выходной координаты ЭМС, где допустима замена производных ошибки регулирования  $p^{(i-1)}E_1$  на производные выходной координаты  $p^{(i-1)}Y_1$ , поскольку  $p^{(i-1)}Y_1^* = 0$ . Производные  $Y_1$  до  $N-1$ -го порядка включительно являются непрерывными функциями, благодаря чему релейный регулятор СУД постоянно функционирует в скользящем режиме, обеспечивая достаточно высокую точность идентификации состояния СУ.

В следящих электроприводах производные сигнала задания  $p^{(i-1)}Y_1^*$  в общем случае отличны от нуля, что требует включения их в алгоритм управления ЭП путем соответствующего учета сигналами обратных связей  $\hat{E}_i$ . В таких СУЭП в качестве задающего воздействия  $\hat{E}_i^*$  для СУД должна выступать координата  $E_1$ . Однако функция  $E_1(t)$  имеет разрывной характер при ступенчатых изменениях задающего воздействия  $Y_1^*(t)$ . Это обстоятельство приводит к возникновению собственных переходных процессов в СУД, во время которых скользящий режим регулятора  $\hat{R}$  нарушается вследствие ограниченности максимальной скорости изменения  $E_1(t)$ , обусловленной насыщением интеграторов. При этом равенство  $\hat{E}_1 = E_1$  нарушается до момента вхождения  $\hat{R}$  в скользящий режим, когда достигается необходимая точность дифференцирования. Поэтому к СУД предъявляется требование обеспечения времени сходимости, меньшего самой малой постоянной времени ОУ. То есть при отработке СУЭП скачка задающего воздействия скользящий режим регулятора  $\hat{R}$  должен восстанавливаться до начала вхождения в скользящий режим регуляторов СУЭП, замкнутых по вычисленным производным.

Для оптимизации по быстродействию релейных систем с линейными функциями переключения разработан метод  $N-i$  переключений [3], сущность которого заключается в следующем. При известных уровнях ограничения координат ЭМС  $N$ -го порядка рассчитывается оптимальная переходная траектория, на которой для каждого регулятора  $R_i$  выбираются  $N-i$  характерных точек  $Ex^{i,1}, \dots, Ex^{i,N-i}$ . Переключение

$R_i$  в таких точках обеспечивает воспроизведение системой управления расчетной траектории. Отработка заданных переключений в реальном переходном процессе достигается соответствующим расчетом коэффициентов  $K_{i,j}$  уравнений скольжения регуляторов. Коэффициенты  $K_{i,j}$  определяются путем решения системы линейных алгебраических уравнений, составленных для выбранных характерных точек:

$$\left. \begin{array}{l} \sum_{j=i}^N K_{i,j} Ex_j^{i,1} = 0 \\ \dots \\ \sum_{j=i}^N K_{i,j} Ex_j^{i,N-i} = 0 \end{array} \right\}, \text{ где } Ex_j^{i,q} \text{ — известные величины, } K_{i,i} = 1.$$

Однако непосредственное применение метода  $N-i$  переключений для синтеза наблюдателей производных стеснено рядом отличий их устройства и динамических свойств от соответствующих характеристик СУЭП. Следовательно, необходимо специальное решение задачи увеличения быстродействия СУД.

Радикальное уменьшение времени сходимости вычислителей производных достигается путем введения в их структуру форссирующей цепи ФЦ (рис.2) с релейным элементом, имеющим зону нечувствительности  $\pm\delta$ . При этом на входы интеграторов подаются форссирующие сигналы  $\hat{U}_f = (-1)^i \hat{U}_{f \max i}$ , которые обеспечивают ускоренное протекание собственных переходных процессов наблюдателя (участок  $a-b$ , рис.3), а затем полностью отключаются перед вхождением регулятора СУД в скользящий режим, когда рассогласование вычисленной и измеренной ошибок регулирования  $\Delta\hat{E}_1 = \hat{E}_1 - E_1$  достигает пределов  $\pm\delta$  (участок  $b-0$ , рис.3).

Метод  $N-i$  переключений [3], ориентированный на оптимизацию релейных систем подчиненного регулирования, эффективно адаптируется для применения к представленной структуре и обеспечивает учет всех особенностей динамики НУ. В контексте данного метода форссирующая цепь дифференциатора является средством ускоренного переноса изображающей точки системы в начало последнего интервала постоянства управляющего воздействия на расчетной оптимальной по быстродействию траектории, т.е. в последнюю характерную точку переключения  $\hat{R}$ . Процедура синтеза СУД, кроме стандартного расчета коэффициентов обратных связей  $\hat{K}_i$ , включает приведение уровней насыщения интеграторов к величинам  $\hat{Ex}_i^{i,N-i}$  и определение зоны нечувствительности форссирующей цепи  $\delta$  и амплитуды форссирующих сигна-

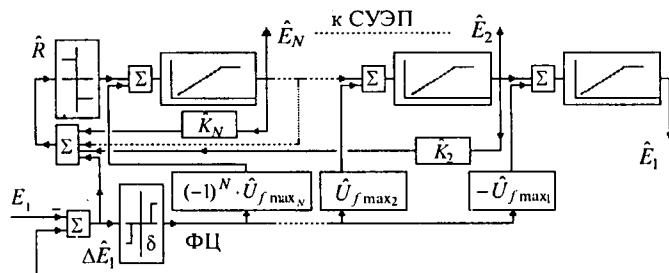


Рис.2. Обобщенная структурная схема НУ с форссирующей цепью

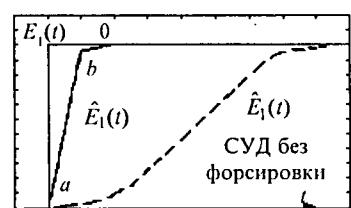


Рис.3. Действие форссирующей цепи

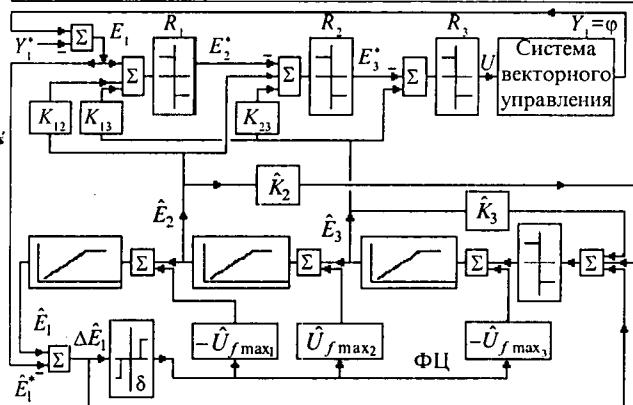


Рис.4. Позиционная следящая система с форсированным вычислителем производных

лов  $\hat{U}_{f \max i}$  по координатам  $N-1$ -й характерной точки:  $\delta = \hat{E}_i^{1, N-1}$ ,  $\hat{U}_{f \max i} > \frac{\hat{E}_i^{1, N-1}}{T_f}$ , где  $T_f$  — допустимое время действия форсировки.

Рассмотрим применение дифференциаторов данного типа в составе релейной системы оптимального управления позиционным следящим электроприводом. Структурная схема позиционного электропривода с гибкими обратными связями представлена на рис.4. В ее составе можно выделить: трехконтурную управляющую часть, построенную по принципу каскадно-подчиненного включения регуляторов; электромеханическую систему, выходной координатой  $Y_1$  которой является положение рабочего органа; вычислитель первой и второй производных ошибки управления  $\hat{E}_2$ ,  $\hat{E}_3$  с форссирующей цепью. На рис.5 представлены переходные процессы системы подчиненного регулирования положения на базе МДП, синтез которой изложен выше, в режимах захвата траектории  $Y_1^*(t) = Y_{\text{ном}} \cos(\omega t)$  и слежения. Замыкание внешнего контура позиционной следящей системы гибкими обратными связями придает приводу астатизм при отработке изменяющегося во времени сигнала задания после входления  $\hat{R}$  в скользящий режим. Введение гибких обратных связей во внутренние контуры системы подчиненного регулирования обеспечивает инвариантность переходных траекторий к характеру сигнала задания и позволяет при необходимости избежать установки датчика скорости. Практическая реализация данной структуры возможна именно благодаря форсированию собственного переходного процесса СУД, позволяющему предельно сократить время сходимости вычисленных и реальных производных ошибки регулирования.

Результаты исследования следящих асинхронных электроприводов подтверждают высокую эффективность предложенного авторами подхода к синтезу и реализации релейных систем оптимального управления машиной двойного питания. Рассмотренную следящую систему управления на базе АДФР рекомендуется применять в прецизионных электроприводах при необходимости управления потоком реактивной мощности.

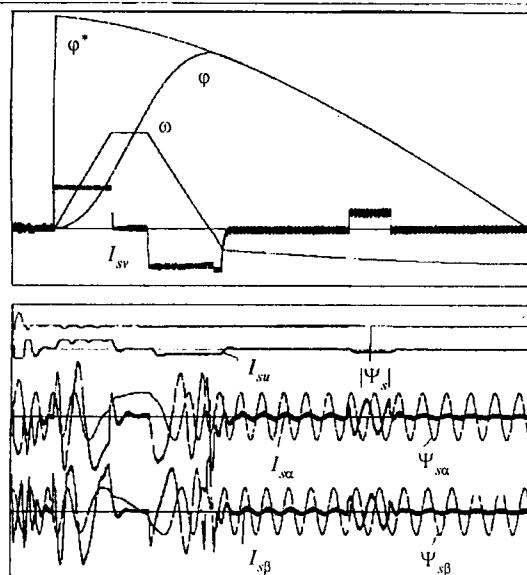


Рис.5. Результаты моделирования следящей СУЭП на базе МДП

#### Список литературы

- Слежановский О.В., Дацковский Л.Х., Кузнецов И.С. и др./Системы подчиненного регулирования электроприводов переменного тока с вентильными преобразователями М.: Энерготомиздат, 1983.
- Саловой А.В., Сухинин Б.В., Сохина Ю.В. Системы оптимального управления прецизионными электроприводами. Киев: ИСИМО, 1996.
- Дерец А.Л. Синтез оптимальных по точности и быстродействию систем управления электроприводами//Юбилейный сборник научно-технических трудов ДГТУ. Днепродзержинск: ДГТУ, 1995. С.510—517.



Садовой Александр Валентинович — профессор по научной работе, зав. кафедры электрооборудования Днепродзержинского государственного технического университета. Закончил электроэнергетический факультет Киевского политехнического института в 1967 г. В 1993 г. защитил диссертацию на соискание ученой степени доктора технических наук "Синтез и исследование оптимальных по точности систем управления электроприводами с низкой чувствительностью к широкому спектру дестабилизирующих факторов" в Днепропетровском горном институте.



Дерец Александр Леонидович — старший преподаватель кафедры электрооборудования Днепродзержинского государственного технического университета. Закончил технологический факультет Днепродзержинского государственного технического университета в 1993 г. В 1997 г. защитил диссертацию на соискание ученой степени кандидата технических наук "Разработка и исследование оптимальных по точности и быстродействию систем управления электроприводами с низкой чувствительностью к нестационарности объекта управления" в Харьковском государственном политехническом университете.



Шрамко Юрий Юрьевич — аспирант кафедры электрооборудования Днепродзержинского государственного технического университета. Закончил технологический факультет Днепродзержинского государственного технического университета в 1994 г.

# Некоторые аспекты формирования управляющих воздействий в электромеханических системах

О.Ю.ЛОЗИНСКИЙ, доктор техн. наук, проф., Я.Ю.МАРУЩАК, А.О.ЛОЗИНСКИЙ, кандидаты техн. наук

Рассмотрены два подхода к синтезу систем автоматического регулирования. Один базируется на методе обобщенного характеристического полинома, а другой — на применении *fuzzy logic* регулятора. Показаны примеры использования этих методов синтеза для конкретных систем.

Широкое применение и возрастающие требования к показателям работы электромеханических систем ставят перед их разработчиками новые задачи по обеспечению сложных графиков движения координат системы, статической и динамической точности, минимального энергопотребления и экономичности. Решать эти задачи классическими методами формирования расположения корней характеристического полинома системы стало затруднительным, а в отдельных случаях и невозможным. Исследователи, занимающиеся применением этих методов для синтеза управляющих воздействий, уходят от вопросов влияния нулей на показатели качества системы, и получаемые при таком подходе регуляторы (последовательные или модальные) не всегда выполняют поставленные перед ними задачи.

Выход из этого положения мы видим в подведении под эти методы единой методической базы для синтеза корректирующих устройств (регуляторов), обеспечивающих требуемые законы управления, тем более что структура системы модального управления является частным случаем системы подчиненного регулирования при единичных передаточных функциях регуляторов контуров, а настройка на технический оптимум соответствует стандартной форме Баттервортса.

Современные системы управления электроприводами можно разделить на две основные группы, в каждой из которых реализован свой принцип формирования управляющего воздействия. Это системы с одним сумматором на входе и системы с подчиненными контурами регулирования. Согласно первому принципу строятся современные системы модального регулирования (СМР), а по второму — системы подчиненного регулирования (СПР). Невзирая на то, что в первом, и во втором случаях речь идет о формировании расположения корней дифференциальных уравнений, описывающих указанные системы, нет единого методического подхода при разработке таких систем и создается иллюзия, что существующие методы синтеза регуляторов таких систем различны. Таким образом, напрашивается вывод о необходимости разработки единого метода синтеза, общего и для СМР, и для СПР.

Рассмотрим систему, в которую входит определенное количество различных регуляторов и других элементов системы. В общем виде передаточная функция такой системы опишется как:

$$W(p) = \frac{a_0(p)p^n + a_1(p)p^{n-1} + \dots + a_n(p)p^0}{b_0(p)p^m + b_1(p)p^{m-1} + \dots + b_m(p)p^0}, \quad (1)$$

где  $p$  — оператор;  $a_i(p)$ ,  $b_j(p)$  — функциональные зависимости, в которые могут входить искомые выражения характеристик регуляторов или элементов САР.

Понятно, что порядки полиномов числителя и знаменателя после раскрытия зависимостей  $a_i(p)$ ,  $b_j(p)$  будут отличными от  $n$  и  $m$ , соответственно. Разделим числитель и знаменатель выражения (1) на полином  $G(p)$ , который находится в числите:

$$W(p) = \frac{1}{\frac{b_0(p)}{G(p)}p^m + \frac{b_1(p)}{G(p)}p^{m-1} + \dots + \frac{b_m(p)}{G(p)}p^0}. \quad (2)$$

Таким образом, получим передаточную функцию с характеристическим полиномом, куда входят все корни выражения (1), т.е. передаточную функцию с обобщенным характеристическим полиномом, которая не имеет нулей, а имеет только, назовем их эквивалентными, полюсы.

Понятно, что показатели функционирования такой САР полностью определяются этим полиномом. Потребуем, чтобы благодаря передаточным функциям регуляторов, или других элементов системы, которые входят в выражение обобщенного характеристического полинома, он преобразовался в какой-то стандартный полином  $H(p)$ :

$$H(p) = C_0(p)p^m + C_1(p)p^{m-1} + \dots + C_m(p)p^0, \quad (3)$$

где  $C_j(p)$  — функции, определяющие вид стандартного полинома.

Например, стандартная форма при техническом оптимуме настройки двухконтурной СПР имеет вид:

$$H_2(p) = 8T_1^2(pT_1 + 1)p^2 + 4T_1p + 1,$$

а биномиальная стандартная форма второго порядка:

$$H_2^b(p) = p^2 + 2\omega_0p + \omega_0^2,$$

где  $\omega_0$  — быстродействие системы.

Очевидно, что в первом случае  $C_0(p) = 8T_1^2(pT_1 + 1)$ ;  $C_1(p) = 4T_1$ ;  $C_2(p) = 1$ , а во втором случае  $C_0(p) = 1$ ;  $C_1(p) = 2\omega_0$ ;  $C_2(p) = \omega_0^2$ .

Следовательно,  $C_j(p)$  являются как функциями, так и постоянными величинами в зависимости от вида стандартного полинома.

Для обеспечения динамических показателей САР,

которая описывается выражением (2) согласно какой-то стандартной форме, запишем:

$$\left. \begin{array}{l} \frac{b_0(p)}{a_0(p)p^n + a_1(p)p^{n-1} + \dots + a_n(p)p^0} = C_0(p); \\ \frac{b_1(p)}{a_0(p)p^n + a_1(p)p^{n-1} + \dots + a_n(p)p^0} = C_1(p); \\ \vdots \\ \frac{b_m(p)}{a_0(p)p^n + a_1(p)p^{n-1} + \dots + a_n(p)p^0} = C_m(p). \end{array} \right\} \quad (4)$$

Порядок системы уравнений (4)  $m+1$ . Он может быть снижен до значения  $m$  за счет того, что последнее уравнение преобразуется в тождество при рассмотрении технического или симметричного оптимума. Таким образом, из выражения (4) определяется  $m$  или  $m+1$  неизвестных передаточных функций, которые входят в  $a_i(p)$  и  $b_i(p)$ . Так, при синтезе СМР неизвестными являются параметры обратных связей, а для СПР — параметры регуляторов. В случае, если количество регуляторов меньше порядка системы (4), то статус неизвестных могут получить параметры обратных связей или другие характеристики САР.

Используя метод обобщенного характеристического полинома, рассмотрим пример синтеза регуляторов тока и скорости при различных стандартных настройках системы. Передаточная функция контура тока системы:

$$W_I(p) = \frac{\frac{k_{T,n}}{T_{T,n} T_{Я} R_{Я}} W_{p,T}(p)}{\left(p + \frac{1}{T_{T,n}}\right) \left(p + \frac{1}{T_{Я}}\right) + \frac{k_T k_{T,n} W_{p,T}(p)}{T_{T,n} T_{Я} R_{Я}}},$$

где  $k_{T,n}$ ,  $T_{T,n}$  — параметры тиристорного преобразователя;  $R_{Я}$ ,  $T_{Я}$  — параметры якорной цепи двигателя;  $W_{p,T}(p)$  — передаточная функция регулятора тока;  $k_T$  — коэффициент усиления обратной связи по току якоря двигателя.

В данном случае обобщенный характеристический полином:

$$H_I(p) = \frac{\left(p + \frac{1}{T_{T,n}}\right) \left(p + \frac{1}{T_{Я}}\right)}{\frac{k_{T,n} W_{p,T}(p)}{T_{T,n} T_{Я} R_{Я}} p} p + k_T.$$

Стандартный характеристический полином  $H'_1(p)$ , исходя из технического оптимума, имеет вид:

$$H'_1(p) = 2T_{T,n} (T_{T,n} p + 1) k_T p + k_T.$$

Приравнивая выражения при одинаковых степенях  $p$  в  $H_I(p)$  и  $H'_1(p)$ , получаем:

$$\frac{\left(p + \frac{1}{T_{T,n}}\right) \left(p + \frac{1}{T_{Я}}\right)}{\frac{k_{T,n} W_{p,T}(p)}{T_{T,n} T_{Я} R_{Я}} p} = 2T_{T,n} (T_{T,n} p + 1) k_T.$$

Отсюда

$$W_{p,T}(p) = \frac{T_{Я} R_{Я} (p + \frac{1}{T_{Я}})}{2T_{T,n} k_{T,n} k_T p},$$

а это и есть передаточная функция регулятора тока, получаемая при традиционном методе синтеза СПР. Теперь найдем  $W_{p,T}(p)$ , исходя из стандартной биномиальной настройки контура тока. В этом случае

$$H'_1(p) = p + \omega_0 p^0.$$

После несложных преобразований получим систему уравнений:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{\left(p + \frac{1}{T_{T,n}}\right) \left(p + \frac{1}{T_{Я}}\right)}{k_{T,n} W_{p,T}(p)} = 1; \\ \frac{T_{T,n} T_{Я} R_{Я}}{k_T} p \\ k_T = \omega_0. \end{array} \right.$$

Порядок полученной системы уравнений — второй. Поэтому статус неизвестного получает также  $k_T$ . Из этой системы найдем

$$W_{p,T}(p) = \frac{R_{Я} (1 + p T_{T,n}) (1 + p T_{Я})}{k_{T,n} p}, \quad k_T = \omega_0.$$

Рассмотрим теперь двухконтурную СПР скорости двигателя, причем предположим, что необходимо найти  $W_{p,T}(p)$  и передаточную функцию регулятора скорости  $W_{p,C}(p)$ . В этом случае передаточная функция двухконтурной СПР  $W_{\omega}(p)$  имеет вид:

$$W_{\omega}(p) = \frac{\frac{k_{T,n}}{T_{T,n} T_{Я} T_{M,C}} W_{p,T}(p) W_{p,C}(p)}{\left[ \frac{p (1 + p T_{T,n}) (1 + p T_{Я})}{T_{T,n} T_{Я}} + \frac{k_T k_{T,n}}{T_{T,n} T_{Я} R_{Я}} W_{p,T}(p) p + \frac{k_{T,n} k_C W_{p,T}(p) W_{p,C}(p)}{T_{T,n} T_{Я} T_{M,C}} \right]}.$$

Тогда

$$H_{\omega}(p) = \frac{(1 + p T_{T,n}) (1 + p T_{Я}) T_{M,C}}{k_{T,n} W_{p,T}(p) W_{p,C}(p) p} p^2 + \frac{k_M T_M C}{R_{Я} W_{p,C}(p)} p + k_C.$$

Стандартный характеристический полином  $H'_2(p)$  при настройке на технический оптимум такой СПР имеет вид:

$$H'_2(p) = 8T_{T,n}^2 (p T_{T,n} + 1) k_C p^2 + 4T_{T,n} k_C p + k_C.$$

Следуя принятой методике, получаем:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{(1 + p T_{T,n}) (1 + p T_{Я}) T_{M,C}}{k_{T,n} W_{p,T}(p) W_{p,C}(p) p} = 8T_{T,n}^2 (p T_{T,n} + 1) k_C; \\ \frac{k_T T_M C}{R_{Я} W_{p,C}(p)} = 4T_{T,n} k_C. \end{array} \right.$$

Отсюда

$$W_{p,C}(p) = \frac{k_T T_M C}{4T_{T,n} k_C R_{Я}}, \quad W_{p,T}(p) = \frac{R_{Я} (1 + p T_{Я})}{2T_{T,n} k_C k_{T,n} p}.$$

Таким образом, выражения  $W_{p,C}(p)$  и  $W_{p,T}(p)$  идентичны общизвестным выражениям, полученным в результате традиционного метода синтеза СПР. Легко убедиться, что при единичных значениях передаточных функций регуляторов и введении обратной связи по ЭДС тиристорного преобразователя пере-

даточная функция  $W_{\omega}(p)$  преобразуется к виду передаточной функции СМР одномассовой системы, в которой характеристический полином и обобщенный характеристический полином идентичны.

