

МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ
ФЕДЕРАЛЬНОЕ АГЕНТСТВО ПО ОБРАЗОВАНИЮ

ИЗВЕСТИЯ ВЫСШИХ УЧЕБНЫХ ЗАВЕДЕНИЙ

ПРИБОРОСТРОЕНИЕ

ИЗДАНИЕ ГОСУДАРСТВЕННОГО ОБРАЗОВАТЕЛЬНОГО УЧРЕЖДЕНИЯ
ВЫСШЕГО ПРОФЕССИОНАЛЬНОГО ОБРАЗОВАНИЯ
«САНКТ-ПЕТЕРБУРГСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ
ИНФОРМАЦИОННЫХ ТЕХНОЛОГИЙ, МЕХАНИКИ И ОПТИКИ»

Журнал издаётся с января 1958 г.

ТОМ 51

ИЮНЬ 2008

№ 6

ТЕМАТИЧЕСКИЙ ВЫПУСК

ВЕНТИЛЬНЫЙ ЭЛЕКТРОПРИВОД ПРЕЦИЗИОННЫХ СИСТЕМ НАВЕДЕНИЯ

Под редакцией

доктора технических наук, профессора В. Н. Васильева

СОДЕРЖАНИЕ

ПРЕДИСЛОВИЕ	3
ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИЕ И ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ	
Васильев В. Н., Томасов В. С., Шаргородский В. Д., Садовников М. А. Состояние и перспективы развития прецизионных электроприводов комплексов высокоточных наблюдений	5
Синицын В. А., Томасов В. С. Энергоподсистемы следящих электроприводов измерительных телескопов	12
Толмачев В. А., Демидова Г. Л. Математические модели и динамические характеристики электромеханических преобразователей с ограниченным углом поворота	18
Бизяев А. А., Лихоманов А. М., Розов А. Ю., Дмитриев Б. Ф. Синтез широтно-импульсного преобразователя напряжения с разветвленной нагрузкой	24
Овчинников И. Е. Оптимальный угол опережения вентильных электрических двигателей с активным ротором	30
Исупов А. Н., Исупов К. С., Храмов С. Н. Определение амплитудно-частотных характеристик азимутального опорно-поворотного устройства крупногабаритного наземного телескопа	38
ЭЛЕМЕНТЫ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ	
Денисов К. М., Жданов И. Н. Оптимизация каналов скорости и положения прецизионных следящих электроприводов	45
Садовников М. А. Измерение скорости движения силового электропривода с помощью оптических датчиков угла	52
Гурьянов А. В., Жданов И. Н., Ильина А. Г., Усольцев А. А. Коррекция рассогласования осей датчика положения и синхронного двигателя	57
СИНТЕЗ И МОДЕЛИРОВАНИЕ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ	
Ильина А. Г., Лукичѳв Д. В., Усольцев А. А. Оптимальное управление движением при позиционировании и его моделирование в среде MathLab/Simulink	63
Толмачев В. А. Синтез следящего электропривода оси опорно-поворотного устройства	68
РЕФЕРАТЫ	73

THEMATIC ISSUE

BRUSHLESS DC-MOTOR DRIVE IN PRECISION POSITION CONTROL SYSTEMS

By Edition of V. N. Vasiliev, Doctor of Technical Science, Professor

CONTENTS

INTRODUCTION	3
ELECTROMECHANICAL AND SEMICONDUCTOR CONVERTERS	
Vasiliev V. N., Tomasov V. S., Shargorodsky V. D., Sadovnikov M. A. Precision Electric Drive Systems Used in High Accuracy Complexes of Watching for Space Objects, Current Statement and Development Prospects.	5
Sinitsin V. A., Tomasov V. S. Power Subsystems of Tracking Electric Drives Used in Measurement Telescopes.....	12
Tolmachev V. A., Demidova G. L. Mathematical Models and Dynamic Characteristics of a Turning Angle Limited Electromechanical Converter.....	18
Bisiaev A. A., Lihomanov A. M., Rozov A. Yu., Dmitriev B. F. The Width-Pulse Voltage Converter for Ramified Load Synthesis.....	24
Ovchinnikov I. E. Optimal Leading Angle for Brushless DC-Motors with Active Rotor.....	30
Isupov A. N., Isupov K. S., Hramov S. N. The Alt-Azimuth Turret Bearings Mechanism Amplitude-Frequency Characteristic of Large Earth-based Telescope Determination.....	38
CONTROL SYSTEMS ELEMENTS	
Denisov K.M., Zhdanov I.N. The Velocity Speed Channel and Angle Channel in Precision Electric Drives Optimization.....	45
Sadovnikov M. A. Measurement of Power Electric Drive Velocity with Optical Angle Transducer.....	52
Gurianov A. V., Zhdanov I. N., Ilina A. G., Usoltsev A. A. Correction of Angle Transmitter and Synchronous Motor Axes Mismatch	57
CONTROL SYSTEMS SYNTHESIS AND MODELLING	
Ilina A. G., Lukichev D. V., Usoltsev A. A. Optimal Motion Regulating in Case of Position Controlling and Its Modeling under Matlab/Simulink Environment	63
Tolmachev V. A. Synthesis of Tracking Electric Drive Used for the Axis of Turret Bearing Mechanism.....	68
ABSTRACTS	73

Editor-in-Chief L. F. Porfiriev

ПРЕДИСЛОВИЕ

Настоящий тематический выпуск журнала подготовлен по результатам научно-исследовательских и опытно-конструкторских работ по исследованию, изготовлению и поставке прецизионных электроприводов систем наведения телескопов траекторных измерений на объекты Российского космического агентства.

Разработка современных методов анализа и синтеза прецизионных электроприводов на основе достижений силовой электроники, систем автоматического регулирования и информационных технологий является серьезной научно-технической задачей.

В статьях настоящего сборника, выполненных учеными кафедры электротехники и прецизионных электромеханических систем СПбГУ ИТМО и специалистами НТЦ „Восход“ (Ижевск) и НИИ Прецизионного приборостроения (Москва), рассматриваются различные аспекты поставленной задачи.

Научная новизна помещенных в сборник работ состоит в развитии теории расчета и проектирования систем управления с импульсными полупроводниковыми преобразователями применительно к прецизионным электроприводам постоянного и переменного тока. Особую ценность материалам этого сборника придает тот факт, что сделана попытка системного подхода к проектированию прецизионных многофункциональных оптико-механических измерительных комплексов, при котором разработка электросиловых приводов ведется с целью не только обеспечить высокую точность сопровождения объектов, но и компенсировать возможные несовершенства механических узлов опорно-поворотного устройства телескопа.

Надеемся, что статьи тематического выпуска представляют интерес для специалистов, занимающихся проектированием электроприводов с высокоэффективными полупроводниковыми преобразователями в контурах регулирования и цифровыми системами управления, и будут им полезны.

*Ректор Санкт-Петербургского государственного университета
информационных технологий, механики и оптики
доктор технических наук, профессор В. Н. ВАСИЛЬЕВ*

INTRODUCTION

Present release of the journal was prepared with the results of research and development works dedicated to investigation and engineering development of precision electric drives used in setting on systems of trajectory measurement telescopes manufactured by Russian Space Agency.

When designing precision electric drives based on current achievements in such fields as power electronic, theory of automatic-control systems and information technologies the main science and technologic problem which take place is a developing of advanced analysis and synthesis methods for these systems. Current volume contains some issues devoted to different aspects of the problem executed by the IFMO scientists and the Science-Technology Center „Voskhod“ (Izhevsk) and the IPIE (Scientific Research Institute of Semiconductor Devices, Moscow) experts.

The science advent of the represented issues consists not only of computation and designing methods of automatic-control systems including impulse semiconductor power amplifiers development but also of wide usage of information technologies directly in electric drives control systems as well as in all telescopes of the same organization on the whole.

The current volumes papers can be considered as special valuable ones as a result of some attempts to implement systems approach to precision multi-functional mechanical-optics measurement complexes' design. Furthermore, design and development of electric drives, turret bearings mechanisms, and optical equipment was executed with such targets as high accuracy of setting on and objects tracking and also as compensation of possible disadvantages in mechanical units of telescopes turret bearings mechanisms.

Authors hope the represented issues can be interested and useful for the experts work with design of electric drives based on loops with efficient semiconductor converters and digital control system.

*President of the Saint-Petersburg State University
of Information Technologies, Mechanics and Optics,
Doctor of Technical Science, Professor V. N. VASILIEV*

ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИЕ И ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

УДК 62.83:621.3

В. Н. ВАСИЛЬЕВ, В. С. ТОМАСОВ

*Санкт-Петербургский государственный университет
информационных технологий, механики и оптики*

В. Д. ШАРГОРОДСКИЙ, М. А. САДОВНИКОВ

НИИ Прецизионного приборостроения, Москва

СОСТОЯНИЕ И ПЕРСПЕКТИВЫ РАЗВИТИЯ ПРЕЦИЗИОННЫХ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ КОМПЛЕКСОВ ВЫСОКОТОЧНЫХ НАБЛЮДЕНИЙ

Рассматриваются состояние и перспективы использования современных информационных технологий при проектировании, исследовании и эксплуатации прецизионных электроприводов комплексов высокоточных наблюдений за космическими объектами.

Разработками прецизионных электроприводов на базе высокоэффективных полупроводниковых статических преобразователей для оптических телескопов и лидарных станций обнаружения и сопровождения космических объектов (КО) в ЛИТМО начали заниматься еще в 1980-х гг. По заказам НПО „Астрофизика“, на тот момент ведущей организации в СССР в этом направлении работ, на кафедре электротехники под руководством профессора, Заслуженного деятеля науки и техники СССР Татьяны Анатольевны Глазенко были разработаны и поставлены на Кавказ (станция Зеленчукская) следящие безредукторные электроприводы для первой в СССР лидарной станции. Эта станция являлась неким полигоном для отработки технических решений и задач, возникавших при проектировании и строительстве в тех же местах самого мощного в СССР наземного оптико-лазерного центра (НОЛЦ).

Когда в 1995 г. Российское авиационно-космическое агентство (РАКА) поручило НИИ Прецизионного приборостроения (НИИ ПП) ввести в эксплуатацию наземную оптико-лазерную станцию (НОЛС) „Сажень-411-01“ в Подмоскowie, специалисты этой организации предложили кафедре электротехники и прецизионных электромеханических систем СПбГУ ИТМО выполнить работы по модернизации электроприводов. Подлежащие модернизации электроприводы были спроектированы на базе транзисторных широтно-импульсных преобразователей с реализацией внутренних контуров регулирования тока и скорости на аналоговой элементной базе, разработанных и изготовленных в 1970-х гг. специалистами НИИ Электромеханики (Ленинград) в содружестве с ЛИТМО [1, 2]. Внешний контур регулирования угла проектировался специалистами НИИ ПП самостоятельно на базе первичного датчика типа „вращающийся трансформатор“ 2ВТ-5 с последующим преобразованием угла в 21-разрядный

цифровой код. При дальнейшей модернизации этого центра в 2004—2005 гг. нами уже была реализована цифровая система регулирования координатами электроприводов азимута и угла места на основе классической системы подчиненного регулирования с управлением от ЭВМ верхнего уровня [3—5]. Затем последовали работы по модернизации аналогичного телескопа траекторных измерений „Сажень-411-02“ Алтайского оптико-лазерного центра НИИ ПП [6]. Следует отметить, что уже в те годы приводы телескопов НОЛС были созданы на базе моментных бескорпусных двигателей и тахогенераторов постоянного тока, спроектированных и изготовленных специалистами Львовского политехнического университета, это позволило исключить из кинематических передач опорно-поворотных устройств (ОПУ) телескопов силовые редукторы.

Неравномерность хода, ограниченная жесткость и люфт редуктора, повышенный износ деталей приводят к потере точности и уменьшению срока службы, ограничивают возможности увеличения быстродействия устройства [1, 2, 4, 5]. Использование прецизионных тахогенераторов на осях ОПУ с высокой крутизной выходной характеристики позволило получить приемлемые уровни сигналов обратной связи по скорости и обеспечить скорость движения следящих осей телескопа в несколько угловых секунд за секунду.

Наши организации (СПбГУ ИТМО и НИИ ПП) в 2007 г. провели также модернизацию телескопов с редукторными электроприводами для НОЛС в Комсомольске-на-Амуре (АЗТ-28) и на Кавказе (К-95М). Опыт, полученный при модернизации редукторных электроприводов, подтвердил необходимость применения в высокоточных оптико-механических комплексах бескорпусных, встраиваемых в узлы ОПУ, электромеханических агрегатов и датчиков обратных связей регулируемых координат. В то же время нельзя не отметить некоторые положительные моменты, характерные для редукторных электроприводов: отсутствие аварийных режимов (опрокидывание осей телескопа) при сбое в системе питания электродвигателя; меньшие моменты инерции нагрузки, приведенные к валу исполнительных двигателей; возможность избежать автоколебаний оптической оси телескопа на КО при отключенной системе наведения [4].

В 1990-х гг. началась совместная работа по созданию принципиально новых малогабаритных многопараметрических комплексов высокоточных наблюдений нового поколения „Сажень-ТМ“, предназначенных для проведения траекторных и сигнальных измерений КО [7]. Разработанные двухкоординатные комплексы обеспечивают движение следящей азимутальной оси в диапазоне углов от -270 до $+270$ градусов с угловыми скоростями и ускорениями в диапазонах соответственно от $1''/с$ до 30 град/с и от 0 до 300 град/с² и позиционирование с точностью до единиц угловых секунд. Параметры движения угломестной оси отличаются лишь уменьшенным диапазоном рабочих углов (от 0 до 90 град). Следует отметить, что прецизионное позиционирование в этих комплексах осуществляется при высоких значениях статического и ветрового моментов сопротивления нагрузки на обеих осях ОПУ. В настоящее время комплексами высокоточных наблюдений „Сажень-ТМ“ оснащены соответствующие службы космодромов Байконур, Плесецк и станция оптических наблюдений в районе поселка Архыз (Карачаево-Черкессия).