При необходимости придания двухконтурной СПР свойств САР с биномиальным распределением корней характеристического полинома получаем:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{(1+pT_{\text{т.п}})(1+pT_{\text{я}})T_{\text{м}}C}{k_{\text{т.п}}W_{\text{p.t}}(p)W_{\text{p.c}}(p)p} = 1; \\ \frac{k_{\text{т}}T_{\text{м}}C}{R_{\text{я}}W_{\text{p.c}}(p)} = 2\omega_0; \\ k_{\text{c}} = \omega_0^2. \end{array} \right.$$

Кроме неизвестных  $W_{\text{p.c}}(p)$ ,  $W_{\text{p.t}}(p)$  предоставим статус неизвестной величины коэффициенту  $k_{\text{c}}$ . Решая полученную систему уравнений, находим:

$$\begin{aligned} k_{\text{c}} &= \omega_0^2; \quad W_{\text{p.c}}(p) = \frac{k_{\text{т}}T_{\text{м}}C}{2R_{\text{я}}\omega_0}; \\ W_{\text{p.t}}(p) &= \frac{2R_{\text{я}}\omega_0(1+pT_{\text{т.п}})(1+pT_{\text{я}})}{k_{\text{т.п}}k_{\text{т}}p}. \end{aligned}$$

Аналогичным образом синтезируются и позиционные системы.

Таким образом, предложенный метод обобщенного характеристического полинома для синтеза систем управления электроприводами позволяет осуществлять разработку таких систем на едином методическом базисе независимо от структуры САР. Из этого следует, что метод пригоден и для других систем, в том числе не связанных с электроприводом. При этом управление распределением нулей и полюсов исходной передаточной функции (1) осуществляется не раздельно, а комплексно, т.е. синтезированные регуляторы или другие элементы САР так распределяют нули и полюсы, что обеспечиваются нужные динамические характеристики системы.

Перспективным, на наш взгляд, для синтеза управляющих воздействий является также применение численных методов эволюционного моделирования, таких, как нейрональные сети, нечеткие множества и генетические алгоритмы. В частности, при формировании реакции системы с помощью модальных регуляторов нами предлагается в зависимости от зоны нахождения регулируемой координаты с помощью fuzzy logic регулятора изменять градиент нарастания этой координаты.

Такой fuzzy logic регулятор работает с понятиями, которые описывают области, не имеющие четко очерченных границ, а принадлежность элемента к одной из них определяется функцией принадлежности  $\mu_A(x)$ , которая может принимать значения с интервалом  $[0,1]$ , и образуется набором лингвистических правил вида:

если  $x_{1m} \in A_{1m}$   $x_{2m} \in A_{2m}$  ...  $x_{nk} \in A_{nk}$ , то  $u = f(x_1, x_2, \dots, x_n)$ , (5)

где  $x_{1m}, x_{2m}, \dots, x_{nm}$  — значения параметров, которые характеризируют работу системы;  $A_{1k}, A_{2k}, \dots, A_{nk}$  — определенные области, в которых могут находиться

сигналы  $x_1, x_2, \dots, x_n$  и сигнал управления  $u$ .

Если  $x_1, x_2, \dots, x_n$  — элементы вектора состояний системы и выход  $i$ -го лингвистического правила (5) имеет вид:  $u_i = k_{1i}x_1 + k_{2i}x_2 + \dots + k_{ni}x_n + u_{\text{зад}}$ , то можно утверждать, что для каждой зоны изменения элементов вектора состояний спроектирован соответствующий линейный регулятор с постоянными параметрами. Области действия лингвистических правил могут перекрывать одна другую, поэтому необходимо при нахождении сигнала управления использовать один из методов дефазификации. Использование метода СОА [2] разрешает найти выходной сигнал регулятора в следующем виде:

$$u = \frac{\sum k_{1i}\mu_{ui}}{\sum_i \mu_{ui}}x_1 + \frac{\sum k_{2i}\mu_{ui}}{\sum_i \mu_{ui}}x_2 + \dots + \frac{\sum k_{ni}\mu_{ui}}{\sum_i \mu_{ui}}x_n + u_{\text{зад}}. \quad (6)$$

Уравнение (6) описывает регулятор, синтезированный по полному вектору состояний системы  $x$ , коэффициенты которого являются нелинейными функциями вектора состояний и весов лингвистических правил  $\mu$ , что дает широкие возможности для усиления или ослабления некоторых частот в зависимости от состояния системы [1].

Однако, такой подход к созданию регулятора требует значительных затрат при его проектировании. Так, для регулятора  $n$ -го порядка теоретически необходимо найти  $nV^n$  коэффициентов, где  $V$ -количество областей изменения координат. Традиционно при проектировании П, ПИ, ПИД-регуляторов диапазон изменения каждой из координат разбивают на 7 областей (NB, NM, NS, Z, PS, PM, PB). Реальное количество искомых коэффициентов будет меньшим, но все-таки еще очень велико.

При создании таких регуляторов нами предлагается в условии лингвистического правила использовать не переменные состояния системы, а абсолютную ошибку выходной координаты системы  $e$ . Диапазон изменения этой координаты можно разделить на три следующие области: область малых отклонений, область средних отклонений и область больших отклонений. Лингвистическое правило примет вид:

если  $e \in A_{nn}$ , то  $u = f(x_1, x_2, \dots, x_n)$ . (7)

Количество искомых при проектировании регулятора  $n$ -го порядка коэффициентов уменьшится к значению  $V^n$ .

Выбрав за основу критерий получения максимального быстродействия при возможно малых перегулированиях, дальнейший синтез регулятора можно проводить следующими путями:

1. Задавшись некоторой стандартной формой, изменять, в зависимости от области, в которой находится абсолютная ошибка выходной координаты, параметр  $\omega_0$ , который определяет быстродействие процессов в системе.

2. Задавшись некоторым значением параметра  $\omega_0$ , выбирать ту или другую стандартную форму для каждой из областей нахождения абсолютной ошибки выходной координаты.

3. Применять комбинацию двух предыдущих методов.

Проведенные исследования показали, что использование fuzzy logic регулятора дает возможность плавно изменять размещение корней характеристического уравнения и, тем самым, корректировать темп отработки сигналов управления и возмущения в зависимости от того, в какой точке рабочего пространства пребывает система, а вид полученной кривой переходного процесса в системе управления по полному вектору состояний с fuzzy logic регулятором зависит не только от выбранного значения параметра  $\omega_0$  и стандартной формы, но и от распределения диапазона изменения абсолютной ошибки на области и вида выбранных для каждой из областей функций принадлежности, которые определяют вес лингвистических правил  $\mu$ .

Значительный выигрыш с точки зрения улучшения качества функционирования электромеханических систем обещает введение в контур управления нейрональных корректоров, что особенно проявляется при формировании нейронального предсказателя [2] для электромеханической системы, пребывающей под действием случайных возмущений.

Типичным представителем промышленных механизмов, которые пребывают под действием случайных возмущений, являются дефиброры, которые широко применяются в бумажной промышленности. Наблюдения за их работой показали, что даже при постоянном давлении в прессах или постоянной скорости подачи нагрузка дефиброра имеет неравномерный характер. Главными факторами, которые вызывают неравномерность нагрузки, являются изменения состояния и значения полезной поверхности камня и зажим баланса в шахте.

Одним из главных требований, которые выдвигаются к электроприводам дефиброров, является стабилизация потребляемой мощности на заданном уровне, пропорциональному удельному давлению баланса на камень. Это требование объясняется прежде всего необходимостью получения древесной массы с постоянными характеристиками. Кроме того, наличие больших колебаний нагрузки не дает возможности полностью использовать производственные характеристики самого механизма. В то же время, при устранении этих колебаний уставками регуляторов системы можно обеспечивать максимально допустимую нагрузку, которая определяется конструкцией дефиброра и состоянием камня [3].

При проведении исследований принято описание дефиброра звеном второго порядка [4], параметры которого изменялись в зависимости от значения потребляемой мощности.

В систему управления дефиброра входит гидравлический ПИ-регулятор. Структурная схема такой системы приведена на рис.1.

$$W(p) = \frac{180}{0,116p^2 + 0,55p + 1}; \quad (8)$$

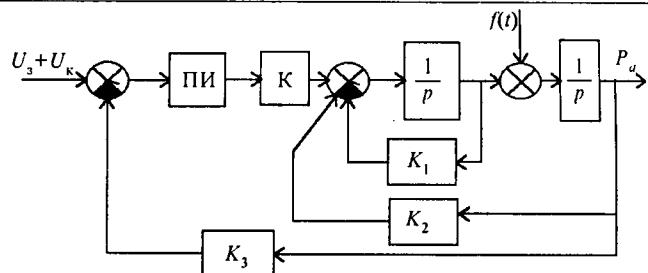


Рис.1. Структурная схема стабилизации мощности дефиброра ( $U_3$  — сигнал задания,  $U_K$  — сигнал коррекции,  $f(t)$  — возмущение)

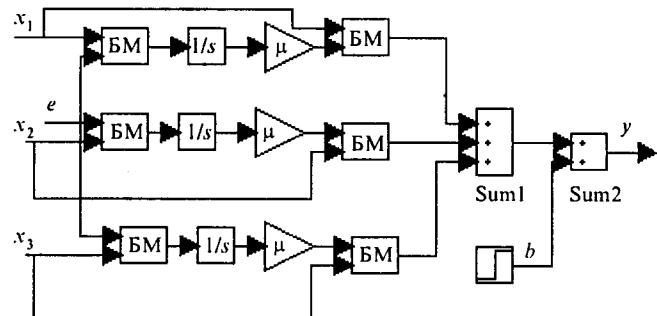


Рис. 2. Структурная схема реализации нейрокорректора на основе нейрона ADALINE с тремя входами (БМ — блок умножения двух сигналов)

$$W(p) = \frac{180}{1,47p^2 + 3,06p + 1}. \quad (9)$$

Для стабилизации потребляемой мощности предлагается использовать в САУ дефиброров нейрокорректор на основе нейрона ADALINE (ADAptive Linear Neuron) [2].

Структурная схема нейрокорректора представлена на рис.2. Адаптационный выбор весов нейрона традиционно проводят путем минимизации квадрата ошибки, определенного следующим образом:

$$E(W) = \frac{1}{2} \left[ d - \left( \sum_{j=1}^N W_j x_j + b \right) \right]^2, \quad (10)$$

где  $b$  — смещение;  $y$  — выходной сигнал нейрона;  $x_1, x_2, \dots, x_N$  — входные сигналы;  $d$  — эталонный сигнал.

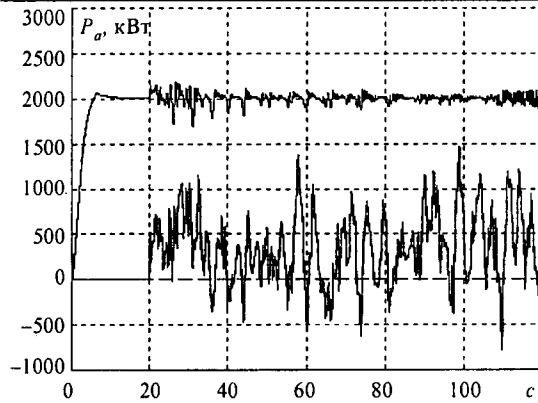
В алгоритме адаптации весов для минимизации функции  $E(W)$  применен метод скорейшего спуска и изменение весов происходит согласно [5]:

$$\frac{dW_j}{dt} = \mu e_i x_j, \quad (11)$$

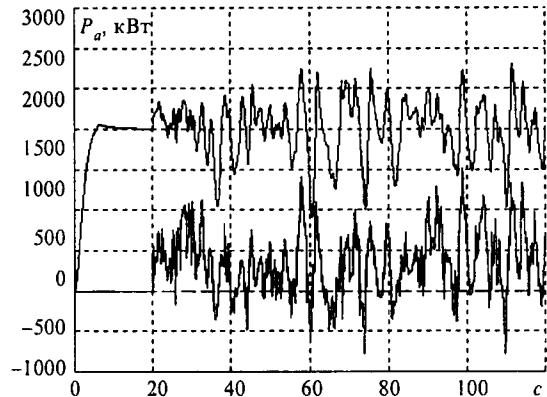
где  $e_i = d_i - \left( \sum_{j=1}^N W_j x_j + b \right)$  ошибка между желаемым

выходом и выходом нейрона;  $\mu$  — постоянная обучения.

Ошибка  $e$ , которая поступает в нейрокорректор для адаптации его весов, в данном случае определяется как разница между заданным значением выходной координаты и полученным на выходе САК. На



a)



b)

Рис.3. Зависимости изменения потребляемой мощности в системах управления с нейрокорректором (a) и без него (b) при действии случайных возмущений  $f(t)$

входы нейрокорректора  $x_i$  поступают с часовыми задержками 0,001, 0,005 и 0,01 с сигналы с входа ПИ-регулятора (рис.1). На систему действует случайный сигнал возмущений  $f(t)$ , характер которого соответствует характеру возмущений, действующих на реальный механизм.

Приведенные на рис.3 зависимости изменения потребляемой мощности в структурах с нейрокорректором (рис.3,а) и без него (рис.3,б) при действии случайных возмущений  $f(t)$  подтверждают эффективность применения такого способа улучшения точности функционирования САУ. Нейрокорректор после краткого процесса обучения достаточно хорошо предвидит за несколькими предыдущими значениями,

которые подаются на его входы с разными временными задержками, корректирующий сигнал и быстро адаптируется к изменению сигнала возмущения.

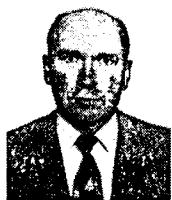
#### Список литературы

1. Driankov D., Hellendorf H., Reinfrank M. An introduction to Fuzzy Control//Springer-Verlag. Berlin Heidelberg, 1993.
2. Лозинський А. Застосування нейрональних регуляторів в системах керування за збуреннями//Праці 5 Української конференції з автоматичного управління "АВТОМАТИКА - 98". Ч. 3. Київ, 1998 . С. 172—176.
3. Куликовский П.В., Шустов А.Д. Электропривод машин целлюлозно-бумажной промышленности. М.: Госэнергоиздат, 1962 .
4. Капысь М., Панченко Б. Расчет передаточной функции звена на передачи четырехпресского дефиброра по экспериментальным данным//Электроэнергетические и электромеханические системы. Львов, 1986. №204. С.59—61.
5. Osowski S. Sieci neuronowe. WPW, Warszawa, 1996.



Лозинский Орест Юлианович — декан электромеханического факультета, заведующий кафедрой электропривода и автоматизации промышленных установок Государственного университета "Львовская политехника". Окончил электромеханический факультет Львовского политехнического института в 1965 г. Защитил докторскую диссертацию в 1996 г. на тему "Системы управления режимом дуговых сталеплавильных печей на основании вероятностных моделей процессов" в Государственном университете "Львовская политехника".

Марущак Ярослав Юрьевич — доцент кафедры электропривода и автоматизации промышленных установок Государственного университета "Львовская политехника". Окончил электромеханический факультет Львовского политехнического института в 1974 г. Защитил диссертацию в 1988 г. на тему "Разработка электромеханической системы подачи электрородов дуговой сталеплавильной печи" в Новосибирском электротехническом институте.



Лозинский Андрей Орестович — ассистент кафедры электрических машин Государственного университета "Львовская политехника". Окончил электромеханический факультет Львовского политехнического института в 1993 г. Защитил диссертацию в 1996 г. на тему "Исследование методами математического моделирования экскаваторного электропривода переменного тока с преобразователем частоты циклоприводного типа".

## Тенденции развития и направления совершенствования электромеханических систем мощных мельниц

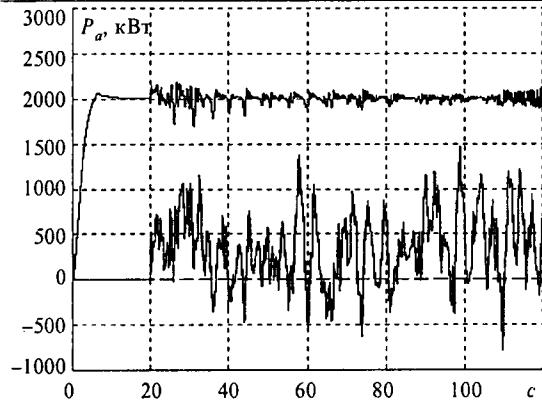
Г.Г. ПИВНЯК, доктор техн. наук, В.И. КИРИЧЕНКО, канд. техн. наук

Национальная горная академия Украины

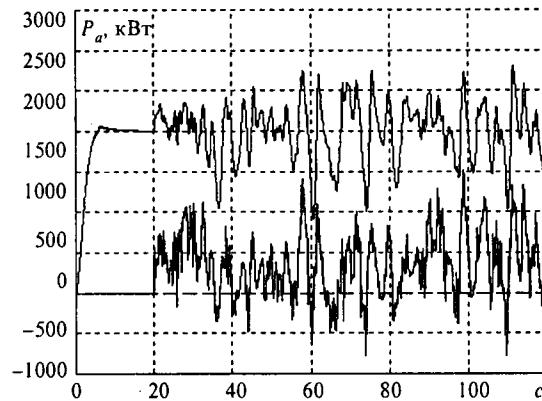
Приведены обзор современного состояния и тенденции развития электромеханических систем мощных барабанных мельниц. Для решения проблем создания мощных приводов предлагаются ресурсосберегающие мельницы принудительного измельчения с оптимальным угловым расположением интенсификатора и сверхкритическими частотами вращения, программно-комбинированное выравнивание нагрузок и использование резонансных явлений в обмотках возбуждения.

Переработка полезных ископаемых — одна из самых важных областей народного хозяйства. Около

5% всей электроэнергии мира расходуется на дробление и измельчение. Экономическое значение этих



a)



b)

Рис.3. Зависимости изменения потребляемой мощности в системах управления с нейрокорректором (а) и без него (б) при действии случайных возмущений  $f(t)$

входы нейрокорректора  $x_i$  поступают с часовыми задержками 0,001, 0,005 и 0,01 с сигналы с входа ПИ-регулятора (рис.1). На систему действует случайный сигнал возмущений  $f(t)$ , характер которого соответствует характеру возмущений, действующих на реальный механизм.

Приведенные на рис.3 зависимости изменения потребляемой мощности в структурах с нейрокорректором (рис.3,а) и без него (рис.3,б) при действии случайных возмущений  $f(t)$  подтверждают эффективность применения такого способа улучшения точности функционирования САУ. Нейрокорректор после краткого процесса обучения достаточно хорошо предвидит за несколькими предыдущими значениями,

которые подаются на его входы с разными временными задержками, корректирующий сигнал и быстро адаптируется к изменению сигнала возмущения.

#### Список литературы

1. Driankov D., Hellendorf H., Reinfrank M. An introduction to Fuzzy Control//Springer-Verlag. Berlin Heidelberg, 1993.
2. Лозинський А. Застосування нейрональних регуляторів в системах керування за збуреннями//Праці 5 Української конференції з автоматичного управління "АВТОМАТИКА -98". Ч. 3. Київ, 1998. С. 172—176.
3. Куликовский П.В., Шустов А.Д. Электропривод машин целлюлозно-бумажной промышленности. М.: Госэнергоиздат, 1962.
4. Капсь М., Панченко Б. Расчет передаточной функции звена передачи четырехпрессового дефиброра по экспериментальным данным//Электроэнергетические и электромеханические системы. Львов, 1986. №204. С.59—61.
5. Osowski S. Sieci neuronowe. WPW, Warszawa, 1996.



Лозинский Орест Юлианович — декан электромеханического факультета, заведующий кафедрой электропривода и автоматизации промышленных установок Государственного университета "Львовская политехника". Окончил электромеханический факультет Львовского политехнического института в 1965 г. Защитил докторскую диссертацию в 1996 г. на тему "Системы управления режимом дуговых сталеплавильных печей на основании вероятностных моделей процессов" в Государственном университете "Львовская политехника".