В 2008 г. наши организации приступили к проектированию новых информационных оптико-электронных комплексов, оси телескопов которых наводятся и длительное время могут удерживаться на объектах наблюдения с суммарной погрешностью не более одной угловой секунды. Основные функциональные характеристики таких комплексов в значительной степени определяются реальной точностью слежения за наблюдаемыми объектами. В решении подобных задач важную роль играет конструктивное исполнение всех элементов измерительного телескопа и его опорно-поворотного устройства, представляемое в процессе моделирования и проектирования электроприводов, как правило, двухмассовым механизмом. Угловая частота резонанса этого механизма, вызванная крутильными деформациями [8], в конечном итоге определяет полосу пропускания частот контуров регулирования системы

управления и, как следствие, ее быстродействие. Для разрабатываемых систем полоса пропускания частот внешнего контура регулирования положения составляет десятые доли и единицы герц в зависимости от конструкции ОПУ того или иного телескопа.

В этих условиях именно на цифровой следящий электропривод возлагается задача компенсировать все возможные несовершенства конструкции механических узлов телескопа, его кабельного перехода и обеспечить заданную точность при относительно невысоком быстродействии системы, определяемом низкой резонансной частотой осей ОПУ. Стремление к уменьшению сроков проектирования, повышению точности, увеличению быстродействия, а также широкое использование современных элементов и устройств силовой электроники и вычислительной техники, совершенно очевидно, требует комплексного подхода к проектированию, исследованию и реализации комплексов высокоточных наблюдений [2, 5]. При этом силовые приводы измерительных телескопов комплексов необходимо проектировать с учетом дискретности протекания электромагнитных и электромеханических процессов, нелинейности, упругих связей, сил трения, а также возмущающих воздействий со стороны подшипников и кабельного перехода, значительно осложняющих процессы управления. Комплексный подход сегодня невозможно реализовать без активного использования информационных технологий на всех этапах проектирования, исследования и эксплуатации современных систем прецизионного электропривода комплексов высокоточных наблюдений.

Следует отметить, что информационные технологии достаточно широко использовались нами и при проектировании и эксплуатации ранее разработанных комплексов. Это в первую очередь относится к реализации во всех предыдущих изделиях полностью цифровых систем наведения, управляемых от компьютера верхнего уровня. Первичным вычислительным устройством всех разработанных и проектируемых комплексов всегда является управляющий компьютер. Для реализации собственно цифровых алгоритмов регулирования координат электропривода, сопряжения с датчиками и цифровой обработки их сигналов, обеспечения коммуникации по скоростному каналу связи с управляющим компьютером и датчиком положения используется встраиваемый в систему управления программируемый контроллер. Кроме вышеперечисленных функций он обеспечивает формирование набора широтно-модулированных сигналов для управления силовыми ключами преобразователя, реализацию функций защиты и диагностики, а также аварийного торможения и отключения привода. Исходя из требований обеспечения в режимах слежения и удержания на объекте с точностью до долей угловых секунд стандартным является использование микроконтроллеров с разрядностью не менее 32. В свою очередь, динамические характеристики систем определяются, как было отмечено выше, полосами пропускания контуров регулирования в диапазоне от единиц до десятков герц. Все это требует реализации систем управления в реальном масштабе времени с частотой дискретизации порядка десятков килогерц и вычислительной способностью микропроцессоров на уровне 50—150 млн инструкций в секунду.

Цифровое устройство управления прецизионным комплексом слежения представляет собой трехконтурную систему подчиненного регулирования [3, 4]. Внешний, средний и внутренний контуры являются контурами регулирования положения, скорости и тока в обмотках двигателя соответственно. Для замыкания каждого из контуров необходимо наличие соответствующих датчиков обратных связей, в данном случае — датчиков положения, скорости и ускорения, тока в обмотках фаз двигателя. Общепринятым интерфейсом для аналоговых датчиков является аналого-цифровой преобразователь (АЦП). Современные системы управления должны обладать 6—10 каналами 12—16-разрядного АЦП с временем преобразования 50—200 мкс на канал. В случае управления многофазными двигателями желательным является возможность синхронного стробирования входных сигналов АЦП.

В качестве датчиков положения в разрабатывавшихся ранее системах наведения использовались синусно-косинусные вращающиеся трансформаторы (СКВТ), обладающие

большой надежностью и устойчивостью к климатическим и механическим воздействиям. К сожалению, современные микроконтроллеры не имеют встроенных интерфейсов с СКВТ. Нами использовались специальные модули аналого-цифровой обработки сигналов СКВТ, которые связаны с микропроцессором при помощи одного из стандартных интерфейсов. При использовании двухотсчетной структуры с двумя СКВТ — грубого и точного отсчетов — разрешающая способность такого цифро-аналогового преобразователя угла поворота датчика в цифровой код повышалась до 21—22 разрядов, что позволяло обеспечивать погрешность измерения угла поворота порядка угловой секунды, а среднеквадратичную ошибку (СКО) наведения комплекса в целом — на уровне нескольких угловых секунд.

Для проектируемых и разрабатываемых в настоящее время высокоточных комплексов такие значения СКО неприемлемы, поэтому было решено использовать в этих системах оптические энкодеры с разрешающей способностью 0,05". Существенным недостатком энкодеров является относительный характер их показаний, в то время как СКВТ является абсолютным датчиком положения. В то же время для обработки сигналов энкодеров многие современные микроконтроллеры имеют специальные встроенные периферийные устройства. Обязательным требованием к ним, в данном случае, является возможность обеспечения 32-разрядного выходного кода положения.

В качестве усилителя мощности для управления двигателями в наших системах используются высокоэффективные импульсные преобразователи с широтно-импульсной модуляцией [2, 5]. Для управления подобными преобразователями микроконтроллер должен содержать многоканальный широтно-импульсный модулятор, обеспечивающий формирование от 4 до 12 синхронизированных импульсных сигналов с частотой 10—40 КГц с возможностью формирования одного или нескольких запросов прерывания микропроцессора на каждом периоде сигнала. Это необходимо для синхронизации вычислений управляющего алгоритма с сигналами управления силовым преобразователем.

Функции компьютера верхнего уровня заключаются также в задании траектории движения, сохранении данных наблюдения, корректировке текущих режимов работы и т.д. Для взаимодействия с компьютером управляющий контроллер должен обладать высокоскоростным каналом связи [9, 10]. На сегодняшний день в качестве такого канала связи используется один из стандартных последовательных интерфейсов. Особенностью такого интерфейса в описываемых системах является возможность его функционирования внутри замкнутого контура регулирования, работающего в реальном масштабе времени. Это вызывает необходимость обеспечения заданного времени доставки информации в одном канале связи. Большинство распространенных последовательных интерфейсов не обеспечивает этой возможности при сохранении достоверности передаваемой информации. С этой точки зрения наиболее предпочтительным является использование интерфейса CAN, который изначально предназначен для подобных целей. Он обеспечивает пропускную способность канала связи до 1 Мб/с, что достаточно в большинстве случаев.

В конечном итоге управляющий контроллер, использующийся в современной системе управления электроприводом системы слежения, должен обладать необходимыми разрядностью и быстродействием и содержать перечисленный набор устройств ввода—вывода для организации интерфейса с другими блоками системы управления. На сегодняшний день целый ряд ведущих фирм-производителей микропроцессорной техники выпускает семейства специализированных микроконтроллеров для управления электромеханическими преобразователями энергии. Из всего спектра выпускающихся подобных изделий перечисленным требованиям удовлетворяют микроконтроллеры TMS320F2000 фирмы Texas Instruments, 56800 фирмы Freescale Semiconductor, TC116x фирмы Infineon Technologies. Эти семейства микроконтроллеров обладают высокопроизводительными 32-разрядными вычислительными уст-

ройствами, многоканальными ШИМ-генераторами и АЦП, различными последовательными интерфейсами, в том числе и CAN.

Еще одной сферой применения средств информационных технологий в комплексах высокоточных наблюдений является внедрение средств беспроводной связи, что позволит минимизировать количество кабелей внутри ОПУ телескопа. Необходимость в большом числе кабелей, проложенных внутри ОПУ, вызвана тем, что исполнительные двигатели, большинство датчиков, концевые и путевые концевые переключатели, различные электронно-оптические приборы установлены непосредственно на ОПУ. И независимо от схемы организации кабельного перехода при вращении осей телескопа возникают значительные нестационарные возмущающие воздействия на систему прецизионных электроприводов. Поэтому с целью уменьшения числа кабелей целесообразно использовать беспроводные высокоскоростные интерфейсы, такие как Bluetooth и Wi-Fi. Эти интерфейсы используют нелицензируемый диапазон частот 2,4 ГГц и обеспечивают пропускную способность канала связи до десятков Мб/с. Для реализации подобных интерфейсов фирмами Philips, National Semiconductor и др. выпускаются специальные гибридные модули типа BGB2XX, LMX983x.

Современные структуры прецизионных систем управления зачастую предполагают большое количество вычислительных операций, которые необходимо выполнять в масштабе реального времени, что, в свою очередь, требует очень высокой вычислительной производительности от управляющих вычислительных устройств. Главным сдерживающим фактором в подобных системах является скалярная архитектура подавляющего большинства современных микропроцессоров. Это не позволяет распараллелить вычисления в различных ветвях структуры системы управления. В этом смысле представляется очень перспективным использование для организации вычислительного устройства программируемых логических матриц. Они позволяют применять различные специализированные вычислительные устройства с необходимыми связями между ними на одном кристалле. Это дает возможность без увеличения общей сложности и себестоимости системы организовать несколько вычислительных устройств, работающих параллельно, что в конечном итоге приводит к повышению вычислительной производительности системы. На сегодняшний день фирмы Altera, Xilinx и др. выпускают программируемые логические матрицы таких семейств, как Cyclone, Virtex, объемом до 300 000 логических элементов, позволяющих создавать сложные блоки обработки сигналов и интерфейсов.

Цифровые системы прецизионных электроприводов комплексов высокоточных наблюдений „Сажень-ТМ“, „Сажень-411-01“, „Сажень-411-02“, „Сажень-ТОС“ строились на базе специализированных быстродействующих микроконтроллеров ADMC-300 фирмы Analog Devices.

Для решения задачи формирования сигналов управления, измерения и регистрации текущих координат электроприводов указанных комплексов, а также для отладки управляющих программ в СПбГУ ИТМО был создан программно-аппаратный комплекс, включающий программы ЭНСТОД и Power DSP Debugger [11]. Комплекс позволяет:

- создавать и отлаживать в интерактивном режиме программное обеспечение, реализующее различные алгоритмы управления;
- осуществлять сбор и компьютерную визуализацию данных эксперимента;
- организовывать виртуальные пульты управления электроприводом.

Комплекс состоит из аппаратной и программной частей, реализующих указанные функции. Аппаратная часть состоит из компьютера и измерительно-управляющего контроллера.

Измерительно-управляющий контроллер реализует вычислительные алгоритмы, формирует сигналы управления силовыми ключами преобразователей и элементами автоматики, осуществляет сбор, преобразование и передачу в компьютер сигналов с датчиков обратных связей, несущих информацию о текущем состоянии системы. Контроллер позволяет реализовывать

в реальном масштабе времени сложные современные алгоритмы управления. Компьютер предназначен для ввода и редактирования программы функционирования управляющего контроллера, интерактивной отладки программы в различных режимах, задания режимов работы электропривода, визуализации и обработки результатов экспериментов.

Программа ЭНСТОД обеспечивает формирование управляющих воздействий на систему электроприводов, визуализацию и регистрацию регулируемых координат.

Программа Power DSP Debugger обеспечивает визуализацию на экране компьютера с использованием оконного интерфейса всех внутренних ресурсов измерительно-управляющего контроллера, загрузку в контроллер программы функционирования и ее отладку в пошаговом режиме или в режиме реального времени. Отлаживаемая программа, загруженная в контроллер, отображается на экране компьютера в виде последовательности команд или машинных кодов. Каждая команда программы может быть отредактирована в любом из видов представления непосредственно в памяти контроллера. Данные, хранящиеся в памяти контроллера, могут быть отображены на экране компьютера в виде кодов или графически. После загрузки отлаживаемой программы в память контроллера каждая ее команда, отдельный участок или вся программа целиком могут быть выполнены с оперативным отображением результатов функционирования. После отладки результаты могут быть сохранены в отдельных файлах для дальнейшего анализа. Встроенный текстовый редактор позволяет создавать отлаживаемые программы непосредственно в используемой среде.

Повышение требований к динамическим показателям прецизионных электроприводов комплексов нового поколения обусловило перевод систем управления на семейство специализированных быстродействующих микроконтроллеров фирмы Texas Instruments. Для отладки программ под эти контроллеры используется фирменная среда Composer Studio.