Марущак Ярослав Юрьевич — доцент кафедры электропривода и автоматизации промышленных установок Государственного университета "Львовская политехника". Окончил электромеханический факультет Львовского политехнического института в 1974 г. Защитил диссертацию в 1988 г. на тему "Разработка электромеханической системы подачи электродов дуговой сталеплавильной печи" в Новосибирском электротехническом институте.



Лозинский Андрей Орестович — ассистент кафедры электрических машин Государственного университета "Львовская политехника". Окончил электромеханический факультет Львовского политехнического института в 1993 г. Защитил диссертацию в 1996 г. на тему "Исследование методами математического моделирования экскаваторного электропривода переменного тока с преобразователем частоты циклоприводного типа".

## Тенденции развития и направления совершенствования электромеханических систем мощных мельниц

Г.Г. ПИВНЯК, доктор техн. наук, В.И. КИРИЧЕНКО, канд. техн. наук

Национальная горная академия Украины

Приведены обзор современного состояния и тенденции развития электромеханических систем мощных барабанных мельниц. Для решения проблем создания мощных приводов предлагаются ресурсосберегающие мельницы принудительного измельчения с оптимальным угловым расположением интенсификатора и сверхкритическими частотами вращения, программно-комбинированное выравнивание нагрузок и использование резонансных явлений в обмотках возбуждения.

Переработка полезных ископаемых — одна из самых важных областей народного хозяйства. Около

5% всей электроэнергии мира расходуется на дробление и измельчение. Экономическое значение этих

операций определяется тем, что на обогатительных фабриках на них приходится 50—70% общих капитальных и эксплуатационных затрат. Как раз здесь самые большие затраты энергии и металлов. Поскольку главными потребителями электроэнергии на горно-обогатительных комбинатах являются тихоходные барабанные мельницы, то для уменьшения себестоимости продукции стремятся повысить их единичную производительность. Наиболее употребляемы шаровые мельницы, которые промышленность СНГ выпускает диаметром до 6,0 м, длиной до 10,5 м и объемом до 154 м<sup>3</sup>. Установленная мощность приводов с одним двигателем — до 4000 кВт. В случае использования двух двигателей мощность достигает 6300 кВт. Мельницы самоизмельчения стран СНГ имеют диаметр до 10,5 м, длину — до 8,35 м, объем барабанов — до 400 м<sup>3</sup>, а мощность привода — до 9300 кВт. Известные галечные мельницы имеют диаметр до 6,0 м и длину до 13,5 м, объем мельниц достигает 323 м<sup>3</sup>, а мощность привода — 6300 кВт.

В государствах дальнего зарубежья работы также ведутся в направлении увеличения размеров мельниц. Известно об использовании в условиях фабрики "Inland stuw's minorca" шаровой мельницы с мощностью привода 4476 кВт. Фирма "Eveleth Taconite Co" имеет мельницы с размерами 3,2×12,7 м и мощностью привода 5150 кВт. Еще в 1979 г. на фабрике "Hibbing Taconite" были мельницы самоизмельчения ROCKEYL с размерами барабанов 11×4,5 м и мощностью 8952 кВт. В 1981 г. фирма "Sydvaranger AS" (Норвегия) на фабрике "Kirkenes" ввела шаровую мельницу диаметром 6,5 м с приводом 8100 кВт. Одновременно сообщалось о работах в направлении создания мельниц с размерами барабана 12×40 м и мощностью 35 МВт. В 1982 г. шведская фирма "Trellerbord" сообщила об использовании галечной мельницы с размерами барабана 5,9×7,5 м на фабрике "Orebed". В этом же году сообщалось об использовании на фабриках "Bougainville" и "Pinto Valley" шаровых мельниц с размером барабанов 5,5×6,4 и 5,5×7,3 м. В 1984 г. стало известно о работе шести мельниц самоизмельчения с размерами барабана 12×4,6 м и о проектировании мельниц с размерами 12,2×6,0 м. Высказывалась мысль о возможности создания шаровых мельниц с размерами барабанов 6,1×12,2 м. Канадская фабрика "Lornex" имеет мельницы самоизмельчения с размером барабана 9,76 и 10,37 м и приводом с двумя двигателями мощностью по 4150 кВт каждый. В 1988 г. сообщалось о контракте на модернизацию привода шаровых мельниц с размерами барабана 5×10,72 м рудника "Lecu-Doorn" корпорации "Gold Fields of SA" Южно-Африканской республики. Имеется информация и об использовании безредукторного привода мельницы с размерами барабана 5×11 м и мощностью 4000 кВт. В последние годы известно о дальнейшем возрастании и перспективах создания больших мельниц. Так, в 1989 г. фирма "Parkano Words" (Финляндия) осуществила поставку в СССР наиболее мощных к тому времени

шаровых мельниц с размерами 6,5×9,65 м и безредукторным приводом. В 1991 г. фирма "Puller-traub INC" сообщила об изготовлении и поставке фирме "Piace dome" трех мельниц самоизмельчения размером 10,4×4,6 м и мощностью 10000 кВт, а также шести шаровых мельниц размером 5,5×8,5 м и мощностью привода 4850 кВт. Головная фирма "Allis mineral systems" (США) отработала мельницы самоизмельчения диаметром 11 м и мощностью 14900 кВт, шаровые мельницы мощностью 5970 кВт. Фирма "Dorbil Heavy engineering" (ПАР) известила об изготовлении мельниц диаметром до 11 м и мощностью 12000 кВт. Фирма "Seamnes" совместно с фирмой "Rauta-Repola" (Финляндия) осуществила поставку в Россию двух мельниц размером 6,5×9,65 м и мощностью безредукторного привода 9650 кВт. Сообщается также о поставке мощнейших шаровых мельниц диаметром 11 м американской фирмой "Svedaba Indastri". Такие мельницы производительностью 2000 т/год установлены на меднорудных карьерах "Bingham Canion" в США и "La Cadeilara" в Чили.

Один из самых важных факторов, которые на сегодня сдерживают дальнейшее возрастание единичной производительности мельниц — трудности создания для сверхмощных мельниц надежных, простых и экономических приводов. Это тем более важно, что стоимость и площадь мельниц и их приводов близки. Известно значительное количество типов приводов мельниц. Например, электромеханические и электрические. В состав первых входят приводы с зубчатыми и фрикционными передачами, для вторых характерно вращение барабана непосредственно от тихоходного двигателя. В свою очередь, электромеханические приводы бывают с одним или несколькими двигателями, с использованием редукторов и без них, с одним или несколькими потоками передачи моментов вращения мельницы. Приводы различаются также признаками неизменной или регулированной частоты вращения, типом электрического двигателя. Чаще всего для мельниц используют синхронные, реже — асинхронные короткозамкнутые и с фазным ротором, с использованием их "суперсинхронного" режима. Применение электромеханических приводов в машиностроении стран СНГ обычно связано с расположением между валом двигателя и зубчатой шестерней упругих муфт с промежуточными валами, зубчатых муфт с промежуточными валами и без них. В других странах используют упругие муфты скольжения.

С позиций компоновки составных частей привода мельниц обычно имеют место четыре основных варианта: боковой (внеконтрольный), центральный, фрикционный и безредукторный. Чаще используют боковой или центральный приводы и, как правило, открытую зубчатую пару венец-шестерня и тихоходные синхронные двигатели, реже — быстроходные асинхронные двигатели с промежуточными редукторами.

В составе простейшего из приводов мощных мельниц — открытая зубчатая пара, упругая муфта и ти-

хододный высокомоментный синхронный двигатель. В случае быстроходного двигателя применяют промежуточный редуктор. В двухдвигательном варианте используют схемы с устройством выравнивания нагрузок, без промежуточных редукторов и с ними, с упругими муфтами и без них. Находит место и центральный привод с шестерней в виде венца на цапфе мельницы, с двумя или одним синхронным двигателем. При необходимости пользуются схемой привода с несколькими потоками мощности, специальными промежуточными редукторами и устройством выравнивания погрузок. На протяжении лет для мощных мельниц все чаще используется схема с жестким объединением барабана с ротором — безредукторный привод.

В государствах СНГ нагрузка зубчатого венца обычно меньше 1900 кН·м. Только для мельниц МБ или ММС с размерами барабана 9000×3000 мм она равна 4400 кН·м. В странах зарубежья она меньше 4200 кН·м. В соответствии с изложенным на сегодня в горной промышленности зарубежья на этапе выбора типа привода и электрооборудования мельниц руководствуются такими практическими рекомендациями. Когда нагрузка не превышает 4200 кН·м, преимущество отдают приводу с одной шестерней и высокомоментным, низкоскоростным синхронным двигателем. Для удешевления и обеспечения плавного запуска используют низкомоментный двигатель с муфтой сцепления. Если нагрузка 4200—8400 кН·м, то считают лучшим привод с двумя шестернями, редукторами и асинхронными двигателями с фазным ротором. Создание привода с более высокими КПД и  $\cos \phi$  требует использования двух низкоскоростных высокомоментных синхронных двигателей с делителем нагрузки. При нагрузке выше 8400 кН·м применяют привод без шестерни. В целом возможности однодвигательных зубчатых приводов ограничены мощностью 4000—5000 кВт.

С учетом всех обстоятельств подавляющее большинство барабанных мельниц укомплектовано однодвигательным зубчатым приводом, возможности которого, как отмечалось, ограничены нагрузкой 3800—4200 кН·м. Следовательно, мельницы, например, с размером барабанов 9000×3000 мм и мощностью 4000 кВт — практически на грани возможностей создания однодвигательного привода с зубчатым зацеплением. Для больших размеров мельниц необходимо иное решение проблемы. Как правило, это использование многопоточных линий передачи моментов, что в общих чертах усложняет привод. Для мельниц с мощностью привода 4000—10000 кВт использование двух двигателей сопровождается необходимостью применения устройства выравнивания нагрузок, которое в определенной мере усложняет электропривод в целом, особенно для привода с низкоскоростными синхронными двигателями. Например, фирма "Canadian General electric" освоила производство привода с двумя синхронными двигателями мощностью 3235 кВт, 180 об/мин и пневматичес-

кими муфтами и внедрила его на мельнице шахты "Copperation Highmount Mine" (Британская Колумбия). В 1984 г. эта же фирма сообщила о создании приводов Quadramatic с тихоходными синхронными двигателями общей мощностью 4400—11000 кВт и специальными муфтами. Подчеркиваются простота и надежность привода, отсутствие редукторов, высокий КПД и возможность запуска без отключения муфт, автоматическое выравнивание нагрузок двигателей и относительно небольшой пусковой ток, простота обслуживания. Другая публикация сообщает об изготовлении компанией FALK зубчатого венца для двухдвигательного синхронного привода мощностью 2×6710 кВт.

Другое направление решения проблемы создания сверхмощных приводов мельниц предусматривает использование безредукторных электрических приводов с низкочастотными преобразователями. Такие приводы имеют преимущества, но их существенные недостатки — значительные капитальные затраты, относительно низкий КПД, отрицательное влияние на сеть питания, значительные размеры помещений для преобразователей и пр. Приведенные затраты электрических приводов мельниц часто делают их (без учета дополнительных преимуществ) неконкурентоспособными. Но когда необходимо регулирование частоты вращения и улучшение условий для электрической сети во время запуска мельниц, тогда целесообразность использования таких приводов возрастает и становится определяющей. В СНГ работы в направлении создания безредукторного привода с использованием низкочастотного режима двигателей СТД проводились ВНИИэлектроприводом, ЛВЭО "Электротяжмаш", МНТК "Механобр". Для мельниц самоизмельчения объемом 420 м<sup>3</sup> предлагался двигатель мощностью 10000 кВт с частотой вращения 0,84—1,2 1/с. Для шаровых мельниц объемом 320 м<sup>3</sup> рекомендован двигатель мощностью 8400 кВт с частотой вращения 1,0—1,32 1/с, а для мельниц самоизмельчения объемом 300 м<sup>3</sup> и шаровых объемом 220 м<sup>3</sup> — двигатель мощностью 6300 кВт и частотой вращения 0,94—1,26 1/с. Фирмы "Broun Boveri" (Швейцария) и AEG, "Siemens" (ФРГ), начиная с 1972 г., осуществляют поставки безредукторных приводов мощностью 4000—15000 МВт с частотой вращения 0,84—2,1 1/с для мельниц диаметром 4,5—7,5 м цементной и горнорудной промышленности. Фирма "Siemens AG" в 1980 г. изготавлила для шаровой мельницы 6,5×10 м обогатительной фабрики "Sidvaranger" (Норвегия) безредукторный привод с мощностью синхронного двигателя 8100 кВт и частотой вращения 1,36 1/с. Источник питания двигателя — преобразователь 6 Гц с регулированием частоты вращения двигателя в пределах от -20 до +5 %. КПД привода — 90%. В 1987 г. сообщалось, что самое большое количество безредукторных приводов эксплуатируется в Саудовской Аравии, в том числе 35 из них — больше 15 лет. Использованные в приводах двигатели второго поколения с кольцевым расположением по-

люсной системы имеют совершенную систему охлаждения, более компактные преобразователи частоты с унифицированной системой управления, обеспечивают упрощение ремонта и монтажа. Конкретно для двигателей мощностью 4000 и 8000 кВт получен КПД соответственно 93,6 и 95,1%, что несколько меньше КПД традиционных двигателей (96,1%). Близкий КПД (больший 95%) получен для мельниц типа SAG. На основе 20-летнего опыта эксплуатации среди преимуществ безредукторного привода определены меньшее количество механических и электрических узлов, относительно малая площадь и отсутствие вибраций, плавное регулирование скорости, низкая изношенность и малое количество запасных частей. Среди недостатков — значительная высота двигателя. Учет всех упомянутых преимуществ безредукторного привода дал возможность рекомендовать его для мощных мельниц. В последних публикациях речь идет о поставках в Россию (для фабрики по получению никеля) двух мельниц с безредукторными приводами фирмы "Krupp Polusius AG" мощностью 9650 кВт.

В целом выбор привода на сегодня, как правило, считается второстепенным и на конструкцию, а также условия эксплуатации мельниц не влияет. Вместе с тем, достигнутые уровни мощности дают основания считать, что настало время иного подхода к разработке мельниц и их приводов, подхода, когда мельницы необходимо создавать с учетом реальных возможностей создания их приводов с желаемыми экономическими показателями и надежностью. При этом целесообразен учет такой характерной особенности зубчатого зацепления, как возможность передачи практически неизменного момента в широком диапазоне частот вращения. И если для традиционных барабанных мельниц с предельной нагрузкой зубчатого однодвигательного привода создать условия эффективной работы на сверхкритических частотах вращения, то станет возможным увеличить допустимую мощность такого привода практически пропорционально их возрастанию. Таким образом, однодвигательным зубчатым приводом в пределах допустимой нагрузки станет возможным комплектовать мельницы мощностью не 4000—5000 кВт, а 12000—20000 кВт в случае увеличения частоты вращения мельниц всего в три-четыре раза. Если реализация подобных условий для однодвигательного зубчатого привода дает такой рост его возможностей, то предел возможностей зубчатого привода с двумя двигателями достигает мощностей, целесообразность которых на сегодня достаточно трудно доказать. Попутные преимущества такого направления в создании мельниц с улучшенными электромеханическими системами — рост частот вращения собственно двигателей. А это автоматически повышает их КПД,  $\cos \phi$  (для асинхронных двигателей), приводит к практически пропорциональному снижению их массы и размеров, уменьшает затраты на изготовление и монтаж, улучшает экономические показатели привода. Преимущества направления и в значительном упрощении

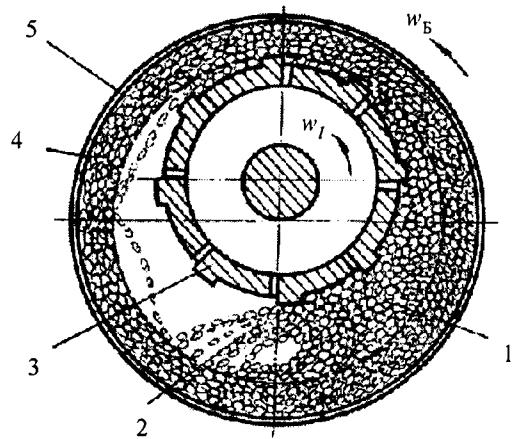


Рис.1. Поперечный разрез ресурсосберегающих мельниц принудительного измельчения с подвижным интенсификатором:

1 — клинообразная зона; 2 — слой обрушения; 3 — интенсификатор с возможностью вращения; 4 — центрифугирующий слой; 5 — барабан

щении проблем равномерного распределения нагрузки между двигателями при создании многодвигательных приводов.

Анализ экономических показателей привода свидетельствует о возможности их улучшения при увеличении мощности двигателей. Следовательно, перспективное направление совершенствования конструкций мельниц и их приводов содержит в качестве составной части не только переход на повышенные частоты вращения в условиях неизменной мощности, но и возрастание собственно самой мощности. А это означает, что для мельниц с зубчатым зацеплением, которое с точки зрения допустимой нагрузки еще не исчерпало своих возможностей, целесообразно найти способ увеличения момента сопротивления внутримельничной загрузки.

Для решения поставленных вопросов Национальная горная академия Украины (НГАУ) в сотрудничестве с МНТК "Механобр" и другими организациями предложила ресурсосберегающие мельницы со сверхкритическими частотами вращения и поперечным сечением в виде, показанном на рис.1 [1].

Теоретически и экспериментально доказаны преимущества новых мельниц в сравнении с традиционными, повышение в несколько раз мощности при одинаковых размерах. Преимущества мельниц в массе и габаритах иллюстрируется на рис.2, где приведены показатели шаровой мельницы МШР-4000×5000 мощностью 2000 кВт и одинаковой по производительности новой МПС-2700×2700.

Увеличение оборотов мельниц открывает новые возможности для создания безредукторных приводов. Отпадает необходимость в преобразователях и двигателях низкой частоты с соответствующим улучшением энергетических и экономических показателей привода и процесса измельчения в целом. Становит-

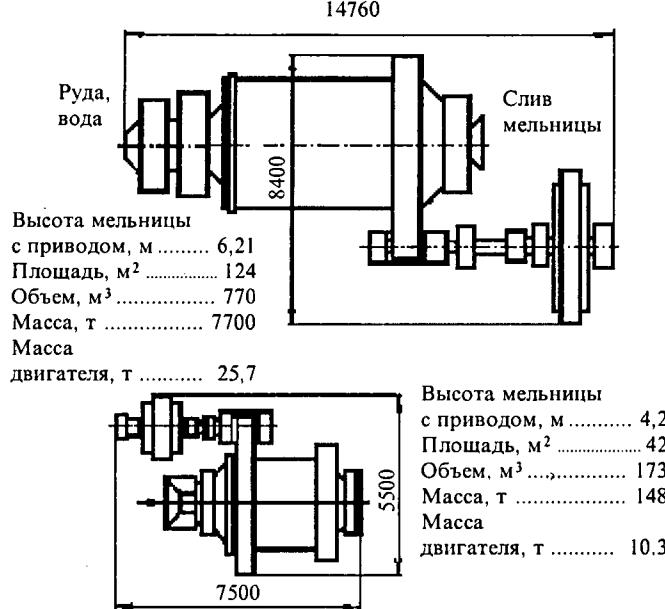


Рис.2. К сравнению массогабаритных показателей шаровой мельницы МШР-4000x5000 и одинаковой по мощности ресурсосберегающей мельницы принудительного измельчения МПС-2700x2700

ся возможным создание мельницы нового типа мощностью 4000 кВт на базе серийного синхронного двигателя с номинальной частотой вращения 7,85 1/с. При этом барабан расположен внутри ротора, а размеры мельницы в целом не превышают размеров двигателя [2].

Относительно перспектив и необходимости создания двух- и многодвигательных приводов следует отметить следующее. Имея в виду целесообразность повышения сопротивления внутримельничной загрузки в несколько раз, вполне возможно увеличение зубчатого венца до размеров, когда однодвигательный вариант привода становится неконструктивным, т.е. возникает необходимость в использовании привода с двумя, как правило, синхронными двигателями, но со значительно большими частотами вращения. Создание такого привода требует заметно меньших усилий, хотя в процессе отладки необходимо определять корректирующее угловое рассогласование роторов с последующим его устранением при помощи, например, зубчатых элементов привода и различных вариантов подключения источников питания обмоток [3].

В НГА Украины в результате анализа причин возникновения неравномерности нагрузок и учета реальных сроков службы шестерен привода определены границы номинальных оборотов двигателей, выше которых возможно и целесообразно выравнивать нагрузки регулированием токов возбуждения:

$$n_{\min} = 262,1 + 101,8x_1 - 23,6x_2 + 3,9x_3 + 10,5(x_1^2 - 0,73) + 13,2(x_2^2 - 0,73) + 1,0(x_3^2 - 0,73) + 4,25x_1x_2 + 3,75x_1x_3 + 6,25x_2x_3 + 0,25x_1x_2x_3, \quad (1)$$

где  $x_1$ — $x_3$  — кодированные значения мощности дви-

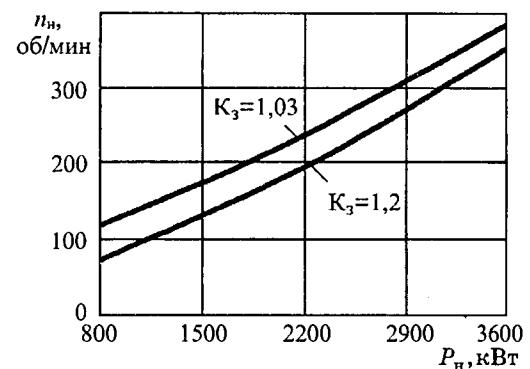


Рис.3. Влияние номинальной мощности на уровень минимально допустимых номинальных оборотов синхронных двигателей при запасе установленной мощности  $K_3$

гателей  $P_n$ , коэффициентов установленной мощности  $K_3$  и уровня питающего напряжения  $K_c$ , о.е..