Важной задачей проводимых в настоящее время исследований является полная автоматизация процессов настройки электроприводов с требуемой точностью. Настройка производится как во время сборки и монтажа телескопа на стенде предприятия, так и на полигоне в условиях, случайно изменившихся вследствие транспортировки и новой сборки ОПУ параметров системы в целом. К таким параметрам относятся люфты и зазоры, смещение центров масс нагрузок ОПУ, моменты инерции навесного оборудования, электрические параметры двигателя и др. Решение этой задачи возможно с использованием процедуры идентификации параметров подсистемы „двигатель—ось ОПУ“ на основе современных информационных технологий. Суть процедуры идентификации в рамках поставленной нами задачи сводится к получению реальных, определенных в результате эксперимента на готовой к работе установке, параметров электрического двигателя, его нагрузки с учетом упругих связей, например частот механических резонансов, моментов инерции. Параметры регуляторов контуров токов, скорости и положения определяются последовательно для каждого контура с параллельным моделированием и проверкой на строгое соответствие установленным требованиям к качеству переходных процессов.

Сама процедура идентификации в связи с чрезвычайно сложным математическим аппаратом проводится с помощью программы MathLab/System Identification Toolbox [12, 13], специально разработанной для указанных целей. Программа позволяет по переходным процессам в исследуемой системе, при ее реакции на некоторый набор стандартных тестовых сигналов, воссоздать либо при полном отсутствии информации о структуре системы электропривода ее передаточную функцию, либо при известной структуре — коэффициенты передаточной функции исследуемой системы. Вторым вариантом как наиболее отвечающим задачам синтеза электропривода телескопа является наиболее предпочтительным, поскольку в данном случае структуру можно считать известной. Кроме того, на этапе идентификации появляется возможность выделения сигналов возмущающих воздействий на объект с последующей их компенсацией при синтезе системы. Для решения поставленных задач достаточно процедуры параметрической идентификации, тогда как пакет указанных программ позволяет производить и более сложные исследования.

Параллельно нами исследуется возможность синтеза системы с применением принципов нечеткой логики и нейронных сетей на основании получаемых с помощью идентификации точных характеристик объектов управления. Одним из важных моментов для применения нечеткой логики является возможность синтеза адаптивных систем с нечеткими регуляторами, что позволит значительно снизить чувствительность системы к изменению параметров и соответственно увеличить сроки работы системы без дополнительных настроек. Системы с нейронными сетями являются альтернативой традиционным системам управления, построенным с применением вышеописанной процедуры идентификации, так как позволяют в отсутствие достоверных сведений о системе настроить ее при заданной точности с учетом нелинейности реальных управляемых объектов. Синтез системы нечеткой логики или процедура идентификации и построение нейронной сети с помощью MatLab не являются сложной наукоемкой и времязатратной технологией, что позволяет выполнить предполагаемые проекты в ограниченные сроки.

Нельзя также не отметить возросший интерес у разработчиков электротехнических комплексов и систем к использованию сетевых технологий для целей дальнейшей автоматизации. С точки зрения рассмотренных в статье и разработанных нами систем управления квантово-оптическими комплексами нового поколения сетевые технологии позволят централизованно управлять телескопами организации (или ведомства). При подключении телескопов к единой компьютерной сети и переводе программного обеспечения на технологию „клиент—сервер“ у наблюдателя появляется реальная возможность работать с любым инструментом, независимо от его географического положения. Такое централизованное управление обладает рядом преимуществ перед традиционными способами:

— одновременная работа с несколькими телескопами (с использованием многозадачной операционной системы, не составляет трудностей запуск двух и более программ-клиентов, каждая из которых будет подключаться к „своему“ серверу, предоставляя доступ к очередному телескопу);

— возможность работы нескольких операторов в разных географических точках одновременно;

— возможность создания единой базы результатов всех наблюдений и справочных материалов;

— оперативное решение проблем с программным обеспечением.

Совершенно очевидно, что указанные возможности, достижения и перспективы являются прямым следствием внедрения современных информационных технологий во все этапы проектирования, исследования и эксплуатации таких сложных механотронных систем, какими являются комплексы прецизионных наблюдений за космическими объектами. Глобальная компьютеризация и практическое использование мощных современных виртуальных сред-разработчиков, а также внедрение микропроцессорной техники в „мозг“ систем управления могут действительно позволить реализовать комплексный подход при проектировании и создании систем высокоточных наблюдений нового поколения.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Сеницын В. А., Толмачев В. А., Томасов В. С. Системы управления комплексом позиционирования и слежения // Изв. вузов. Приборостроение. 1996. Т. 39, № 3. С. 22—27.
2. Глазко Т. А., Томасов В. С. Состояние и перспективы применения полупроводниковых преобразователей в приборостроении // Изв. вузов. Приборостроение. 1996. Т. 39, № 3. С. 5—10.
3. Кротенко В. В., Толмачев В. А., Томасов В. С., Сеницын В. А. Синтез микропроцессорной системы управления электропривода опорно-поворотного устройства // Изв. вузов. Приборостроение. 2004. Т. 47, № 11. С. 23—30.
4. Башарин А. В., Новиков Б. А., Соколовский Г. Г. Управление электроприводами. Л.: Энергоатомиздат, 1982.

5. Томасов В. С., Денисов К. М., Толмачев В. А. Следящие электроприводы систем наведения оптико-механических комплексов нового поколения. Проблемы и достижения // Тр. V междунар. (XVI Всеросс.) конф. по автоматизированному электроприводу. АЭП-2007. 18—21 сентября 2007 г. СПб, 2007. С. 175—177.
6. Горчаковский С. Н., Гришин Е. А., Ишин П. П., Новиков С. Б., Симонов Г. В., Шаргородский В. Д. Новая аппаратура для высокоточных наблюдений космических объектов: первые результаты измерений и перспективы развития Алтайского оптико-лазерного центра // Электромагнитные волны и электронные системы. 2007. Т. 12, № 7. С. 15—19.
7. Васильев В. П., Шаргородский В. Д. Прецизионная спутниковая лазерная дальнометрия на основе лазеров с высокой частотой повторения импульсов // Электромагнитные волны и электронные системы. 2007. Т. 12, № 7. С. 6—10.
8. Борцов Ю. А., Соколовский Ю. Г. Автоматизированный электропривод с упругими связями. СПб: Энергоатомиздат, 1992.
9. Денисов К. М., Сеницын В. А. Организация канала связи внутри контура регулирования прецизионного контура слежения // Изв. вузов. Приборостроение. 2002. Т. 45, № 8. С. 31—36.
10. Жданов И. Н., Денисов К. М. Организация канала обратной связи прецизионных следящих электроприводов // Тр. V Междунар. (XVI Всеросс.) конф. по автоматизированному электроприводу. АЭП-2007. 18—21 сентября 2007. СПб, 2007. С. 272—274.
11. Сеницын В. А., Денисов К. М., Гурьянов А. В. Свидетельство об официальной регистрации программ для ЭВМ. № 2005610208. Пакет программ настройки и отладки контуров регулирования N-координатного электропривода (ЭНСТОД). 2005.
12. Анисимов А. С., Колосов О. С., Никишин А. Ф., Спиридонов В. К. Структурная и параметрическая идентификация динамических объектов с несколькими нелинейностями // Мат. II Междунар. конф. „Идентификация систем и задачи управления — SICPRO“. М.: Ин-т проблем управления, 2003. С. 256—278.
13. Ljung L. System Identification Toolbox User's Guide. Computation. Visualization. Programming. Version 5. The MathWorks, Inc. 2000.

Рекомендована кафедрой
электротехники и прецизионных
электрохимических систем

Поступила в редакцию
23.01.08 г.

УДК 621.314.333

В. А. СЕНИЦЫН, В. С. ТОМАСОВ

*Санкт-Петербургский государственный университет
информационных технологий, механики и оптики*

ЭНЕРГОПОДСИСТЕМЫ СЛЕДЯЩИХ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ТЕЛЕСКОПОВ

Изложены принципы построения энергоподсистем следящих электроприводов измерительных телескопов. Проанализированы характеристики и свойства основных узлов энергоподсистем: первичных источников питания, электромеханических преобразователей энергии, усилительно-преобразовательных устройств на современной элементной базе.

Энергетическая подсистема (ЭП) следящего электропривода измерительного телескопа, как правило, состоит из сетевого и осевого модулей (рис. 1) и электромеханического преобразователя энергии (ЭМП) [1, 2].

В электромеханическом преобразователе электрическая энергия первичного источника питания ЭП преобразуется в механическую энергию на исполнительной оси следящего электропривода одной из координат телескопа. Сравнение свойств редукторных и безредукторных

электроприводов и анализ основных факторов, влияющих на характеристики высокоточных электроприводов, приводят к идее максимального упрощения кинематических передач в опорно-поворотном устройстве (ОПУ) и использования моментных двигателей, встраиваемых непосредственно в ОПУ телескопа на одни и те же подшипниковые узлы. Термин „моментный“ означает, что двигатели спроектированы специально для режима вращения с малой скоростью (строго говоря, для пускового режима), когда можно не учитывать все потери, связанные с быстрым вращением ротора.

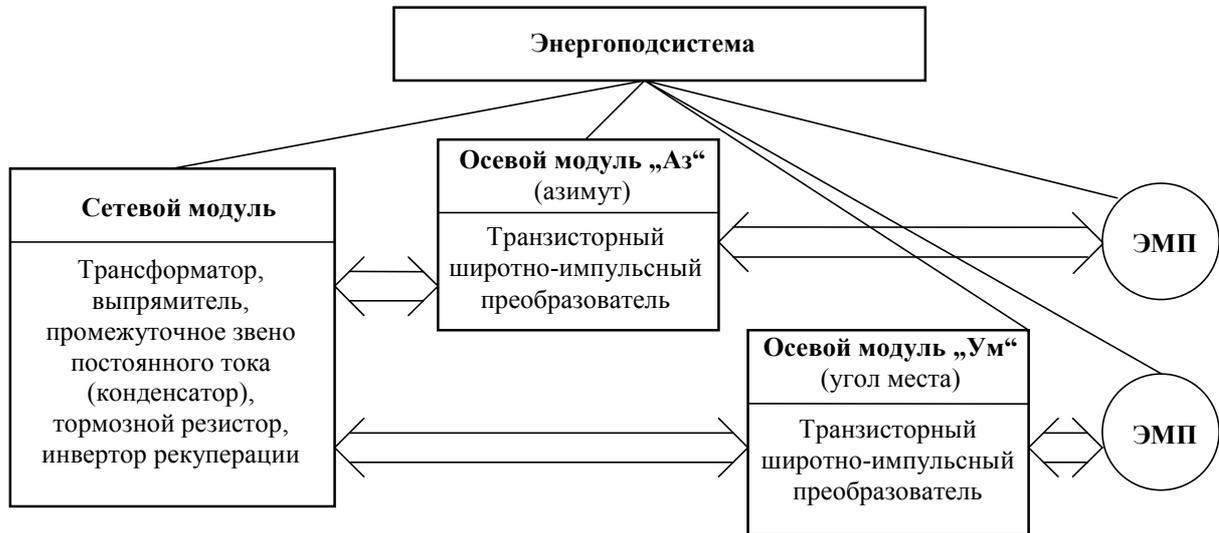


Рис. 1

С учетом того, что машины постоянного тока обладают линейными механическими и регулировочными характеристиками, большинство систем наведения комплексов высокоточных наведений, созданных в НИИ Прецизионного приборостроения в содружестве с СПбГУ ИТМО („Сажень-ТМ“, „Сажень-411-01“, „Сажень-411-02“, „Сажень-ТОС“), были реализованы на машинах этого типа, разработанных и изготовленных в СКБ „Львовска Политехника“. Однако отсутствие щеточно-коллекторных узлов, простота реализации алгоритмов управления машинами переменного тока, большое отношение вращающего момента к моменту инерции ротора, определяющее предельное быстродействие машины, обуславливают применение в качестве ЭМП безредукторного электропривода — синхронную машину с постоянными магнитами на роторе, используемую в режиме вентильного двигателя [3, 4]. Возможность уменьшения неравномерности момента за счет подбора формы фазных токов обеспечивает приближение свойств вентильного двигателя к идеальному источнику момента, а его бесконтактное исполнение позволяет существенно повысить надежность системы электропривода.

Требуемое качество слежения электроприводов новых комплексов высокоточных наблюдений обеспечивают высокомоментные синхронные двигатели, разработанные СКБ „Львовска Политехника“, ЦНИИ „Электроприбор“ (Санкт-Петербург), немецкой фирмой Danaher Motion, белорусско-немецкой компанией Ruchservomotor (Kollmorgen), итальянской фирмой Morion Control S.r.l. (см. таблицу).

В таблице приведены характеристики машин с примерно одинаковыми моментами. Двигатели этих производителей, как правило, обладают низкими пульсациями момента, комплектуются резольвером или оптическим датчиком (по выбору), имеют необходимое для таких систем внутреннее отверстие и достаточно большой магнитный зазор, позволяющий относительно свободно проводить их монтаж и сборку непосредственно в ОПУ. Пульсации момента несколько завышены у двигателя МД-500 производства ЦНИИ „Электроприбор“. Однако здесь следует учитывать тот факт, что электрическая машина работает в замкнутой системе электропривода и при стационарном характере пульсаций всегда имеется возможность их компенсации. Для двигателей немецких

и итальянских производителей характерна высокая скорость холостого хода, что при одних и тех же развиваемых моментах приводит к более мягким механическим характеристикам этих машин, что требует, в свою очередь, бóльших коэффициентов усиления в контурах регулирования и соответственно меньшей помехоустойчивости системы наведения в целом. Более того, в случае аварийного сбоя в системе наведения скорость двигателя может устремиться к скорости холостого хода этих двигателей. При ограниченных углах поворота осей телескопа это может привести к разрушению механики ОПУ.