Иллюстрация полученной зависимости — на рис.3.

Зависимость (1) соответствует установленным в [5] моделям активных  $R_{15}$  и реактивных  $X_d$ ,  $X_q$  сопротивлений реакции статора, а также номинальных КПД  $\eta_n$  и тока статора  $I_n$  в виде

$$X_d = \frac{51539}{P_n} + 0,1393\eta_n^{0,6505} - 12,98, \text{ Ом}; \quad (2)$$

$$X_q = 0,6227X_d, \text{ Ом}; \quad (3)$$

$$R_{15} = 6624P_n^{-1,3961} - 0,07913\ell^{-\frac{84,65}{\eta_n}}, \text{ Ом}; \quad (4)$$

$$\eta_n = 84,52 + 0,00191n_n + 1,333\ln P_n, \text{ \%}; \quad (5)$$

$$I_n = \frac{10,69P_n}{\eta_n}, \text{ А.} \quad (6)$$

Для увеличения межремонтного срока разработанных мельниц предложено полное выравнивание нагрузок и разработана функциональная схема программно-комбинированного устройства выравнивания. Сущность метода — в использовании интегрального регулятора средних нагрузок и формировании с помощью контроля угловых положений шестерен таких программных заданий на токи возбуждения двигателей, которые способствуют исключению гармонических колебаний.

Существенным для традиционных барабанных мельниц является то, что условия их запуска после продолжительного перерыва в работе без предыдущей разгрузки сырья из барабана ухудшаются. Для обеспечения надежного запуска мельниц это требует повышенных пусковых моментов привода. Обычно установленная мощность двигателей на 10—30% превышает необходимую и это упрощает проблему. Дополнительные сложности возникают за счет того, что синхронные двигатели для мельниц изготавливают с усиленными пусковыми обмотками, что обуславливает значительные пусковые токи практически в течение всего времени разгона и ограничивает количество пусков подряд. В условиях сверхмощных мельниц это сопровождается значительными экономическими

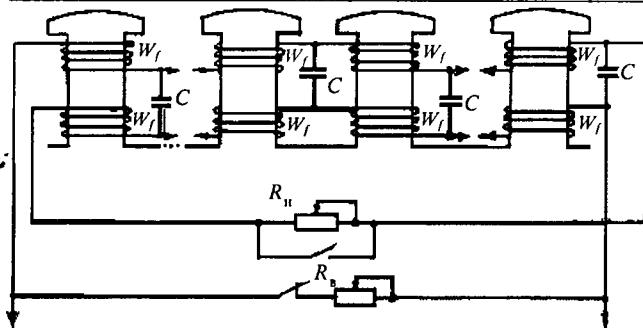


Рис. 4. Схема соединений катушек расщепленной обмотки возбуждения и внешних резисторов и конденсаторов:  
 $W_f$  — катушки обмотки возбуждения;  $C$  — конденсаторы;  
 $R_h, R_b$  — внешние резисторы

кими убытками. Поэтому выбирая направление усовершенствования приводов барабанных мельниц, надо иметь в виду возможность улучшения показателей привода за счет создания условий для снижения моментов трогания мельниц и определенной оптимизации формы их механических характеристик. Одновременно это улучшит режим работы питающей сети. В НГА Украины выполнен объем исследований с целью определения возможностей уменьшения момента трогания разработанных мельниц. Установлено, что расположением интенсификатора в границах 4-го квадранта его можно снизить до уровня 20—30%.

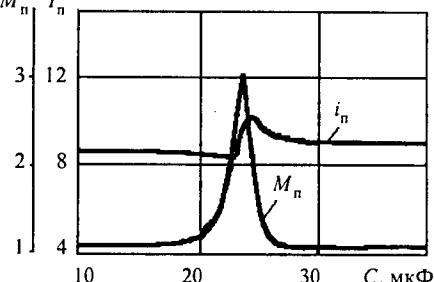
Другим, также достаточно перспективным направлением усовершенствования приводов с синхронными двигателями может стать использование резонансных эффектов обмоток возбуждения. Для этого предлагается на каждом полюсе иметь две катушки обмотки возбуждения (рис.4) [4]. Благодаря собственной емкости или подключению дополнительных конденсаторов на каждый полюс, а также соответствующему выбору внешних резисторов резко увеличивается пусковой момент. В пользу вывода свидетельствует рис.5, где приведены расчетные пусковой момент и ток серийного синхронного двигателя мощностью 4000 кВт с номинальной частотой вращения 7,85 1/с в зависимости от емкости внешних конденсаторов на каждом полюсе. Без ухудшения условий запуска пусковой ток двигателя можно уменьшить ослаблением пусковой обмотки.

### Выводы

1. Тенденция возрастания единичной мощности барабанных мельниц сопровождается осложнением проблем привода. Значительного улучшения его показателей, упрощения, повышения надежности и экономичности можно достичь за счет сверхкритических частот вращения мельниц и увеличения моментов сопротивления внутримельничной загрузки.

2. Сверхкритические частоты вращения мельниц значительно упрощают проблемы создания многодвигательных синхронных приводов, в частности, с электрическим выравниванием нагрузок двигателей. Одновременно, за счет изъятия низкочастотных пре-

Рис.5. Влияние  $M_n$  и  $I_n$  емкости внешних конденсаторов на уровень относительных пусковых момента  $M_n$  и тока  $I_n$



образователей, значительно улучшаются показатели безредукторных приводов.

3. Существенно улучшить синхронные двигатели можно повышением их пусковых моментов и снижением пусковых токов за счет использования расщепленных обмоток возбуждения. За счет внешних емкостей и специальных соединений с резисторами такая конструкция обмоток создает условия для резонансных эффектов. При определенных параметрах емкостной характер тока обмоток возбуждения улучшает общий  $\cos \phi$  двигателя с соответствующим уменьшением тока и повышением пусковых моментов. Возникают предпосылки для ослабления мощности пусковых обмоток с соответствующим уменьшением пусковых токов двигателей.

### Список литературы

1. Крюков Д.К., Кириченко В.И., Бортников А.В., Бешта А.С. Механика разрушения в ресурсосберегающей мельнице МПС(Р) // Обогащение руд. 1990. № 1. С.25—30.
2. Кириченко В.И. Про вибір перспективного напрямку удосконалення електромеханічних систем барабаних млинів//Тр. наук.-техн. конф. "Проблемы автоматизированного электропривода. Теория и практика". Крым, Алушта, 15-20 сент. 1997. С.275—276.
3. Крюков Д.К., Воробьев А.А., Кириченко В.И. Способ определения углового рассогласования роторов двухдвигательного синхронного привода мельниц с зубчатым зацеплением // Горная электромеханика и автоматика. 1976. Вып. 28. С.3—7.
4. А.с. 1494152 СССР, МКИ Н 02 К 19/36. Синхронный электродвигатель//Открытия. Изобретения. 1989. № 26.
5. Кириченко В.И., Гомілко В.С. Про визначення меж ефективного використання електричного вирівнювання навантажень синхронних двигунів у приводах барабаних млинів примусового підйомення//Вестник Харк. гос. політехн. ун-та. 1998. С.206—209.



Пивняк Геннадий Григорьевич — ректор Национальной Горной академии Украины, заведующий кафедрой, профессор. Окончил электротехнический факультет Днепропетровского горного института в 1963 г. В 1967 г. в Днепропетровском горном институте защитил кандидатскую, а в 1981 г. в Институте электродинамики — докторскую диссертацию по тематике "Создание тиристорных преобразователей и нового типа оборудования в системе электромагнитной передачи электроэнергии".

Кириченко Виталий Иванович — доцент кафедры электрического привода Национальной горной академии Украины. Окончил вечерний факультет Днепропетровского горного института в 1972 г. В 1980 г. в Днепропетровском горном институте защитил кандидатскую диссертацию на тему "Исследование энергетики и электропривода мельниц принудительного самоизмельчения".



# К теории энергосбережения средствами промышленного электропривода

А.В.ЛУГОВОЙ, проф.

Кременчугский ГПИ

Предшествующие годы ознаменовались бурным развитием электромеханики, в частности разработки теории и практического осуществления разнообразных систем электропривода постоянного и переменного тока. С развитием полупроводниковой техники завершилось структурное формирование систем промышленного электропривода.

Электромеханическая база современного электропривода практически не изменилась, хотя появились и развиваются конструкции электрических машин с постоянными высокогенеретическими магнитами, с аксиальным возбуждением и т.п. Анализируя общие вопросы развития электропривода, можно отметить, что основные усилия исследователей были сосредоточены в направлениях повышения его управляемости за счет применения тех или иных устройств преобразования электрической энергии. Попутно приходилось решать проблемы, связанные с уменьшением и локализацией вредного влияния систем электропривода как на питающие энергетические установки, так и на потребителей.

Применение систем регулируемого электропривода позволило повысить качество технологических процессов и готовой продукции, существенно снизить затраты на единицу продукции. Ряд обстоятельств и, прежде всего, низкие тарифы на электроэнергию не позволили сформировать в нашей стране научное мировоззрение на проблемы энергосбережения вообще, и промышленного электропривода в частности. Школа отечественного электропривода по праву гордится большим числом пионерских достижений в области электромеханики; ее достижения всегда носили обобщающий характер в сочетании с мировоззренческими философскими элементами. Научные основы энергосбережения средствами электропривода в предшествующие годы не были разработаны не только из-за отсутствия социальной потребности в этом, но и из-за того, что энергетическая база систем электропривода непрерывно совершенствовалась и фактически обновлялась, исключая возможность формирования обобщенного подхода.

Отмечая то, что вопросы управляемости электроприводов, их интеллектуализация по-прежнему являются основополагающими вопросами развития теории и практики современного электропривода, можно в то же время констатировать настоятельную необходимость создания общих теоретических подходов к другому важнейшему аспекту – вопросу энергосбережения в промышленности средствами электропривода.

По существу, в литературе отсутствуют фундаментальные исследования в данной области знаний.

Ставшая классической монография И.Ф.Ильинского [1] затрагивает одну сторону вопроса – энергосбережение в самом электроприводе, что на деле является лишь одной гранью гораздо более обширного понятия и проблемы. Несомненно, что общая постановка задачи энергосбережения включает энергосбережение в технологическом механизме, энергосбережение в системе электропривода и в питающей энергосистеме. Косвенно эти вопросы касаются общей проблемы сбережения энергоресурсов; поставленная задача, в сущности, касается части проблемы – путей, методов энергосбережения средствами электропривода.

Следует отметить, что термин "энергосбережение" не в полной мере отражает сущность обсуждаемого вопроса. Энергосбережение по существу означает такие методы и техническую политику, при которых потребление энергетических ресурсов минимально либо близко к возможному минимуму. Очевидно, что минимум потребления энергии в определенной степени отражает стоимостной показатель готовой продукции. Анализ показывает, что общие затраты на единицу продукции включают в себя ряд статей, тесным образом связанных с потреблением энергии, причем эта связь неоднозначна и не всегда очевидна. В качестве примера следует рассмотреть ситуацию, когда минимальные затраты энергии возможны при разной степени аварийности электрооборудования, представляющей собой достаточно сложную функциональную зависимость от состояния электрооборудования, уровня его обслуживания, состояния энергетического хозяйства в целом, включая и характеристики электроэнергии. Вполне очевидно, что общие затраты включают не только плату за электроэнергию, преобразованную тем или иным способом в полезный продукт, но и статьи расходов на ремонт и обслуживание электрооборудования. По этой причине целесообразно рассматривать другой показатель, более реально отражающий состояние, особенности и пути ведения хозяйства в энергетическом комплексе – плату за пользование электроэнергией, которая равна сумме непосредственных платежей за электроэнергию и затрат на восстановление электрооборудования:

$$C_{\Sigma} = C_0 + C_1, \quad (1)$$

где  $C_0$  – затраты на электроэнергию, определенные по трехставочному или зонному тарифу;  $C_1$  – стоимость ремонтов, восстановления электрооборудования.

Предлагаемый показатель не является определением механизма коммерческих взаимосвязей между предприятием и энергосистемой, хотя существуют объективные основания считать наличие устойчивых связей параметра  $C_1$  с определенными характеристи-

ками качества электроэнергии, характеризующего уровень хозяйствования служб энергосистемы.

Таким образом, внося коррективы в особенности терминологического толкования, можно сказать, что термин "энергосбережение" применительно к системам и устройствам электромеханики относится не к вопросам накопления энергии, а скорее к проблемам рационального, бережливого отношения к энергетическому хозяйству с целью снижения затрат на электроэнергию, повышение работоспособности и эффективности оборудования.

Каждый из элементов цепи преобразования энергии может быть охарактеризован тремя основными показателями: качеством протекания процесса, длительностью его нормального протекания и возможностью управления этим процессом. Рассмотрим процесс потребления энергии технологическим механизмом ТМ (рис.1), каковым представлен турбомеханизм со средствами аэродинамического управления производительностью и давлением. Формально таким образом может рассматриваться любой механизм, приводимый в движение электроприводом, включающим преобразователь энергии ПЭ и двигатель АД, питаемый от энергетической системы ЭС. Качество электроэнергии по существующим представлениям включает в себя несинусоидальность и несимметрию напряжения питания, его колебания и отклонения. При этом очевидно, что любой из этих показателей может представлять, с одной стороны, свойство источника питания энергосистемы, а с другой – влияние отдельно взятого потребителя или группы потребителей. Так, если в точке *I* (рис.1) подключены потребители *A* и *B*, то они в той или иной мере определяют качественные характеристики питающего напряжения. Тогда, если отсутствует механизм оценки влияния других потребителей и свойств самой системы, точку *I* можно рассматривать как вход для подключения потребителя.

Работоспособность ЭС – показатель, адекватный надежности и зависящий, естественно, от режима

энергоснабжения, а также от показателей качества энергии (ПКЭ). Энергосистема имеет возможность формировать как ПКЭ, так и режим энергоснабжения. В случае, если электропривод включает в себя преобразователь энергии, применительно к нему можно сказать, что его показатели потребления энергии (ППЭ) имеют формально близкий к ПКЭ характер, но отличаются тем, что показатели некачественности потребления энергии в той или иной степени определяют ПКЭ системы. К этим показателям можно отнести потери активной мощности  $\Delta P_y$ , уровень гармоник тока  $I_n$  или гармонический состав тока, потребляемого из сети, уровень потребляемой реактивной мощности  $Q_x$  и скорость ее изменения  $dQ_x/dt$  [2]. Последние показатели определяют также ПКЭ как колебания и отклонение напряжения. Вопрос энергоуправления преобразовательным устройством имеет свою специфику и несомненно актуальность, поскольку решение вопроса позволит выйти на принципиально новые рубежи в отношении как показателей ПКЭ, так и проблемы энергосбережения [3]. Следует отметить, что практически любой преобразователь энергии имеет возможность управления параметрами потребляемой и преобразуемой энергии. Так, возможно регулирование потребляемой реактивной мощности в определенных пределах, управление параметром  $dQ_x/dt$ , регулирование гармонического состава тока и др. Это достаточно привлекательные возможности, однако они до сих пор не используются на практике. По существу, преобразователь энергии можно рассматривать как устройство с *N* каналами, обеспечивающими регулирование параметров потребления и преобразования энергии. Работоспособность преобразователя энергии также является функцией характера и особенностей управления энергетическими процессами.

Задача управления энергетическими режимами преобразователей вытекает из следующего. Как правило, преобразовательное статическое устройство состоит из нескольких вентильных групп с соответствующими уровнями напряжения питания. Принципиально вентильные группы могут управляться независимо друг от друга, при этом каждая из групп фактически представляет собой независимый канал управления. С учетом отмеченного могут быть реализованы следующие функциональные возможности:

— регулирование в соответствующих пределах коэффициента сдвига первой гармоники тока относительно напряжения;

— регулирование коэффициента искажения сетевого тока в соответствии с заданной функциональной зависимостью;

— управление амплитудой и фазой той или иной гармоники сетевого тока преобразовательного устройства для взаимной компенсации составляющих тока двух или более преобразовательных устройств, питающихся от общей сети;

— симметризация нагрузки в питающей сети в случае использования преобразовательных устройств большой мощности.

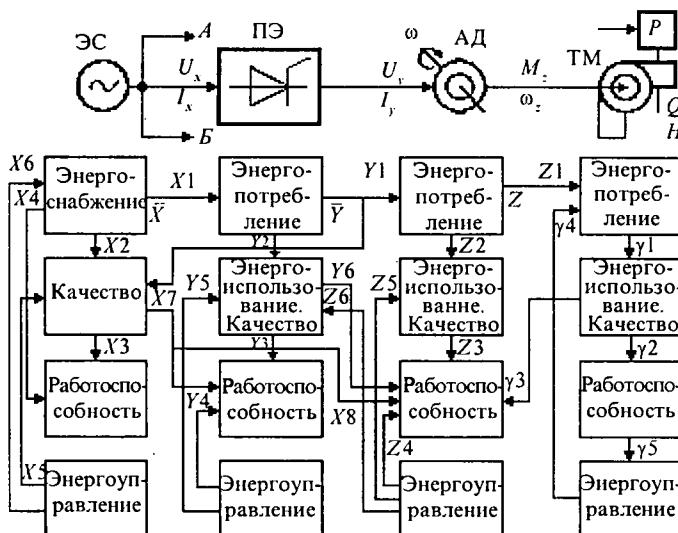


Рис.1. Обобщенная структура характеристик и взаимосвязей энергопотребления

Между упомянутыми задачами есть взаимосвязи, однако сама их постановка означает создание принципиально новых возможностей для систем электропривода — активного формирования режимов энергопотребления средствами преобразовательных устройств и электрических машин. В отдельности каждая из этих возможностей изучена в той или иной степени; комплексное решение задачи управления энергетическими режимами средствами электропривода не рассматривалось ранее в технической литературе.

Анализ энергоиспользования двигателя как электромеханического преобразователя энергии показывает, что уровень потерь энергии в нем зависит как от режима энергопотребления, так и от качества подводимой к нему энергии. Как известно, потери энергии в электрической машине

$$\Delta P_{\Sigma} = \alpha_1 v^{\delta} + I_a^2 R(v) + \alpha_2 (\xi I_B)^{\gamma} (v)^{\beta} + I_B^2 R_B = \Delta P_{\text{мех}} + \Delta P_{\text{м}} + \Delta P_{\text{c}} + \Delta P_{\text{в}}, \quad (2)$$

где  $\Delta P_{\text{мех}}$  — механические потери;  $\Delta P_{\text{м}}$  — потери в меди якоря;  $\Delta P_{\text{c}}$  — потери в стали якоря;  $\Delta P_{\text{в}}$  — потери на возбуждение.

Кроме первой, эти компоненты можно отнести к классу "греющих" потерь, определяющих тепловой режим электрической машины. Коэффициенты  $\alpha_1$ ,  $\alpha_2$ ,  $\beta$ ,  $\delta$ ,  $\gamma$  зависят от конструктивных параметров электрической машины. При этом  $v$  — относительная скорость вращения;  $I_a$  — ток якоря;  $I_B$  — ток возбуждения;  $R(v)$  — якорное сопротивление. Так как ток якоря зависит от статического момента и магнитного потока, то из (2) очевидно, что для каждой статической нагрузки имеется ток возбуждения, при котором суммарные потери минимальны.

Однако следует учесть, что поиск экстремума (2) приводит к перераспределению потерь по активным частям электрической машины, в результате чего некоторые из них оказываются в большем температурном поле, чем без оптимизации потерь, что, естественно, не может не сказаться на работоспособности двигателя. Особенно это ощутимо для машин, прошедших операцию ремонта с частичной либо полной заменой обмотки якоря.

Ремонтные работы, предремонтная подготовка и реальные условия эксплуатации приводят к тому, что результирующая индукция после каждого из ремонтов снижается (коэффициент  $\xi$ , связывающий индукцию с током возбуждения, изменяется). При этом наблюдается рост составляющих потерь, вызванных вихревыми токами (в уравнении (2) эта составляющая опущена) [4]. Установлено, что каждый последующий ремонт увеличивает потери в стали на 5—13%. В общем энергобалансе эта величина не столь значительна, однако следует учитывать, что возрастающие потери в основном сосредоточиваются в местах локальных или распределенных дефектов в верхней части зубцов. Это, несомненно, приводит к резкому увеличению тепловой напряженности и быстрому разрушению изоляции. Из сказанного очевидна необходимость оценки реальной работоспособно-

сти как фактора, во многом определяющего эффективность реальных попыток изменения общих энергозатрат средствами электропривода.

Сказанное в полной мере относится и к электрическим машинам переменного тока — синхронным и асинхронным [5]. Причина увеличения потерь остается без изменений, а на их перераспределение в значительной степени влияют как изменение характеристик электротехнической стали, так и режим питающего напряжения. При этом установлено, что ремонт асинхронных двигателей массовых серий приводит к изменению их надежности:

$$\lambda_p = \lambda_n e^{-\frac{\Delta P_{\Phi}}{\Delta P_n}}, \quad (3)$$

где  $\lambda_n$  — расчетная заводская надежность;  $\varepsilon$  — константа, зависящая от характера предремонтной обработки стали (при выжигании обмотки в термопечах  $\varepsilon \approx 0,8$ , при удалении ее химическим путем  $\varepsilon \approx 0,25 \div 0,3$ );  $n$  — число капитальных ремонтов;  $\Delta P_{\Phi}$ ,  $\Delta P_n$  — фактические и номинальные потери двигателя при номинальной нагрузке.

Следует учесть, что:

$$\Delta P_{\Phi} = \Delta P_{\text{с.н}} \left( \frac{U_{\Phi}}{U_n} \right)^{3,2} \quad \text{при } U \neq U_n. \quad (4)$$

В высоковольтных электрических машинах механизм их невосполнимого старения несколько иной. В случае наличия неисправностей, как правило, удаляется часть секций обмотки статора, в результате чего двигатель изменяет свой режим работы, являясь при этом уже несимметричным по конструкции. Как установлено, некачественность питающего напряжения, несимметрия конструкции являются первопричинами вибраций обмотки и других частей двигателя. Вибрации приводят к преждевременному износу и механической части — в частности, подшипников.

Рассматривая двигатель в системе электропривода (рис.2) как электрическую машину с внешними отрицательными воздействиями  $a$ ,  $b$  и регулирующим эффектом, обусловленным изменением параметров, присущих двигателю каналов управления  $c$ , видим, что наряду со снижением потерь можно добиться отрицательных последствий  $d$  за счет неблагоприятного перераспределения потерь и механических воздействий, вызванных знакопеременными составляющими момента. Для освещения вопроса представим напряжение и ток сети в форме:

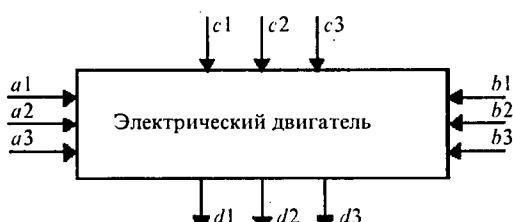


Рис.2. Схема энергетических воздействий на двигатель

$$\left. \begin{aligned} I_a &= I_{a1} \sin(\Omega_1 t) + I_{a2} \sin(\Omega_2 t); \\ I_b &= I_{b1} \sin\left(\Omega_1 t - \frac{2\pi}{3}\right) + I_{b2} \sin\left(\Omega_2 t - \frac{2\pi}{3}\right); \\ I_c &= I_{c1} \sin\left(\Omega_1 t + \frac{2\pi}{3}\right) + I_{c2} \sin\left(\Omega_2 t + \frac{2\pi}{3}\right); \\ U_a &= U_{a1} \sin(\Omega_1 t) + U_{a2} \sin(\Omega_2 t); \\ U_b &= U_{b1} \sin\left(\Omega_1 t - \frac{2\pi}{3}\right) + U_{b2} \sin\left(\Omega_2 t - \frac{2\pi}{3}\right); \\ U_c &= U_{c1} \sin\left(\Omega_1 t + \frac{2\pi}{3}\right) + U_{c2} \sin\left(\Omega_2 t + \frac{2\pi}{3}\right). \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

Мощность, потребляемая из сети

$$\begin{aligned} P_a &= \frac{U_{a1} I_{a1} + U_{a2} I_{a2}}{2} - \frac{U_{a1} I_{a1}}{2} \cos(2\Omega_1 t) - \\ &- \frac{U_{a2} I_{a2}}{2} \cos(2\Omega_2 t) - \frac{U_{a1} I_{a2} + U_{a2} I_{a1}}{2} \times \\ &\times [\cos(\Omega_1 - \Omega_2)t - \cos(\Omega_1 + \Omega_2)t]. \end{aligned} \quad (6)$$

Аналогичные выражения получаются и для мощности в фазах *B* и *C*. Выполнив суммирование мощностей по фазам, получим:

$$\begin{aligned} P_{\Sigma} &= \frac{U_{a1} I_{a1} + U_{a2} I_{a2} + U_{b1} I_{b1} + U_{b2} I_{b2} + U_{c1} I_{c1} + U_{c2} I_{c2}}{2} + \\ &+ \frac{U_{a1} I_{a2} + U_{a2} I_{a1} + U_{b1} I_{b2} + U_{b2} I_{b1} + U_{c1} I_{c2} + U_{c2} I_{c1}}{2} \times \\ &\times \cos(\Omega_1 - \Omega_2)t. \end{aligned} \quad (7)$$

В случае, если системы векторов вращаются в противоположном направлении, аргументом тригонометрической функции будет сумма частот  $\Omega_1 + \Omega_2$ . При наличии *t* составляющих, вращающихся в одном направлении, знакопеременные составляющие будут иметь разность комбинаций всех частот.

Очевидно, что обобщения могут быть сделаны и для других сочетаний и направлений вращения векторов. Таким образом, присутствие в кривых тока и напряжения высших гармоник приводит к знакопеременным составляющим момента, пагубно сказывающимся на работоспособности электрической машины [5].

Анализ системы электропривода совместно с преобразователем энергии в режимах управления энергопотреблением приводит к тому, что при неизменной скорости вращения (в соответствии с требованиями технологического процесса) изменение энергетического состояния за счет изменения, например, тока возбуждения и напряжения, приводит к изменению параметров энергопотребления преобразователя энергии, причем это изменение зависит от многих факторов, в том числе и от конструкции преобразовательного устройства. Здесь можно говорить о связанном энергетическом эффекте преобразователя и двигателя. Результат при связанном эффекте может иметь разные значения и характер.

Развитие полупроводниковой техники, и в первую очередь качественной силовой полупроводниковой техники (полностью запиравемых тиристоров и силовых транзисторов), с полным основанием можно счи-

тать реальной технической базой для современной революции в области энергетики и, в частности, в энергосбережении. Не останавливаясь на параметрах силовой преобразовательной техники сегодняшнего дня, сформулируем ряд важных в экономическом отношении задач, которые должны решаться на современном этапе:

— во-первых, следует констатировать, что полностью управляемая техника позволяет радикально решить вопросы качества потребляемой энергии — потребления реактивной мощности, генерирования гармоник тока и напряжения;

— во-вторых, применение запираваемой техники позволит существенно снизить затраты на электротехническое оборудование — энергоснабжающие сети, трансформаторное и распределительное оборудование, в силу тех положительных свойств, которые присущи силовым преобразовательным системам нового поколения;

— в-третьих, применение силовой запираваемой техники позволяет создать принципиально новые технические решения в области электромеханических преобразователей систем электропривода.

Относительно первого положения следует отметить, что в системах преобразовательных устройств с широтно-импульсными преобразователями целесообразно применение неуправляемых входных выпрямителей, что обеспечивает коэффициент сдвига первой гармоники тока относительно напряжения сети, близкий к 1,0. В системах фазового управления напряжением возможно регулирование с достаточно высокими показателями по коэффициенту мощности и коэффициенту искажения при различном сочетании преобразовательных систем на традиционных тиристорах и запиравемых приборах.

Смысл второго положения сводится к тому, что повышение коэффициента мощности каждого отдельно взятого привода позволяет снизить затраты на трансформаторное оборудование, питающие силовые кабели, коммутирующую аппаратуру и т.п. Так, использование запираваемой техники в электроприводах постоянного тока позволяет отказаться от запаса по углу для устойчивого инвертирования. При этом имеется возможность снизить расчетную мощность согласующего трансформатора за счет снижения его выходного напряжения обратно пропорционально косинусу минимального значения угла опережения управления. Анализ показывает, что управление преобразователем с коэффициентом сдвига, равным 1,0 во всем диапазоне регулирования, позволяет снизить расчетную мощность согласующего трансформатора на 30—50% в зависимости от реальной тахограммы электродвигателя технологического механизма. Имеется целый ряд аспектов возможного улучшения энергетических показателей и технических характеристик преобразовательных систем, которые представляют собой сугубо специальные вопросы.

В развитие третьего положения следует отметить, что в соответствии с имеющимися тенденциями развития электропривода, заключающимися в акценти-

рованном внимании к регулируемому приводу переменного тока, представляется реальным создание электромеханических систем с синхронными двигателями индукторного возбуждения или с возбуждением от постоянных магнитов. Сущность таких систем заключается в том, что при использовании запираемой техники можно существенно повысить перегрузочную способность вентильного двигателя и исключить трудности реализации пускового режима, когда из-за влияния активного сопротивления статора чаще всего используется искусственная коммутация вентиляй инвертора. Решение этих проблем позволяет создать системы электропривода, которые по своим характеристикам, включая динамические, будут существенно превосходить показатели приводов постоянного тока.

Необходимость изучения технологического режима рабочей машины является основной предпосылкой для возможного комплекса мер, обеспечивающих эффективность энергосбережения. При этом речь может идти как о регулировании скорости технологического агрегата, так и о его управляемости. Под термином "управляемость" следует понимать возможность изменения параметров технологического режима за счет иных методов воздействия, в том числе и самых простых — периодических пусков и остановок. Рассматривая приведенный частный пример электропривода турбомеханизма, можно отметить, что возможны три принципиально различных способа регулирования технологического параметра:

— аэродинамическим путем, заключающимся в воздействии на характеристики проточной части (дросселированием на всосе или установкой угла атаки лопастей направляющего аппарата); способ связан с существенным снижением КПД — качества регулирования;

— изменением скорости вращения путем применения регулируемого электропривода; это обеспечивает практически неизменный высокий КПД, однако при существенном увеличении капитальных затрат;

— путем включения и отключения нескольких агрегатов в случае, если работает группа электроприводов.

В технике на третий вариант регулирования имеются, однако, ограничения: по числу пусков нерегулируемых электроприводов из-за опасности выхода из строя электрических машин, с одной стороны, и по числу пусков для технологического механизма ввиду экстремальных механических нагрузок в пускаемом агрегате при прямом неуправляемом пуске, с другой. Анализ показывает, что при плавном управляемом пуске практически выполняются два приведенных условия. Применительно к приводам переменного тока как вариант схемы управляемого пуска может служить схема с тиристорным регулятором напряжения в цепи статора. Стоимость таких устройств примерно в пять раз ниже стоимости систем регулируемого электропривода.

В ряде случаев пуски двигателей затрудняются из-за высокой концентрации рабочего тела в рабочей

части турбомеханизма (руда в мельнице, заклинивание колес насосов и т.п.). В таких условиях даже при полном напряжении питания пусковой момент двигателя может быть меньше момента трогания механизма и обычная схема ТРН для пуска таких технологических машин не дает требуемого положительного результата. В этом случае оправдан перевод ТРН в режим преобразователя частоты, т.е. применения так называемого квазичастотного управления. Это мероприятие, несомненно, дает положительный результат, так как позволяет осуществить предпусковую прокрутку агрегата при частотах 0—0,7 Гц. Перспектива применения пусковых устройств и систем велика и позволяет решить две связанные друг с другом задачи: обеспечить реальное энергосбережение средствами электропривода и сохранить работоспособность механического и электромеханического оборудования. С учетом всего сказанного можно говорить о настоятельной необходимости освоения принципиально нового вида энергосберегающего оборудования — пускорегулирующих устройств и систем для электродвигателей переменного тока большой мощности.

Анализ режимов работы регулируемого и нерегулируемого электропривода указывает на неоднозначность понятия эффективной работы приводов переменного тока в области частот вращения, близких к номинальной. Очевидно, что здесь имеется определенный диапазон скоростей, где применение нерегулируемого электропривода более рационально. Это объясняется тем, что любая схема регулируемого привода кроме потерь энергии, идущих на ее преобразование, приводит к дополнительным потерям в самом двигателе и вредно влияет на питающую сеть и другие преобразовательные устройства и системы.

Под понятием "вредно" следует понимать прежде всего дополнительные потери, электромагнитную несовместимость и преждевременный износ электризационных материалов. Очевидна необходимость создания таких систем, которые обеспечивали бы контроль зоны экономичной работы ( $\omega_h + \Delta\omega_1 \leq \omega \leq \omega_h - \Delta\omega_2$ ), а также значения скоростей  $\omega_x$  и  $\omega_y$ , при которых работа привода неэффективна из-за технических и иных ограничений с одной стороны, и опасна при превышении допустимой скорости  $\omega_y$ , с другой (рис.3). Построение систем контроля границ зоны эффективной работы представляет собой одну из задач, необходимость которой вызвана общей проблемой

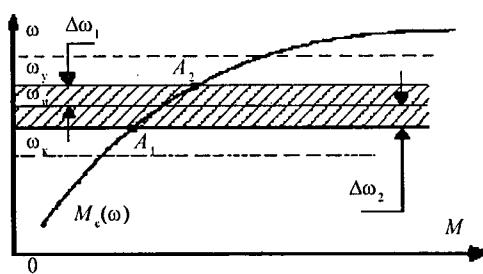


Рис.3. Диаграммы эффективных зон работы регулируемого привода переменного тока

матикой энергосбережения. В основе таких систем должен находиться вычислительный комплекс — энергетическая модель электромеханического устройства. Такая модель должна учитывать четыре составляющих: есть, преобразовательное устройство, двигатель и технологический механизм в плоскостях потребления энергии, ее использование и энергоуправление.

Несомненно, что сказанное в общем касается любой системы электропривода любого производственного механизма. На этапе становления теории энергосбережения средствами электропривода первоочередными представляются вопросы формализации процессов энергопотребления, энергоиспользования и энергоуправления.

#### Список литературы

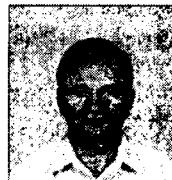
1. Ильинский Н.Ф., Рожановский Ю.В., Горшев А.О. Энергосбережение в электроприводе. М.: Высшая школа, 1989.

2. Супрунович Г. Улучшение коэффициента мощности преобразовательных установок. М.: Энергоатомиздат, 1985.

3. Тонкаль В.Е. и др. Баланс энергии в электрических цепях. Киев: Наукова думка, 1992.

4. Родькин Д.И. Системы динамического нагружения и диагностики двигателей при послеремонтных испытаниях. М.: Недра, 1991.

5. Ермолин Н.П., Жерихин И.П. Надежность электрических машин. Л.: Энергия, 1976.



Луговой Анатолий Васильевич — проректор по научной работе, заведующий кафедрой автоматизации производственных процессов и робототехники Кременчугского государственного политехнического института. Закончил электромеханический факультет Криворожского горного института в 1962 г. В 1969 г. в Московском энергетическом институте защитил диссертацию "Исследование оптимальных режимов работы двигателей переменного тока при резкопеременной нагрузке".

## Компенсация влияния нестабильности напряжения питающей сети на регулировочную характеристику выпрямителя средствами микропроцессорного управления

А.В. КИПЕНСКИЙ, канд. техн. наук

Харьковский ГПУ

Приведены исследования степени влияния нестабильности напряжения питающей сети на выпрямленное напряжение при различных способах цифрового управления выпрямителем. Предложен способ компенсации влияния указанной нестабильности и схемы систем для его реализации.

Одной из задач управления тиристорными выпрямителями является компенсация влияния на его выходное напряжение нестабильности напряжения питающей сети, наличие которой регламентируется даже государственными стандартами. Значение нестабильности определяется, как правило, отклонением фактического значения действующего напряжения  $U_{c,\phi}$  питающей сети от его номинального значения  $U_{c,n}$ , которое может быть записано в виде

$$\delta U_c = \frac{U_{c,\phi} - U_{c,n}}{U_{c,n}} \cdot 100\% \quad (1)$$

и составляет обычно  $\pm 10\%$ .

Для исключения влияния указанной нестабильности можно использовать регулятор по отклонению, настроенный на стабилизацию выходного напряжения, либо регулятор по возмущению, обеспечивающий компенсацию изменения входного напряжения выпрямителя. В аналоговых системах управления наиболее часто используется второй вариант решения задачи. При этом за счет функциональной связи фазовой характеристики с напряжением питающей сети удается не только обеспечить инвариантность выпрямленного напряжения к изменению входного, но и получить линейную регулировочную характеристику, что является весьма важным для замкнутых систем авторегулирования [1,2].

Для цифрового управления выпрямителем было разработано три способа, обеспечивающих линейность регулировочной характеристики, которые получили названия *программного*, *аппаратного* и *программно-аппаратного* [3,4]. При выборе названия способа учитывали уровень реализации функции линеаризации регулировочной характеристики. В [5] было проанализировано влияние нестабильности напряжения питающей сети на характеристики выпрямителей с различными способами управления. В результате этого анализа было установлено, что при разомкнутых обратных связях ни один из способов управления (как при наличии функциональной связи фазовой характеристики с напряжением питающей сети, так и без нее) не позволяет компенсировать влияние нестабильности входного напряжения выпрямителя. При этом, однако, было выявлено только наличие влияния нестабильности сети на характеристики преобразовательной системы, но не определена степень такого влияния.

В настоящей работе проведено исследование степени влияния нестабильности напряжения, питающего выпрямитель, на его выходное напряжение, определяется способ компенсации этого влияния, а также рассматриваются технические решения, обеспечивающие его реализацию.

Оценку степени влияния нестабильности питаю-

щей сети на выходное напряжение выпрямителя будем производить по отклонению выходного напряжения выпрямителя при фактическом напряжении сети, от выходного напряжения выпрямителя при номинальном напряжении сети. Выражение для определения такого отклонения может быть записано в виде

$$\delta U_d = \frac{U_d(U_{c,\phi}) - U_d(U_{c,n})}{U_d(U_{c,n})} \cdot 100\%, \quad (2)$$

где  $U_d(U_{c,\phi})$  и  $U_d(U_{c,n})$  — выходное напряжение выпрямителя при фактическом и номинальном напряжениях питающей сети.

При программном способе микропроцессорного управления выпрямителем (рис.1, переключатель  $SA$  в положении 1) формирование управляющих импульсов производится по окончании отсчета некоторого числа, загружаемого в цифро-импульсный преобразователь с широтно-импульсным законом преобразования (ЦИП с ШИП). Начало отсчета числа совпадает с моментом синхронизации с напряжением питающей сети, который определяется блоком синхронизации с сетью (БСС), а сам отсчет ведется путем уменьшения числа на единицу с приходом каждого импульса от генератора тактовых импульсов (ГТИ). Сформированные импульсы управления с выхода ЦИП поступают на вход распределителя и усилителя импульсов (РиУИ), где происходит их распределение по управляющим электродам тиристоров в соответствии с сигналом от БСС.

Для обеспечения линейности регулировочной характеристики выпрямителя число  $N$ , представляющее собой управляющее воздействие, до записи в ЦИП преобразуется программным путем в соответствии с выражением

$$F_1(N) = \frac{\arccos(NT_{t,n1} - 1)}{T_{t,n1}\omega_c}, \quad (3)$$

где  $T_{t,n1}$  — период следования тактовых импульсов;  $\omega_c$  — угловая частота напряжения питающей сети.

При этом фазовая характеристика может быть записана в виде

$$\alpha_1(N) = \arccos(NT_{t,n1} - 1), \quad (4)$$

а выходное напряжение выпрямителя при фактическом значении напряжения питающей сети будет определяться выражением

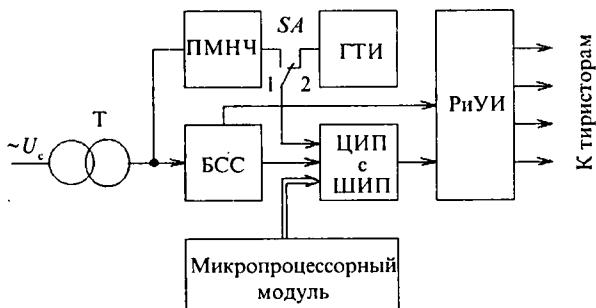


Рис.1. Цифровая система управления выпрямителем

$$U_{d1}(U_{c,\phi}) = \sqrt{2} U_{c,\phi} NT_{t,n1} / \pi. \quad (5)$$

Выражение для выходного напряжения выпрямителя при номинальном значении питающего напряжения может быть получено из (5) при замене  $U_{c,\phi}$  на  $U_{c,n}$ . Записав выражения для выпрямленного напряжения и подставив результаты в (2), определим отклонение выходного напряжения выпрямителя

$$\delta U_{d1} = \delta U_c. \quad (6)$$

Таким образом, при программном способе управления выпрямителем, отклонение его выходного напряжения зависит только от отклонения напряжения питающей сети и равно ему на всем диапазоне изменения управляющего воздействия (рис.2,а). Здесь управляющее воздействие выражено через относительную величину  $N_{1*}$ , представляющую собой отношение

$$N_{1*} = \frac{N}{N_{max1}},$$

где  $N_{max1}$  — максимальное значение управляющего воздействия,

$$N_{max1} = 1/T_{t,n1}.$$

Аппаратный способ микропроцессорного управления выпрямителем (рис.1, переключатель  $SA$  в положении 2) отличается от программного тем, что число  $N$  до записи в ЦИП не подвергается каким-либо преобразованиям, а его отсчет ведется путем уменьшения на единицу с приходом каждого импульса от преобразователя модуль напряжение-частота (ПМНЧ). При этом тактовая частота изменяется в соответствии с выражением

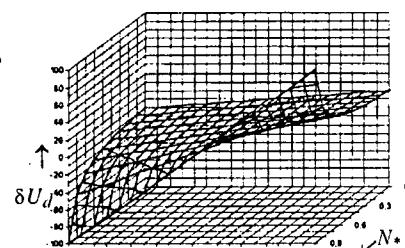
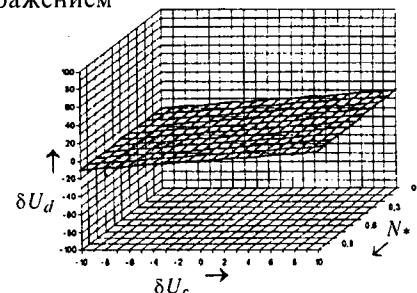
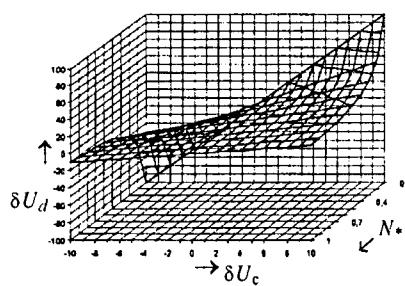


Рис.2. Отклонение выходного напряжения выпрямителя при нестабильности питающей сети:  
а — программный способ управления; б — аппаратный способ управления;

в — программино-аппаратный способ управления



$$f_{\text{т.и.2}}(t) = k |\sqrt{2} U_{\text{c.ф}} \sin \omega_c t|, \quad (7)$$

где  $k$  — коэффициент пропорциональности канала «согласующий трансформатор Т—ПМНЧ».