Параметр	СКБ „Львовска Политехника“ (ДБМ-800)	ЦНИИ „Электроприбор“ (МД-500)	Danaher Motion (FH102100A)	Ruchservomotor (RSM-P-36-366*75)	Phase Morion Control S.r.l. (TK-570-50-50)
Номинальный момент двигателя, нм	400	880	369	461	419
Максимальный момент двигателя, нм	1200	1400	1341	1119	1192
Постоянная по моменту, нм/А	50	73,3	37,53	18,3	50, 23
Коэффициент ЭДС, В·с/рад	50	47,7	8,49	33,2	не приводится
Номинальный ток фазы, А	6	12,5	9,9	23	8,34
Максимальный ток фазы, А	17	20	40	29,7	36,1
Сопротивление фазы, Ом	7	2,3	3,15	3,3	4,16
Напряжение питания, В	127	350	230	600(DC)	600(DC)
Максимальная скорость при номинальном моменте, рад/с	1,683	0,54	6,28	9,1	7,55
Число пар полюсов	17	128	16	32	48
Пульсации момента, %	8	30,8	3,39	1,1	не приводится
Момент инерции ротора, кг·м ²	12	5,51	0,393	0,36	2,1
Внешний диаметр статора, мм	810	500	323,6	475	570
Осевая длина, мм	100	249	279,4	130	348
Масса двигателя, кг	230	215	73	107,4	155
Встроенный датчик положения ротора	+	—	+	—	—

Сетевой модуль служит источником первичного питания подключаемых к нему осевых модулей каналов Аз и Ум, которые регулируют момент (ток), скорость и положение следящих осей по обеим координатам. Основным элементом осевого модуля, определяющего силовую нагрузку на сетевой модуль, являются транзисторные инверторы, работающие в качестве усилителей мощности ЭМП в замкнутых системах электропривода по каналам Аз и Ум.

Сетевой модуль в большинстве случаев состоит из понижающего трансформатора, полупроводниковых диодов и конденсатора поперечной ветви и может подключаться к зажимам первичной сети переменного тока через сетевой дроссель, который не только ограничивает величину пусковых токов, но и минимизирует влияние преобразователя на питающую сеть.

Следует отметить, что для рассматриваемых систем электропривода с использованием транзисторного инвертора в качестве усилителя мощности требование сглаживания пульса-

ций в выпрямленном напряжении не является определяющим [1, 5]. Решающими факторами при расчете и выборе параметров конденсатора являются:

- обеспечение надежной коммутации силовых ключей инвертора;
- прием энергии рекуперации вращающихся частей машины в тормозных режимах работы замкнутой системы электропривода.

В замкнутых по току и скорости следящих приводах измерительных телескопов при питании сетевого модуля ЭП от сети переменного тока с последующим выпрямлением возникают наиболее тяжелые условия работы сетевого модуля вследствие односторонней проводимости выпрямительных схем [5—7]. В таких системах на этапах торможения ЭМП существуют интервалы рекуперации энергии вращающихся частей в питающую сеть постоянного тока. Необходимо учитывать, что часть этой энергии рассеивается на сопротивлениях фаз ЭМП, и чем больше сопротивление фазной обмотки ЭМП (см. таблицу), тем меньшее количество энергии возвращается в звено постоянного тока.

Для обеспечения безопасной работы всей системы двухкоординатного электропривода и реализации эффективных режимов торможения должен быть гарантирован отвод оставшейся части энергии торможения. Возможны несколько вариантов отвода этой энергии при различных структурах поперечной ветви сетевого модуля [5, 7, 8]:

- возврат энергии в конденсаторы поперечных ветвей сетевого и осевого модулей;
- преобразование электрической энергии торможения в тепло (тормозное или балластное сопротивление);
- частичный возврат энергии в конденсаторы поперечных ветвей осевого и сетевого модулей и преобразование оставшейся части энергии в тепло (совместная установка конденсаторов и тормозного сопротивления);
- возврат в питающую сеть переменного тока (инвертор рекуперации на полностью управляемых приборах);
- обмен энергией при многоосевом исполнении (использование энергии торможения электромашиной другой оси).

Если по условиям работы замкнутой системы электропривода с заданными параметрами исполнительного двигателя удельные показатели конденсатора окажутся столь значительными, что практическая реализация такого фильтра будет неприемлема [5, 8], то параллельно конденсатору устанавливается дискретно функционирующая тормозная цепь (тормозной прерыватель). В состав этой цепи входит измерительное устройство с пороговым элементом и силовой транзистор с балластным сопротивлением в цепи коллектора (рис. 2).

При превышении на конденсаторе некоторого заданного уровня напряжения (как правило, немного меньшего номинального) силовой транзистор включается, и балластное сопротивление принимает энергию рекуперации вращающихся частей машины. Несмотря на некоторое снижение КПД всего устройства за счет рассеяния энергии рекуперации на балластном сопротивлении постановка такой цепи в большинстве практических случаев более эффективна, чем увеличение емкости конденсаторов фильтра.

При окончательном выборе схемы сетевого модуля следует иметь в виду: если емкость конденсатора поперечной ветви окажется столь значительной, что ток заряда в момент включения источника питания превысит допустимое для выбранного типа конденсатора и выпрямительных диодов значение, то либо продольная ветвь силовой цепи может быть дополнена индуктивностью, либо необходимо переходить к более сложной реализации схемы выпрямителя сетевого напряжения, позволяющей производить дозированную подачу напряжения на конденсатор [7].

Основной частью сетевого модуля является **управляемый полупроводниковый преобразователь** (УПП). Для управления вентильными двигателями в современных системах электропривода в большинстве случаев применяются автономные инверторы напряжения (АИН) с широтно-импульсной модуляцией [1, 2]. Такие преобразователи строятся по трехфазной схеме

на шести транзисторных ключах (см. рис. 2) и обеспечивают не только двусторонний обмен энергией между первичным источником энергии и электрической машиной, но и высокие показатели качества энергии, потребляемой от первичного источника питания.

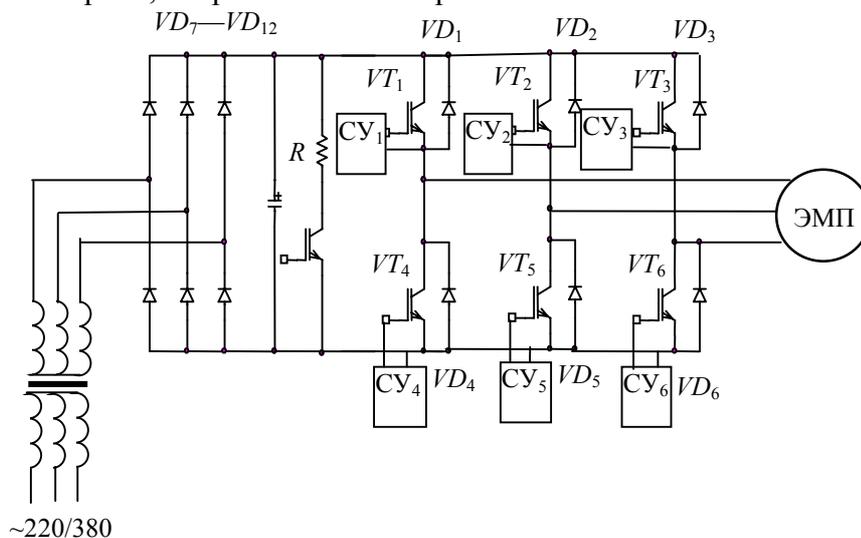


Рис. 2

Управляемый полупроводниковый преобразователь преобразует электрическую энергию питающей сети в регулируемый поток энергии с параметрами, необходимыми для работы электромеханического преобразователя.