Следовательно, фазовая характеристика будет формироваться с использованием напряжения питающей сети, и выражение для его определения может быть записано в виде

$$\alpha_2(N) = \arccos \left( 1 - \frac{N\pi\Delta U}{\sqrt{2}U_{\text{c.ф}}} \right), \quad (8)$$

где  $\Delta U$  — параметр ПМНЧ, представляющий собой отнесенную к половине периода напряжения питающей сети вольт-секундную площадь входного напряжения выпрямителя, воздействие которой на выход ПМНЧ приводит к формированию на его выходе одного импульса.

Выходное напряжение выпрямителя при аппаратном способе управления и фактическом напряжении питающей сети будет определяться выражением

$$U_{d2}(U_{\text{c.ф}}) = \frac{2\sqrt{2}U_{\text{c.ф}}}{\pi} - N\Delta U. \quad (9)$$

Значение выпрямленного напряжения при номинальном сетевом здесь, так же как и в предыдущем случае, может быть определено путем замены в (9)  $U_{\text{c.ф}}$  на  $U_{\text{c.н}}$ . С учетом этого запишем выражение для определения величины отклонения выходного напряжения выпрямителя

$$\delta U_{d2} = \frac{\delta U_c}{1 - N_{2*}}, \quad (10)$$

где  $N_{2*}$  — определяется соотношением

$$N_2 = \frac{N}{N_{\text{max2}}},$$

а  $N_{\text{max2}}$  рассчитывается, исходя из номинального значения напряжения питающей сети

$$N_{\text{max2}} = \frac{2\sqrt{2}U_{\text{c.н}}}{\pi\Delta U}.$$

Из выражения (10) видно, что при аппаратном способе управления выпрямителем отклонение его выходного напряжения зависит не только от отклонения напряжения питающей сети, но и от числа  $N$ , являющегося управляющим воздействием (рис.2,б). При этом отклонение  $\delta U_{d2}$  оказывается тем больше, чем больше значение числа  $N$ , и уже при  $N_{2*} = 0,9$  оно на порядок превышает отклонение напряжения питающей сети.

При программно-аппаратном способе управления выпрямителем тактовую частоту так же, как и при аппаратном способе, изменяют в соответствии с выражением (7) (переключатель  $SA$  в положении 2 на рис.1), а число  $N$  до записи в ЦИП преобразуют программным путем по выражению

$$F_2(N) = N_{\text{max2}} - N. \quad (11)$$

Фазовая характеристика здесь также формирует-

ся с использованием напряжения питающей сети, а выражение для ее определения имеет вид

$$\alpha_3(N) = \arccos \left( 1 - \frac{2U_{\text{c.н}}}{U_{\text{c.ф}}} + N \frac{\pi\Delta U}{\sqrt{2}U_{\text{c.ф}}} \right). \quad (12)$$

Выходное напряжение выпрямителя при фактическом значении питающего напряжения и программно-аппаратном способе управления будет определяться выражением

$$U_{d3}(U_{\text{c.ф}}) = \frac{2\sqrt{2}U_{\text{c.ф}} - 2\sqrt{2}U_{\text{c.н}}}{\pi} + N\Delta U. \quad (13)$$

Получив значение выпрямленного напряжения при номинальном сетевом напряжении путем замены в (13)  $U_{\text{c.ф}}$  на  $U_{\text{c.н}}$ , запишем выражение для определения величины отклонения выходного напряжения выпрямителя

$$\delta U_{d3} = \frac{dU_c}{N_{2*}}. \quad (14)$$

Выражение (14) свидетельствует о том, что при программно-аппаратном способе управления выпрямителем отклонение его выходного напряжения, так же как при аппаратном способе управления, зависит от отклонения напряжения питающей сети и от значения управляющего воздействия (рис.2,в). Однако в данном случае отклонение  $\delta U_{d3}$  возрастает не с увеличением  $N$ , а с его уменьшением и уже при  $N_{2*} = 0,1$  оно на порядок превышает отклонение питающей сети.

Анализ влияния на характеристики выпрямителя с микропроцессорным управлением нестабильности напряжения питающей сети [5], а также приведенные результаты исследований степени такого влияния позволили установить, что в основу способа компенсации влияния указанной нестабильности наиболее целесообразно положить программно-аппаратный способ управления. При этом оказывается вполне достаточно, выполняя программным путем преобразования числа  $N$ , до его записи в ЦИП (см. выражение (11)), число  $N_{\text{max}}$  определять, исходя из фактического напряжения питающей сети, а не из номинального [6], т.е.

$$N_{\text{max3}} = \frac{2\sqrt{2}U_{\text{c.ф}}}{\pi\Delta U}. \quad (15)$$

Выражение для преобразования числа  $N$  теперь будет иметь вид

$$F_3(N) = N_{\text{max3}} - N, \quad (16)$$

а фазовая характеристика может быть определена как

$$\alpha_4(N) = \arccos \left( N \frac{\pi\Delta U}{\sqrt{2}U_{\text{c.ф}}} - 1 \right). \quad (17)$$

Расчет и анализ фазовой характеристики целесообразно вести в относительных единицах  $N_{2*}$  и

$$A_* = \frac{\alpha_4(N)}{\pi}.$$

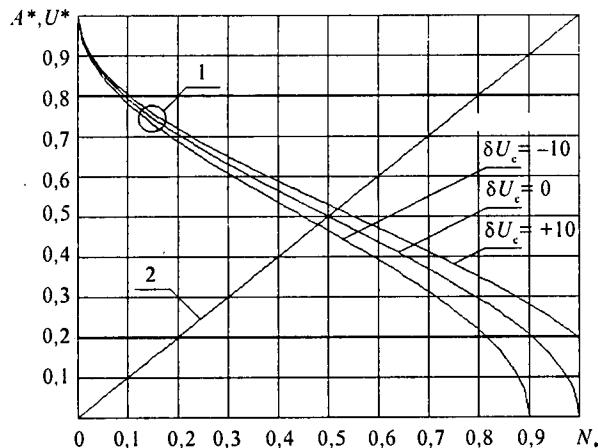


Рис.3. Характеристики выпрямителя с микропроцессорной системой компенсации влияния нестабильности питающей сети  
1 — фазовые характеристики; 2 — регулировочная характеристика

С учетом этого выражение (17) может быть переписано в виде

$$A_* = \frac{1}{\pi} \arccos \left( \frac{2N_{2*}}{\frac{\delta U_c}{100\%} + 1} - 1 \right). \quad (18)$$

Расчет фазовой характеристики по выражению (18) был выполнен при трех значениях отклонения напряжения питающей сети, соответствующих  $-10\%$ ,  $0$  и  $+10\%$ . Результаты расчета в виде графиков приведены на рис.3, позиция 1. Анализ полученных зависимостей позволяет сделать вывод, что при данном способе управления угол управления  $\alpha$  увеличивается, если отклонение питающего напряжения имеет положительный знак, и уменьшается при отрицательном знаке этого отклонения.

С учетом фазовой характеристики (17) можно записать выражение для выходного напряжения выпрямителя

$$U_{d4}(U_{c,\phi}) = N \Delta U \quad (19)$$

и определить его регулировочную характеристику

$$U_* = N_{2*}, \quad (20)$$

где  $U_* = U_{d4}(U_{c,\phi}) / N_{d\max}(U_{c,\phi})$ .

Из выражений (19) и (20) видно, что предложенный способ микропроцессорного управления действительно позволяет компенсировать влияние нестабильности напряжения питающей сети на регулировочную характеристику выпрямителя (рис.3, позиция 2).

Для реализации предложенного способа компенсации были разработаны два варианта цифровых систем импульсно-фазового управления (СИФУ) с соответствующим программно-математическим обеспечением. В первом варианте СИФУ (рис.4) для определения с учетом фактического напряжения питающей сети числа  $N_{\max}$  была использована его связь с амплитудным значением

$$N_{\max 3.1} = \frac{2\sqrt{2}U_{c,\phi}}{\pi\Delta U} = \frac{2}{\pi\Delta U}U_{m\phi} = k_1U_{m\phi}, \quad (21)$$

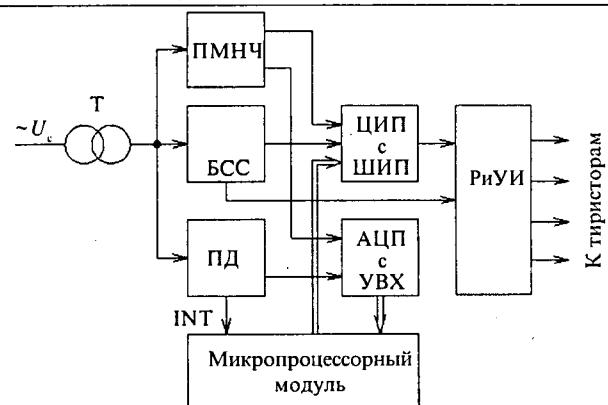


Рис.4. Первый вариант СИФУ, компенсирующей влияние нестабильности питающей сети

где  $k_1$  — коэффициент пропорциональности.

Преобразование амплитуды напряжения питающей сети в цифровой код осуществляется при этом АЦП с устройством выборки-хранения (УВХ), на аналоговый вход которого поступает сигнал

$$u(t) = k_t |U_{m\phi} \sin \omega_c t|, \quad (22)$$

где  $k_t$  — коэффициент трансформации согласующего трансформатора  $T$ .

Этот сигнал формируется выделителем модуля ПМНЧ. Запуск АЦП осуществляется пиковым детектором (ПД), сигнал на выходе которого формируется при достижении выходным напряжением трансформатора максимального, т.е. амплитудного значения  $k_t U_{m\phi}$ . Через некоторое время после этого ПД формирует еще один сигнал, который в виде запроса INT поступает на микропроцессорный модуль (МПМ). По этому сигналу МПМ считывается с выхода АЦП цифровой код числа, значение которого может быть определено выражением

$$N_{\text{АЦП}} = k_t k_{\text{АЦП}} U_{m\phi}, \quad (23)$$

где  $k_{\text{АЦП}}$  — коэффициент пропорциональности АЦП.

Очевидно, что при выполнении условия

$$k_t k_{\text{АЦП}} = k_1$$

будет соблюдаться равенство

$$N_{\text{АЦП}} = N_{\max 3.1} = k_1 U_{m\phi},$$

а это свидетельствует об определении значения  $N_{\max}$  с учетом фактического напряжения питающей сети. Далее алгоритм работы СИФУ не отличается от алгоритма системы, реализующей программно-аппаратный способ управления.

Во втором варианте СИФУ (рис.5) для определения значения числа  $N_{\max}$  использовалась его связь со средним за полупериод напряжением питающей сети [6]

$$N_{\max 3.2} = \frac{2\sqrt{2}U_{c,\phi}}{\pi\Delta U} = \frac{2U_{m\phi}}{\pi} \frac{1}{\Delta U} = \frac{U_{\text{ср},\phi}}{\Delta U}. \quad (24)$$

Из выражения (24) видно, что число  $N_{\max}$  с учетом определения параметра  $\Delta U$  может быть получе-

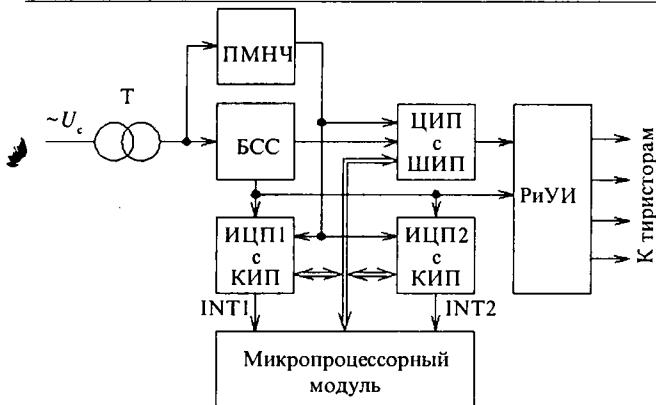


Рис.5. Второй вариант СИФУ, компенсирующей влияние нестабильности питающей сети

но путем подсчета выходных импульсов ПМНЧ в течение действия одной полуволны питающего напряжения. Для выполнения такой операции используется два импульсно-цифровых преобразователя с количественно-импульсным законом преобразования (ЦИП с КИП), работающих по методу интервального подсчета [7]. Каждый из преобразователей ИЦП1 и ИЦП2 осуществляет подсчет импульсов ПМНЧ только в течение одной полуволны переменного напряжения. По окончании действия соответствующей полуволны в преобразователях формируются сигналы запросов INT1 или INT2, по каждому из которых в МПМ загружается число, значение которого определяется выражением (24). Алгоритм дальнейшего управления отличий не имеет.

Подводя итоги, можно отметить, что использование в микропроцессорных системах управления выпрямителями напряжения питающей сети для линеаризации регулировочной характеристики не только не компенсирует влияние на нее нестабильности питающего напряжения, но наоборот усугубляет степень этого влияния. Тем не менее, компенсация указанного влияния может быть достигнута незначительным усложнением программно-аппаратного способа управления, которое заключается в преобразовании в цифровой код параметров фактического напряжения питающей сети с последующим использованием результатов преобразования при программ-

ной обработке управляющего воздействия. Выбирая вариант схемотехнической реализации СИФУ, предпочтение следует отдать второму, поскольку при этом все преобразователи информации (ЦИП с ШИП, ИЦП1 с КИП и ИЦП2 с КИП) могут быть реализованы на одной интегральной микросхеме программируемого таймера типа KP580ВИ53 или K1810ВИ54.

#### Список литературы

1. Замкнутые системы преобразования электрической энергии / Под ред. В.Я.Жуйкова. Киев: Техника; Братислава: Альфа, 1989.
2. Сен П. Тиристорные электроприводы постоянного тока. М.: Энергоатомиздат, 1985.
3. Кипенский А.В., Долбня В.Т. Линеаризация регулировочной характеристики выпрямителя с цифровым управлением // Проблемы электромагнитной совместимости силовых полупроводниковых преобразователей: Тез. докл. Четвертого научн.-техн. совещания. Таллинн: АН Эстонии, 1990. С. 36—37.
4. Пат. 1838868 SU, МКИ Н 02 М 7/12. Способ прямого микропроцессорного управления тиристорным преобразователем и устройство для его осуществления / А.В.Кипенский, В.Т.Долбня, Е.И.Сокол и др. //Открытия. Изобретения. 1993. № 32.
5. Долбня В.Т., Кипенский А.В. Анализ влияния изменений напряжения питающей сети на характеристики системы «тиристорный преобразователь — цифровая СИФУ» // Проблемы электромагнитной совместимости силовых полупроводниковых преобразователей: Тез. докл. В Всесоюз. научн.-техн. конф. Киев: ИЭД АН УССР, 1991. Ч. 3. С. 7—9.
6. Пат. 23060 UA, МКВ Н 02 М 7/12. Способ прямого мікропроцесорного керування напівпровідниковим перетворювачем електроенергії та пристрій для його здійснення / А.В. Кіпенський, Е.І. Сокіл, В.І. Рябенький та ін. //Открытия. Изобретения. 1998. № 3.
7. Lastovka A.P., Kipenskiy A.V., Sokol E.I., Al Muhaicen S.A. Impulse-digital converter of information with quantitative-impulse conversion laws // Proc. International Conf. on Unconventional Electromechanical and Electrotechnical Systems UEES'96. Szczecin (Poland). 1996. P. 507—512.



Кипенский Андрей Владимирович — заместитель декана электромашиностроительного факультета, доцент кафедры "Промышленная электроника", заведующий лабораторией биомедицинской электроники Харьковского государственного политехнического университета (ХГПУ). В 1983 г. окончил электромашиностроительный факультет ХПИ по специальности "Промышленная электроника". В 1991 г. защитил кандидатскую диссертацию на тему: "Тиристорные преобразователи с микропроцессорным управлением для электроприводов машин непрерывного литья".

## Применение алгоритмов ШИМ в трехфазных инверторах с нейтральной точкой

В.И.СЕНЬКО, доктор техн. наук, Е.В.СЕНЬКО, канд. техн. наук

НТУУ "Киевский политехнический институт"

Разработаны новые методы трехуровневой ШИМ для управления инвертором с нейтральной точкой по принципу контроля траектории Вектора потокосцепления. Предложен комбинированный алгоритм ШИМ, позволяющий существенно улучшить качество формируемого напряжения на выходе автономного инвертора во всем диапазоне его регулирования и уменьшить потери на переключение в его силовых ключах.

В настоящее время наибольшее распространение при проектировании выходных преобразователей

частотно-регулируемых электроприводов (ЧРП) находят методы ШИМ, позволяющие добиваться в об-

мотках двигателя синусоидальных токов, малых пульсаций момента на валу и незначительных потерь мощности, обусловленных высшими гармониками напряжения [1,2].

Все методы ШИМ можно разделить на две группы: ШИМ со сложением и ШИМ управляющего типа. Системы, реализующие ШИМ со сложением, характеризуются тем, что могут работать только с использованием схемы с обратной связью. Число коммутаций силовых ключей преобразователя зависит от формы петли гистерезиса порогового элемента, в котором происходит сравнение эталонного синусоидального сигнала тока с выходным током инвертора. Сужение петли гистерезиса связано с возможностью выхода системы из устойчивого состояния. Этот метод ШИМ в настоящее время находит широкое применение для входных преобразователей ЧРП.

В выходных преобразователях ЧРП, в качестве которых используются АИН, наибольшее распространение находят ШИМ управляющего типа. Система управления, которая реализует алгоритм модуляции ширины импульсов выходного напряжения инвертора, может работать без порогового элемента. Алгоритмы ШИМ управляющего типа делятся на: синусоидальные, близкие к синусоидальным — трапецидальный, треугольный и т.д., оптимальные и с использованием обобщенных векторов напряжения.

Наибольший интерес представляют алгоритмы ШИМ с использованием обобщенного вектора напряжения трехфазной цепи. Эти алгоритмы позволяют получить симметричный по загрузке силовых ключей закон модулирующей функции, уменьшенное число переключений силовых ключей инвертора и улучшение спектрального состава кривой выходного напряжения [1].

Улучшить гармонический состав выходного напряжения при всех методах ШИМ можно, если применить трехуровневый АИН с нейтральной точкой [1—3].

Для оценки качества формы кривой выходного напряжения используется коэффициент гармонического искажения  $HD$ , определяемый по выражению [4]

$$HD = \sqrt{\sum_2^m (U_i / U_1)^2} / U_1, \quad (1)$$

где  $U_1$  — амплитуда первой гармоники линейного напряжения;  $i$  — номер гармоники;  $m$  — максимальный номер гармоники, учитываемый в расчете;  $U_i$  — амплитуда гармоники с номером  $i$ .

Для сравнения различных алгоритмов ШИМ удобнее определять  $HD$  в функции от коэффициента  $K_d$ , который отражает эффективность использования источника питания АИН,

$$K_d = U_1 / U_d, \quad (2)$$

где  $U_d = 2E$  — напряжение на входе инвертора.

В работе обобщены методы ШИМ выходного напряжения АИН, основанные на выборе алгоритмов формирования обобщенного вектора напряжения  $\bar{V}(t)$ , являющегося пространственно-временной характеристикой трехфазной системы. Для этого ана-

лизируется изменение во времени вектора  $\bar{\Psi}$ , определяемого интегрированием обобщенного вектора напряжения по времени

$$\bar{\Psi} = \int \bar{V}(t) dt. \quad (3)$$

В асинхронном двигателе вектор  $\bar{\Psi}$  будет определять вектор магнитного потока в первичной обмотке асинхронного двигателя при допущении, что падение напряжения на активном сопротивлении обмотки статора мало.

В случае идеальных выходных напряжений обобщенный вектор напряжения принимает вид

$$\bar{V}^*(t) = -j \frac{3}{2} U_{tm} e^{j\omega t}, \quad (4)$$

а вектор  $\bar{\Psi}^*$  запишется в виде

$$\bar{\Psi}^*(t) = -(3U_{tm} / 2\omega) e^{j\omega t} + \bar{\Psi}_0^*, \quad (5)$$

где  $\bar{\Psi}_0^*$  — начальное значение  $\bar{\Psi}^*$ .

Как видно из изложенного, для идеальных фазных напряжений вектор  $\bar{\Psi}^*$  имеет постоянную амплитуду, годограф вектора  $\bar{\Psi}_0^*$  представляет окружность с радиусом  $r_0 = 3U_{tm} / 2\omega$ , а сам вектор вращается с круговой частотой  $\omega$ .

В трехфазном трехуровневом АИН в каждой его стойке возможны три состояния  $(1, 0, -1)$ , формируемые в зависимости не только от состояния силовых ключей, но и от силовых схем инвертора [2]. Учитывая три состояния для каждой стойки инвертора, получаем число возможных подключений трехфазной нагрузки к источнику питания постоянного напряжения  $U_d$ , равное  $3^3 = 27$ . Общее выражение для обобщенного вектора напряжения, формируемого инвертором, запишется в виде

$$\bar{V}_n(t) = U_d \exp \left[ (n-1) \frac{\pi}{6} j \right], \quad n = 1, 3, \dots, 11;$$

$$\bar{V}_n(t) = \frac{\sqrt{3}}{2} U_d \exp \left[ (n-1) \frac{\pi}{6} j \right], \quad n = 2, 4, \dots, 12;$$

$$\bar{V}_n(t) = 0, \quad n = 13, 14, 15,$$

$$\bar{V}_n(t) = \frac{1}{2} U_d \exp \left[ (n-16) \frac{\pi}{3} j \right], \quad n = 16 \dots 27. \quad (6)$$

Значение и направление текущего вектора  $\bar{V}_n$  остаются постоянными, а интервал его существования равен текущему интервалу  $\Delta t_i$  между переключениями силовых ключей преобразователя. В этом случае

$$\bar{\Psi} = t \bar{V}_n + \bar{\Psi}_0, \quad (7)$$

где  $\bar{\Psi}_0$  — значение  $\bar{\Psi}$  в начале интервала  $\Delta t_i$ .

Отсюда следует, что вектор  $\bar{\Psi}$  изменяется в направлении обобщенного вектора  $\bar{V}_n$ . Для ненулевых обобщенных векторов напряжения возникающая при этом скорость перемещения  $\bar{\Psi}$  пропорциональна напряжению источника питания АИН, а в случае фор-

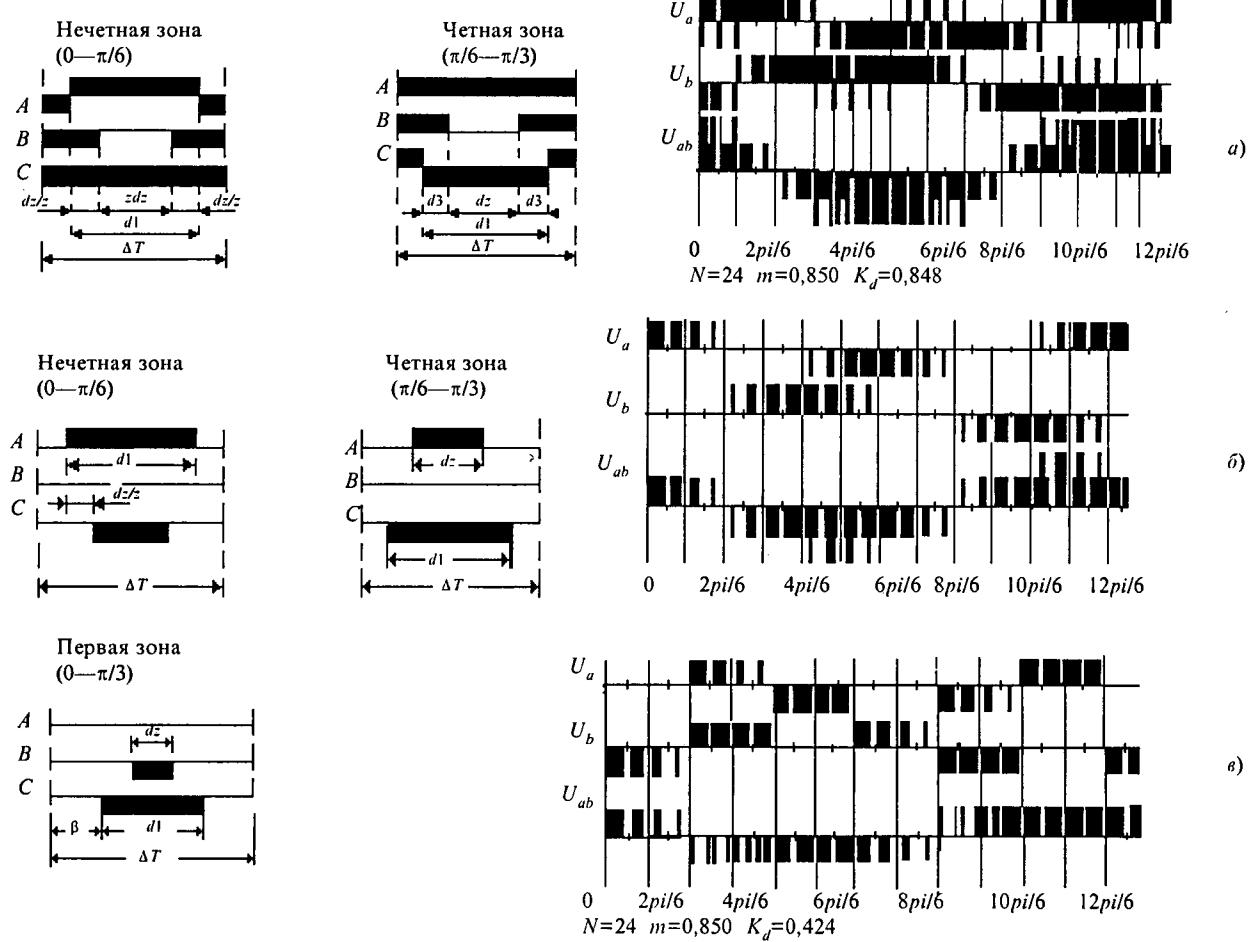


Рис.1.

мирования нулевых векторов  $\vec{V}_{13} - \vec{V}_{15}$  вектор  $\vec{\Psi}$  будет неподвижным.

Форма годографа вектора  $\vec{\Psi}$  за период формируемого напряжения будет зависеть от алгоритма переключения силовых ключей в фазах инвертора, который определяет последовательность создаваемых в нагрузке обобщенных векторов напряжения  $\vec{V}_n$ .

Задача разработки новых алгоритмов трехуровневой ШИМ заключалась в выборе последовательностей обобщенных векторов напряжения (из 24 не-нулевых и 3 нулевых векторов) и расчете их композиций и длительностей формирования так, чтобы максимально приблизить годограф вектора  $\vec{\Psi}$  к годографу вектора  $\vec{\Psi}^*$ , достигнув при этом лучшего качества выходного напряжения АИН, а также повысив степень использования источника питания инвертора и снизив число коммутаций силовых ключей по сравнению с известными алгоритмами трехуровневой ШИМ.

Авторами проведен анализ алгоритмов трехуровневой ШИМ с односторонней, односторонней оптимальной, двусторонней, двусторонней оптимальной (симметричной) аппроксимацией годографов  $\vec{\Psi}$  и  $\vec{\Psi}^*$ , примененных для улучшения качества напряжения на выходе АИН в диапазоне различных значений коэффициента  $K_d$ .

Выбор комбинации нулевых и ненулевых обобщенных векторов напряжения в формировании эффективных законов модуляции существенно влияет на качество формируемого выходного напряжения, оцениваемого коэффициентом  $HD$  в зависимости от  $K_d$ . Среди предложенных авторами алгоритмов наиболее перспективными являются алгоритм трехуровневой ШИМ с оптимальной (симметричной) двусторонней аппроксимацией  $\vec{\Psi}$  и  $\vec{\Psi}^*$ , алгоритм с двусторонней аппроксимацией  $\vec{\Psi}$  и  $\vec{\Psi}^*$  с использованием обобщенных векторов "звезда" и алгоритм с двусторонней аппроксимацией  $\vec{\Psi}$  и  $\vec{\Psi}^*$  с использованием обобщенных векторов "полушестиугольник".

Принципы формирования импульсов напряжения в фазах инвертора на интервале  $[0—π/3]$  и форма напряжения для трех указанных алгоритмов показаны на рис.1.

Интервалы для этих алгоритмов на каждом периоде несущего сигнала  $ΔT$  в зависимости от фазового угла  $θ$  и коэффициента глубины модуляции  $M$  определяются в соответствии с данными таблицы. Форма годографа вектора  $\vec{\Psi}$  показана на рис.2.

Если провести сравнение с алгоритмами переключения силовых ключей в инверторах, работающих по синусоидальной трехуровневой ШИМ, то можно заметить, что число коммутаций силовых ключей в ука-

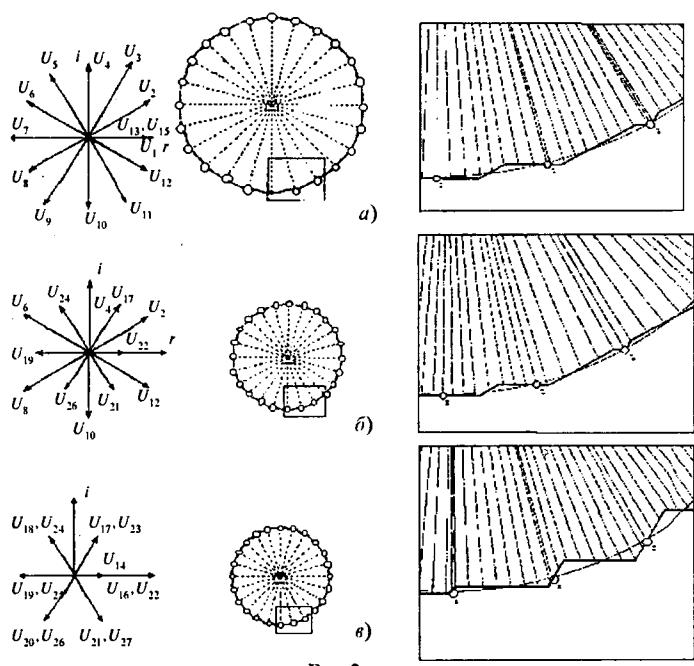


Рис.2.

занных алгоритмах удается уменьшить на одну треть при выборе одинаковой частоты несущего сигнала.

На рис.3 приведены зависимости коэффициента качества формируемого напряжения  $HD = f(K_d)$  для предложенных алгоритмов ШИМ (кривые 3,5,6) и известных алгоритмов синусоидальной ШИМ [1,5,6,7] для указанного отношения частоты несущего сигнала к частоте первой гармоники формируемого напряжения. Для первых двух алгоритмов коэффициенты  $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3, \beta$  рассчитываются по формулам в верхней строке таблицы для нечетных зон и в нижней строке таблицы для четных зон.

Как видно из рис.3, использование одного алгоритма ШИМ в системе АИН-АД не может обеспечить лучшее качество выходного напряжения во всем диапазоне изменения выходного напряжения инвертора. Существенное улучшение качества формируе-

мого напряжения на выходе инвертора может быть достигнуто применением различных алгоритмов ШИМ на различных поддиапазонах изменения амплитуды первой гармоники выходного напряжения АИН. Такой подход носит название "комбинированный алгоритм ШИМ". На рис.3 приведен результат применения этого комбинированного алгоритма ШИМ, где жирная линия представляет собой значение коэффициента  $HD$  при оптимальном сочетании разных алгоритмов для всего диапазона изменения  $K_d$ .

Создание силовых полупроводниковых преобразовательных устройств с микропроцессорным управлением является частью комплекса проблем разработки и освоения сложных технических систем с применением вычислительных методов и микроЭВМ. Повышение требований к качеству и быстродействию регулирования выходных координат преобразовательных установок в режимах стабилизации, программного и следящего управления привело к созданию новых, более совершенных полностью управляемых полупроводниковых приборов. Необходимость повышения качества входных энергетических показателей преобразователей с целью улучшения их электромагнитной совместимости с сетью и увеличения части мощности, которая преобразуется, привела к быстрому проникновению микропроцессорного управления в преобразовательную технику.

Применение традиционных структур авторегулирования на основе аналоговой схемотехники целесообразно только в ряде простых отдельных случаев, тогда как в перспективе реализация сложных законов управления будет решена лишь на уровне прямого цифрового управления.

В ряде случаев реализация закона ШИМ не возможна без выполнения сложных математических по вычислению длительностей последующих импульсов. Алгоритмы ШИМ, указанные в таблице, базируются на вычислении длительностей формируемых импульсов и интервалов согласно выражениям для  $\alpha_1$ ,

Алгоритмы ШИМ	$\alpha_1$	$\alpha_2$	$\alpha_3$	$\beta$
С использованием векторов напряжения	$M\Delta T \cos\left(\varphi - \frac{\pi}{6}\right)$	$\sqrt{3} M\Delta T \cos\left(\varphi + \frac{\pi}{3}\right)$	$0,5(\alpha_1 - \alpha_2)$	$0,5(\Delta T - \alpha_1)$
	$M\Delta T \cos\varphi$	$2 M\Delta T \cos\left(\varphi + \frac{\pi}{3}\right)$	$0,5(\alpha_1 - \alpha_2)$	$0,5(\Delta T - \alpha_1)$
С использованием векторов "Звезда"	$\frac{2}{\sqrt{3}} M\Delta T \cos\left(\varphi + \frac{\pi}{6}\right)$	$2 M\Delta T \cos\left(\varphi + \frac{\pi}{3}\right)$	$0,5(\alpha_1 - \alpha_2)$	$0,5(\Delta T - \alpha_1)$
	$\frac{2}{\sqrt{3}} M\Delta T \cos\left(\varphi + \frac{\pi}{6}\right)$	$\frac{2}{\sqrt{3}} M\Delta T \cos\left(\varphi + \frac{\pi}{3}\right)$	$0,5(\alpha_1 - \alpha_2)$	$0,5(\Delta T - \alpha_1)$
С использованием векторов "Полушестигранник"	$M\Delta T \cos\left(\varphi - \frac{\pi}{6}\right)$	$M\Delta T \cos\left(\varphi + \frac{\pi}{6}\right)$	$\frac{1}{2} M\Delta T \sin\varphi$	

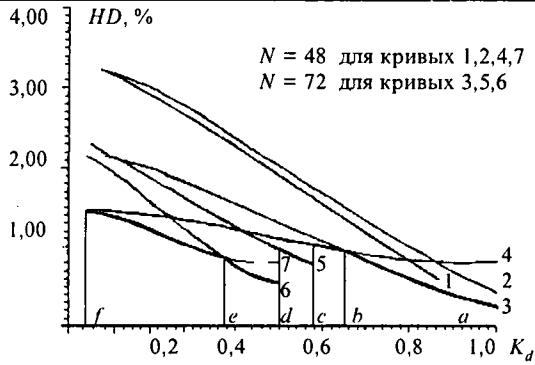


Рис.3.

$\alpha_2, \alpha_3, \beta$  [1—3] в зависимости от конкретного случая. Для реализации сложных систем управления, в том числе замкнутых, включающих в себя как входной и выходной преобразователи, так и исполнительное устройство (привод), а также с целью концентрации информационных потоков в системе целесообразным является создание микроконтроллеров, базирующихся на мощных специализированных процессорах цифровой обработки сигналов (ПЦОС, DSP — digital processor).

На рис.4 приведена структурная схема микроконтроллера, построенного на принципе обработки разнородной информации. В качестве центрального процессора применен ПЦОС типа TMS 320C31, производительность которого как по целочисленным операциям, так и по операциям с плавающей запятой допускает реализацию и обработку в реальном масштабе времени сложных математических выражений, описывающих процессы в электроприводе. Микропроцессор имеет возможность прямой адресации больших объемов памяти, что позволяет реализовывать многовариантные алгоритмы, задаваемые таблично.

Основным каналом поступления информации в микроконтроллер служат средства ввода цифровых и аналоговых сигналов. Для ввода аналоговой информации применен высокоскоростной 12-разрядный

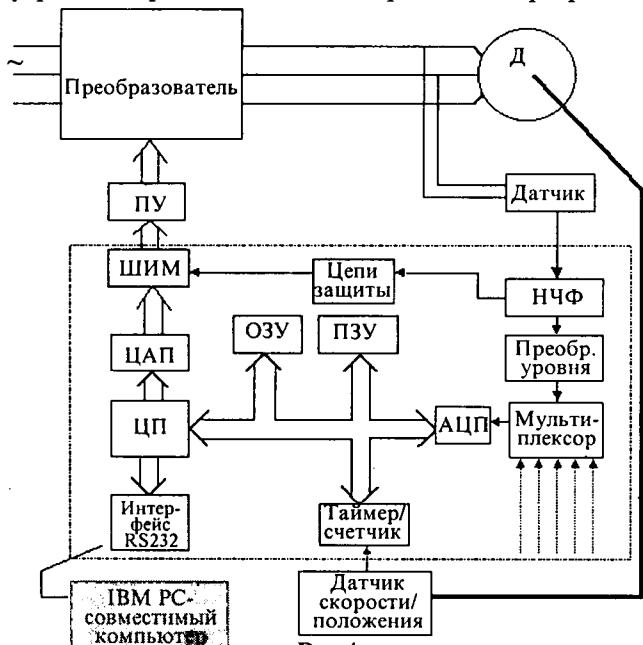


Рис.4.

АЦП с частотой преобразования 500 кГц. Аналоговый сигнал на вход АЦП поступает из контрольной точки в схеме через цепи детектирования, низкочастотный фильтр и аналоговый мультиплексор с цифровым управлением. Информация о скорости исполнительного механизма электропривода поступает с фотоэлектронного датчика через таймер/счетчик. Для дополнительной гарантии живучести и стойкости системы в нее введен аналоговый блок контроля превышения параметров.

В качестве выходных элементов микроконтроллера применены цифровые формирователи импульсов ШИМ (ЦФИ) и АЦП. Выходные сигналы ЦФИ по даются на схемы преобразователей уровня для управления различными видами силовых ключей.

Для задания рабочих программ режимов работы и законов регулирования, а также обеспечения связи с оператором системы микроконтроллер снабжен интерфейсом RS-232, посредством которого осуществляется подключение к ПЭВМ.

### Выводы

1. Структура системы управления определяется выбранным алгоритмом ШИМ.

2. Реализация некоторых алгоритмов ШИМ возможна только с применением микропроцессорной техники для выполнения необходимых алгебраических операций по расчету кодов длительностей формируемых импульсов.

3. Развитие микропроцессорной техники и однокристальных микропроцессоров позволило реализовать в системе управления инвертором расчет кодов длительностей импульсов в реальном масштабе времени.

4. Применение комбинированного алгоритма ШИМ позволяет улучшить качество формируемого напряжения на выходе АИН во всем диапазоне регулирования амплитуды первой гармоники напряжения при работе инвертора на конкретном поддиапазоне под управлением определенного алгоритма ШИМ, обеспечивающего наилучшее качество выходного напряжения.

### Список литературы

- Сенько В.И., Лебеденко С.А., Калиниченко А.П., Фан Куок Зунг. Алгоритмы широтно-импульсной модуляции выходного напряжения трехфазного мостового инвертора // Техническая электродинамика. 1993. №4. С. 26—23.
- Сенько В.И., Лебеденко С.А., Калиниченко А.П., Фан Куок Зунг, Фам Куанг Винь. Новый алгоритм широтно-импульсной модуляции выходного напряжения трехфазного автономного инвертора с нейтральной точкой // Техническая электродинамика. 1994. №1. С. 13—18.
- Сенько В.И., Сенько Е.В., Омер Абдуалла. Алгоритмы широтно-импульсной модуляции в инверторах с нейтральной точкой // 3rd International Scientific and Technical Conf. on Unconventional Electromechanical and Electrical Systems. Szczecin. 1997. Р. 679—682.
- Nabae A., Yakahashi I., Akagi H. A new neutral point clamped PWM inverter // IEEE Trans. Ind. Appl., Sept./Oct. 1981. Vol. IA-17. P. 518—523.
- Shekhawat S. and Dhyanchand J. Microprocessor-based sinusoidally sampled PWM technique for neutral point clamped PWM inverter // PESC'88 Record. April 1988. Vol. I. P. 50—58.

6. Salmon J. A reliable three-phase PWM strategy using a single-chip CPLD. / Conf. Ref. IEEE Ind. Appl. Sec. 23rd Annu. Meet. Pittsburgh. Oct. 2—7, 1988. P. 915—920.



Сенько Виталий Иванович — заведующий кафедрой теоретических основ электротехники Национального технического университета Украины "Киевский политехнический институт". Закончил электротехнический факультет КПИ в 1963 г., доктор технических наук, защитил диссертацию в Институте электродинамики НАН Украины в 1986 г., профессор, академик МАЭМ, член IEEE.

Сенько Евгений Витальевич — ассистент кафедры автоматизации энергосистем НТУУ "Киевский политехнический институт". Закончил факультет электротехники и автоматики КПИ в 1994 г. и факультет электронной техники КПИ в 1995 г., кандидат технических наук, защитил диссертацию в Институте электродинамики НАН Украины в 1997 г. Тема диссертационной работы «Повышение технико-экономических показателей частотно-регулируемых электроприводов».



## НАШИ ЮБИЛЯРЫ

### Виктор Тимофеевич Долбня

(к 75-летию)

27 сентября 1999 г. исполнится 75 лет доктору технических наук, профессору, заслуженному работнику высшей школы, почетному доктору Харьковского государственного политехнического университета Виктору Тимофеевичу Долбне.

В начале Великой Отечественной войны он со школьной скамьи, как и многие его сверстники, не получив аттестата зрелости, ушел на фронт. Участвуя в Сталинградской битве, в сражении на Орловско-Курской дуге, в завершающих боях в Восточной Пруссии, он неоднократно награждался боевыми орденами и медалями, среди которых орден "Отечественной войны" и медали "За отвагу" и "За боевые заслуги".

После демобилизации в 1947 г. В.Т.Долбня работает на заводе им. Малышева в должности бригадира-электромонтера и без отрыва от производства заканчивает в 1948 г. с золотой медалью школу рабочей молодежи. В этом же году поступает на вечернее отделение Харьковского электротехнического института. Успешно окончив его в 1955 г., как лучший студент-вечерник, он получает приглашение на дальнейшую учебу в аспирантуре при кафедре "Электрификация промышленных предприятий". В 1959 г. В.Т.Долбня защищает кандидатскую диссертацию на тему "Ионные преобразователи с несимметричным сеточным



управлением", которая являлась пионерской научной работой в данном направлении и поэтому тогда же была запрошена университетом г. Ильминау (Германия).

Особое значение имеют научные результаты, представленные в его докторской диссертации на тему "Исследование устройств преобразовательной техники топологическим методом", которая была защищена в институте Электродинамики НАН Украины в 1979 г. В этой работе впервые в мировой практике предложено использовать топологический метод для анализа переходных процессов в устройствах преобразовательной техники.

В последующие годы, углубляя исследования в области преобразовательной техники, проф. В.Т.Долбня выдвигает идею исследования переходных процессов, используя отображения на комплексную плоскость, которой также никто в мире не занимался. Результатом исследований стали широко известные монографии: "Топологические методы анализа

и синтеза электрических цепей и систем" (1984 г.) и "Исследование переходных процессов в преобразователях путем отображения на комплексную плоскость" (1988 г.).

С 1997 г. проф. В.Т.Долбня увлеченно разрабатывает идею применения цепных дробей для эквивалентизации передаточных функций и синтеза на этой основе упрощенных схем электромеханических систем.

В.Т.Долбня успешно сочетает научную и педагогическую деятельность с большой организационно-административной работой в вузе.

С 1960 г. он выполняет обязанности заместителя, а с 1961 г. декана вначале факультета автоматики и приборостроения, а затем — электромашиностроительного факультета. Он является одним из основателей кафедры "Промышленная электроника" в Харьковском государственном политехническом университете, которую возглавлял с 1972 г. по 1989 г.

В 1978-1989 гг. проф. В.Т.Долбня, работая проректором ХГПУ, оказывал большое влияние на непрерывное совершенствование учебно-методической работы и других сторон деятельности вуза. Им подготовлено два доктора технических наук и восемь кандидатов технических наук. Опубликовано более 140 научных работ в числе которых пять монографий, десять учебников и учебных пособий.

Виктор Тимофеевич Долбня имеет 18 боевых и трудовых правительственные наград. С 1967 по 1997 гг. проф. В.Т.Долбня является председателем (сопредседателем) специализированного совета по присуждению ученой степени кандидата технических наук в области электромеханики при Харьковском ГПУ. С 1983 г. он член одного, а с 1997 г. двух специализированных докторских советов при ИЭД (г.Киев) и ХГПУ. За годы работы в советах Виктор Тимофеевич поддержал своим на-

учным авторитетом более 610 молодых ученых, которые с благодарностью вспоминают о научных дискуссиях с этим исключительно доброжелательным человеком.

Высочайшая научная эрудиция, профессионализм, организаторские способности, чуткость и интеллигентность в общении с коллегами и учениками сыскали Виктору Тимофеевичу заслуженный авторитет и известность среди отечественных и зарубежных ученых, а также студенческой молодежи.

Сотрудники кафедры "Автома-

тизированные электромеханические системы", где начинал свою научную деятельность инженер В.Т.Долбня, гордятся тем, что с 1989 г. он является профессором данной кафедры и находится в полном расцвете своих творческих сил.

Желаем ему здоровья, счастья, дальнейших творческих успехов в научной и педагогической деятельности на благо мировой электротехники.

**Коллектив кафедры АЭМС,  
Президиум Ассоциации  
инженеров-электриков Украины**

## Владимир Борисович Клепиков

Инженерную и научную деятельность Владимир Борисович Клепиков начал в 1961г. после окончания кафедры электрификации промышленных предприятий (электропривода) электромашиностроительного факультета Харьковского политехнического института. Он был направлен на работу в лабораторию механических выпрямителей института, и его первые научные исследования связаны с разработкой быстродействующих регуляторов тока для подстанций Днепровского титаномагниевого завода.

В 1966 г. В.Б.Клепиков переходит на вновь созданную кафедру "Промышленная электроника" и в 1972 г. защищает кандидатскую диссертацию на тему "Генератор униполярных импульсов для электротрэзийной обработки".

В 1976 г. В.Б.Клепиков избирается на должность заведующего кафедрой электропривода, которая с 1992 г. носит название "Автоматизированные электромеханические системы". Именно здесь предметом его научных интересов становится проблема фрикционных автоколебаний в электроприводах машин и механизмов с нелинейным характером нагрузки типа "пара трения". В 1986 г. он публикует в журнале "Электротехническое" статью "О фрикционных ав-

токолебаниях в электроприводе, в которой указывает на специфику динамических режимов электроприводов, механическая характеристика которых имеет падающий участок.

В 1989 г. В.Б.Клепиков защищает докторскую диссертацию на тему "Динамика электромеханических систем отрицательным вязким трением", которая специализированным советом МЭИ квалифицируется как новый раздел теории электропривода.

Теоретические исследования профессора В.Б.Клепикова и его школы нашли место в прикладных разработках устройства устранения фрикционных автоколебаний в прокатных станах, подавления вибраций в тяжелых вальцевлифтовальных станках, в системах распознавания и устранения бук-

сования и юза колес рудничных электропоездов, в электроприводе сканирующего устройства с электромагнитной фрикционной муфтой для целей локации.

В.Б.Клепиков является инициатором развития на кафедре нового научного направления по использованию методов нейронных сетей и генетических алгоритмов для решения задач управления в электромеханических системах. С 1991 г. он председатель специализированного совета по защите кандидатских диссертаций, а с 1997 г. — докторских. Много сделано им по подготовке научных кадров. Под его руководством успешно защищено 14 кандидатских диссертаций, два докторанта завершают подготовку своих диссертаций. Им опубликованы две монографии и более 160 научных трудов. Неоднократно он достойно представлял отечественную электромеханику за рубежом на международных симпозиумах и конференциях в Германии, Италии, Венгрии, Польше и других странах.. В настоящее время ведет совместную исследовательскую работу по фрикционным автоколебаниям с Магдебургским университетом.

Исключительное значение имеют усилия, предпринимаемые В.Б.Клепиковым по сохранению и



укреплению научных связей между кафедрами электропривода Украины и СНГ. Он инициатор проведения, начиная с 1993 г. ежегодной научно-технической конференции "Проблемы автоматизированного электропривода. Теория и практика", неизменным председателем которой он является. Как заместитель учебно-методической комиссии Минобразования Украины по направлению "Электромеханика", он уделяет внимание совершенствованию

учебного процесса по специальности "Электромеханические системы автоматизации и электропривод".

В 1997 г. участниками учрежденной конференции В.Б.Клепиков единодушно был избран Президентом Украинской ассоциации инженеров-электриков с 15 региональными отделениями в ведущих промышленных центрах Украины.

Активная жизненная позиция Владимира Борисовича неоднократно отмечена Правительствен-

ными наградами, орденом "Дружбы народов". Он пользуется заслуженным авторитетом у электротехнической общественности страны и в среде студенческой молодежи.

От всей души поздравляем Владимира Борисовича с избранием Президентом Ассоциации инженеров-электриков Украины. Желаем новых творческих успехов, здоровья, счастья.

**Коллектив кафедры АЭМС  
Президиум Ассоциации  
инженеров-электриков Украины**

## Геннадий Григорьевич Пивняк

Геннадий Григорьевич Пивняк родился в 1940 г. В 1963 г. окончил электромеханический факультет Днепропетровского горного института (с 1997 г. — Национальная горная академия Украины), где и работает с 1963 г. (ассистентом, аспирантом, доцентом, старшим научным сотрудником, заведующим кафедры систем электроснабжения), с 1981 г. — профессором по учебной работе, с 1982 г. — ректором.

В 1967 г. Г.Г.Пивняк защитил кандидатскую, а в 1981 г. — докторскую диссертацию. В 1983 г. ему присвоено звание профессора, в 1990 г. звание "Заслуженный де-



ятель науки и техники Украины". В 1992 г. он избран членом-корреспондентом НАН Украины, а в 1998 г. — действительным членом-корреспондентом НАН Украины.

Г.Г.Пивняк — автор 13 моно-

графий, трех учебников, двух учебных пособий, 181 научной статьи и доклада, 52 авторских свидетельств и патентов. Его научная деятельность посвящена решению физико-технических проблем преобразования и регулирования параметров электромагнитной энергии, развитию современных электромагнитных систем передачи энергии на повышенной частоте для электротехнологий и транспорта, разработке научных основ создания новых технологий, оборудования и средств управления, обеспечивающих эффективность и безопасность горно-металлургического производства.

## Николай Гаврилович Попович

(к 70-летию)

Известному ученому в области автоматизированных электромеханических систем, лауреату Государственной премии Украины, заслуженному работнику высшей школы, доктору технических наук, профессору Николаю Гавриловичу Поповичу исполнилось 70 лет.

В 1944 г. Н.Г.Попович поступил на подготовительные курсы Киевского политехнического института. После окончания горного факультета КПИ в 1951 г. ра-



ботал в Караганде, затем учился в аспирантуре Института горного дела АН Украины, а с 1956 г. — снова в КПИ, на кафедре горной электромеханики.

Успешно защитив докторскую диссертацию по электромеханическим инвариантным системам автоматизации подъемных машин, в 1974 г. М.Г.Попович получил звание профессора. С 1975 г. он руководит кафедрой электропривода и автоматизации про-

мышленных установок. В 1975-1978 гг. работал деканом ЭЭФ, а с 1978 до 1988 гг. — деканом ЭТФ, вырастив плеяду молодых специалистов, которые и поныне с благодарностью вспоминают своего наставника.

Профессор М.Г.Попович - автор более 250 научных работ (среди них шесть монографий, девять учебников и учебных пособий, 59 авторских свидетельств). Он - руководитель научной школы по теории и практике исследования динамических режимов сложных многомассовых автоматизированных электромеханических систем с электроприводами переменного тока и систем автоматического

управления с повышенными показателями качества. Рабочие и специалисты из Донбасса, Иркутска, Ново-Волынского угольного бассейна еще долго будут пользоваться механизмами и оснащением, которые были созданы на основе научных разработок Николая Гавриловича Поповича.

Ученый подготовил весомую научную смену: три доктора и 28 кандидатов наук. Результаты его работы были отмечены званием "Заслуженный работник высшей школы", Государственной премией Украины и другими знаками отличия.

Профессор М.Г.Попович выполняет большую научно-методи-

ческую и организационную работу. На протяжении десяти лет руководил докторским советом в КПИ. Состоит членом советов по присуждению докторских и кандидатских степеней. Является председателем комиссии "Электромеханика" Минобразования Украины, соруководителем научного семинара при НАН Украины, членом редколлегий журнала "Техническая электродинамика" и сборника "Электромашиностроение и электрооборудование".

М.Г.Попович — академик АИИ Украины, действительный член Нью-Йоркской АН, член Всемирного сообщества инженеров электриков и электронщиков.

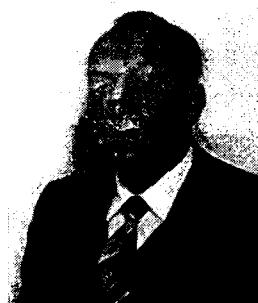
## Хенрик Туня

(к 50-летию научно-педагогической деятельности)

Известный ученый — основатель польской научной школы силовой электроники, заслуженный профессор, доктор технических наук Хенрик Туня родился 29 марта 1925 г.

Хенрик Туня закончил Силезский технический университет. В 1950 г. он получил ученую степень магистра наук в области электрических машин. С 1949 по 1951 гг. Х.Туня работал в проектно-конструкторском бюро по электрооборудованию металлургических заводов предприятия "РКОЗАМЕТ" в г.Гливице. С 1951 по 1956 гг. работал в конструкторском бюро по проектированию военно-промышленных заводов предприятия "ВЕПЕС" в г.Варшаве.

С 1956 по 1966 гг. Х.Туня работал в отделе промышленной электроники и электропривода института электротехники в Варшаве — Менджилесье. Ученую степень доктора (Ph D) получил в 1960 г. после защиты диссертации на тему: "Анализ и синтез электропривода с двигателем постоянного тока и тиристорным управлением", которая явилась первым в Польше научным исследованием в области силовой электроники.



Совмешающая производственную и научно-педагогическую деятельность, Х.Туня в 1956-1968 гг. работал ассистентом профессора на факультете электротехники Варшавского технического университета. В 1968 г. он зачислен в штат кафедры электропривода Варшавского университета технологии в качестве доцента и через 3 года выпустил первую монографию под названием "Электронные системы управления автоматизированным электроприводом". Эта книга послужила толчком для развития в Польше промышленной электроники и современного автоматизированного электропривода.

В 1970 г. был создан институт управления и промышленной электроники, в котором Х.Туня орга-

низовал и возглавил новую кафедру — промышленной электроники. В 1974 г. ему было присуждено ученое звание экстраординарного профессора. В период с 1974 по 1981 гг. он был деканом факультета электротехники Варшавского технического университета. В середине 70-х годов он создал новую специальность — "Силовая электроника", по которой была начата подготовка инженерных и научных кадров. В этот период им написан в соавторстве с профессором Б.Винярским учебник "Основы силовой электроники", который стал настольной книгой для инженеров и студентов старших курсов. В 1976 г. он назначен председателем учебно-методической секции электротехнического цикла в Министерстве высшего образования. В результате его активной деятельности открыты специальности по силовой электронике в политехнических институтах в городах Гливице, Гданьске и в Горно-металлургической академии в Кракове. В 1978 г. вышел в свет в соавторстве с профессором М.П.Казмерковским учебник "Основы автоматизированного электропривода", в котором впервые представлены си-

системы частотного управления двигателями переменного тока на основе пространственных векторов. Этот труд стал основой для написания последующих книг Х.Туния: "Автоматизированный электропривод с вентильными преобразователями" (1987 г.) и "Автоматическое управление вентильными электроприводами" ("Automatic Control of Converter-fed Drives" Warszawa — Amsterdam — London — New York—Токуо, 1994 г.). Звание ординарного профессора (наивысшего в Польше) Х.Туния получил в 1981 г. На следующий год вышла в свет монография "Системы силовой электроники,

расчеты, моделирование и проектирование" (1982 г.). Им получено 35 патентов опубликовано около 200 научных трудов, в том числе 19 монографий и учебников. Из последних публикаций Х.Туния необходимо отметить монографию "Преобразователи частоты" и учебник "Силовая электроника в вопросах и ответах".

Учитывая огромной опыт Х.Туния, его часто приглашают в качестве эксперта-консультанта в состав научно-технических советов различных предприятий. С 1993 г. он является председателем ученого совета по докторским диссертациям в Институте Элект-

ротехники в Варшаве.

Результатом признания его научного авторитета стало его избрание подряд на два срока членом Комитета по научным исследованиям Польши, членом Центральной комиссии по присуждению ученых званий и степеней.

Среди выпускников Х.Туния — 48 докторов, 4 профессора и более 150 дипломированных инженеров.

Профессор Х.Туния является действительным членом Международной академии электротехнических наук, членом Ассоциации инженеров силовой электроники.

### Издательство "Знак"

*приглашает авторов учебников, научных монографий, учебных пособий, научно-популярных книг к сотрудничеству.*

**Мы рассмотрим Ваши предложения по изданию книг на гонорарной основе.**

**Направляйте аннотации книг (одна страница) по адресу:**

**103012, Москва, Б.Черкасский пер., 2/10, Издательство "Знак".**

**Тел. 924-24-80.**

Редактор отдела О.В. Кунавина  
Научный редактор Л.А. Романова  
Литературный редактор А.М. Мескина

Издатель: ЗАО "Знак"  
103012, Москва, Б.Черкасский пер., 2/10

Сдано в набор 05.04.99. Подписано в печать 17.05.99. Формат 60×88 1/8

Бумага офсетная № 1. Печать офсетная. Печ. л. 8. Заказ 44

Макет выполнен и отпечатан в АООТ «Электропривод»  
107078, Москва, ул. Садовая Спасская, 1/2, к. 3

**Бухгалтерский баланс  
АООТ "Электропривод" ЗА 1998 год**

тыс. руб.

Актив	На начало 1998 года	На конец 1998 года	Пассив	На начало 1998 года	На конец 1998 года
I. Внеборотные активы	10741	10614	IV. Капитал	9060	9789
II. Оборотные активы	11038	11244	V. Долгосрочные пассивы	—	—
III. Убытки	—	—	VI. Краткосрочные пассивы	12719	12069
Баланс	21779	21859	Баланс	21779	21858

**Аудиторское заключение  
фирмы "Финэкоцентр" № 18 от 10.03.99 г.  
(лицензия Минфина РФ № 011195 от 27.08.97 г.)**

"... Бухгалтерский учет и отчетность АООТ "Электропривод" за 1998 год соответствует действующим в проверочном периоде законодательным и нормативным актам, регулирующим бухгалтерский учет и отчетность в РФ — Закону РФ "О бухгалтерском учете от 21.11.96 г. № 129 — ФЗ; "Положению о бухгалтерском учете и отчетности в РФ, утвержденному Приказом Минфина РФ от 26.12.94 г. № 170 с изменениями, " Положению по бухучету "Бухгалтерская отчетность организации" (ПБУ 4/96), утвержденному приказом Минфина РФ от 08.02.96 г. № 10 и др., и в существенных аспектах достоверно отражает финансовое положение предприятия и результаты его финансово-хозяйственной деятельности в 1998 году ..."

Юридический адрес АООТ "Электропривод": 107078, г. Москва, Садовая Спасская улица, дом 1/2, кор. 2.

Тел. 208-21-60  
Факс 208-26-23



ЗАПОРОЖСКАЯ  
ТОРГОВО-ПРОМЫШЛЕННАЯ ПАЛАТА  
ZAPOROZHYE  
CHAMBER OF COMMERCE AND INDUSTRY

330000 г. Запорожье, пр. Ленина, 162, телефон: (0612) 390416, 135167 факс: (0612) 331172, 135026  
расчетный счет 2600630011648 в Облдирекции УСБ МФО 313010, ОКПО 02944840, e-mail:expo@cci.zp.ua

Уважаемые господа!

Приглашаем Вас принять участие в 3-й межрегиональной выставке

**"МАШИНОСТРОЕНИЕ'99"**

Сроки проведения 18—20.08.1999 года  
Место проведения г. Запорожье, ДС "Юность",  
ул. Победы, 66  
Организаторы Министерство промышленной  
политики Украины  
Запорожская облгосадминистрация  
Запорожский горисполком  
Запорожская торгово-  
промышленная палата

**"МЕТАЛЛУРГИЯ'99"**

18—20.08.1999 года  
г. Запорожье, ДС "Юность",  
ул. Победы, 66  
Запорожская торгово-промышленная  
палата при поддержке  
Министерства промышленной  
политики Украины  
Запорожской облгосадминистрации  
Запорожского горисполкома

Разделы выставки

- Технологическое оборудование;
- Новые технологии и  
технологические материалы;
- Продукция тяжелого  
машиностроения;
- Автотранспортная техника;
- Подшипники;
- Станкостроение;
- Электротехническая  
продукция и приборы;
- Промышленная электроника;
- Радиоэлектроника и  
вычислительная техника;
- Товары народного потребления;
- Инновационные проекты;
- Техническая литература.

- Технологическое, производственное  
и лабораторное оборудование.
- Средства измерения и приборы.
- Технологии. Сырье и материалы.  
Продукция.
- Товары народного потребления.
- Промышленная электроника,,  
радиоэлектроника, вычислительная  
техника и программное обеспечение  
производства.
- Инновационные и инсталляционные  
проекты.
- Проекты организации экологически  
чистого производства.
- Промышленная санитария и охрана  
труда. Спецодежда и спецобувь.
- Средства упаковки, погрузки и  
транспортировки готовой продукции.
- Складское хозяйство. Транспортные,  
банковские и страховые услуги.
- Техническая литература.

**Заявка на участие должна быть заполнена не позднее 10.08.1999 г.**

Справки по телефонам: (0612) 13-50-26, 13-51-67. Телефакс: (0612) 13-50-26. e-mail:expo@cci.zp.ua