ЭП определяет предельно достижимые динамические характеристики электроприводов комплекса (максимальные скорость и ускорение следящих осей) и, в значительной степени, массогабаритные показатели систем управления. Причем следует иметь в виду, что в электроприводах, работающих на нагрузку с упругими связями, к ЭП могут быть предъявлены требования по достижению больших значений скорости и ускорения с целью демпфирования этих колебаний [9].

Каждый из силовых ключей АИН обычно дополняется схемой управления ($СУ_1—СУ_6$), выполняющей функции согласования сигналов и защиты силовых приборов. В цепь нагрузки преобразователя может быть включен фильтр нижних частот, предназначенный для сглаживания пульсаций тока в нагрузке, обусловленных импульсным характером выходного напряжения АИН, и для обеспечения электромагнитной совместимости элементов силового каскада с цифровой системой управления прецизионного комплекса.

Силовые ключи преобразователя целесообразно строить на основе либо мощных полевых транзисторов (МОП), либо биполярных транзисторов с изолированным затвором (БТИЗ) [1, 2]. И те, и другие приборы способны коммутировать требуемое напряжение (200—600 В) и токи (50—150 А). Однако если МОП-транзисторы обладают меньшими статическими и динамическими потерями мощности, то отличительной чертой БТИЗ является более мягкий характер процессов переключения и, как следствие, меньший уровень создаваемых помех. Частота переключения силовых элементов схемы выбирается в диапазоне от 2 до 20 кГц в зависимости от типа транзисторов, способа управления и характера нагрузки преобразователя. Перспективными элементами для построения выходных каскадов АИН следует считать так называемые интеллектуальные силовые модули. Такие приборы представляют собой интегрированные силовые устройства со схемами управления и защиты. Интеллектуальные модули пятого поколения, освоенные такими производителями силовой электроники, как „International Rectifier“, „Mitsubishi Electric“, „Infineon Technologies“ и др., включают модели на рабочие токи от 10 до 200 А при напряжении до 600 В и модели на токи от 25 до 450 А и напряжение 1200 В, способные работать на частоте коммутации до 20 кГц. Модули поставляются с различным типом выводов (для пайки или с винтовыми контактами).

Отличительными особенностями этих модулей по сравнению с предыдущими разработками являются:

- низкое напряжение насыщения (1,5 В для моделей на 600 В и 1,9 В — для моделей на 1200 В);
- оптимальная траектория переключения силовых транзисторов, достигнутая благодаря применению схем управления, формирующих необходимую траекторию переключения, а также использованию специальных встроенных обратных диодов с малым временем и мягкой характеристикой восстановления;
- наличие индивидуальных для каждого транзистора схем защиты от перегрузки по току и перегрева и схемы контроля величины питающего напряжения;
- встроенный логический интерфейс, позволяющий подключать модуль к контроллеру непосредственно или через оптроны.

Таким образом, характерными особенностями энергоподсистем следящих электроприводов измерительных телескопов являются:

- использование бескорпусных (встраиваемых в ОПУ) моментных синхронных электромашин с постоянными магнитами на роторе;
- использование полевых транзисторов, транзисторов IGBT, электролитических конденсаторов с повышенной перегрузочной способностью;
- встроенная самодиагностика, сводящая к минимуму техническое обслуживание;
- электромагнитная совместимость с питающей сетью и высокие показатели качества потребляемой из сети энергии;
- малые удельные значения массы и объема элементов ЭП;
- возможность сопряжения с различными системами автоматизации и управления.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Глазенко Т. А., Томасов В. С. Состояние и перспективы применения полупроводниковых преобразователей в приборостроении // Изв. вузов. Приборостроение. 1996. Т. 39, № 3. С. 5—10.
2. Сеницын В. А., Толмачев В. А., Томасов В. С. Системы управления комплексом позиционирования и слежения // Изв. вузов. Приборостроение. 1996. Т. 39, № 3. С. 22—27.
3. Бельский Ю. М., Зеленков Г. С., Микеров А. Г. Опыт разработки и применения бесконтактных моментных приводов. Л.: ЛДНТП, 1987. 27 с.
4. Ильинский Н. Ф., Бычков М. Г. Вентильно-индукторный привод для легких электрических транспортных средств // Электротехника. 2000. № 2. С. 28—31.
5. Глазенко Т. А., Томасов В. С. Особенности расчета силовых фильтров следящих систем электропривода ШИП-ДПТ // Межвуз. сб. „Электропривод и автоматизация в машиностроении“. М., 1976. С. 30—38.
6. Томасов В. С., Серебряков С. А., Борисов П. А. Электромагнитные процессы в силовой цепи источника питания транзисторного ШИП, работающего в замкнутой системе электропривода // Изв. вузов. Приборостроение. 2002. Т. 45, № 8. С. 42—50.
7. Томасов В. С., Сеницын В. А., Борисов П. А. Исследование электромагнитных процессов в энергетическом канале замкнутой системы электропривода постоянного тока // Изв. вузов. Приборостроение. 2004. Т. 47, № 11. С. 9—16.
8. Ефимов А. А., Шрейнер Р. Т. Активные преобразователи в регулируемых электроприводах переменного тока. Новоуральск: НГТИ, 2001.
9. Борцов Ю. А., Соколовский Г. Г. Автоматизированный электропривод с упругими связями. СПб: Энергоатомиздат, 1992.

Рекомендована кафедрой
электротехники и прецизионных
электромеханических систем

Поступила в редакцию
23.01.08 г.

В. А. ТОЛМАЧЕВ, Г. Л. ДЕМИДОВА

Санкт-Петербургский государственный университет
информационных технологий, механики и оптики

МАТЕМАТИЧЕСКИЕ МОДЕЛИ И ДИНАМИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ С ОГРАНИЧЕННЫМ УГЛОМ ПОВОРОТА

Проанализированы динамические характеристики бесконтактных моментных электромеханических преобразователей с ограниченным углом поворота для приводов сканирования. Обоснована целесообразность построения системы управления электропривода оси сканирования по схеме, содержащей внутренний контур регулирования скорости с П-регулятором и внешний контур регулирования угла с ПИД-регулятором.

Основу системы наведения (СН) современного телескопа составляют опорно-поворотное устройство (ОПУ) и силовые следящие электроприводы (ССЭП). Например, система наведения инфракрасного телескопа строится на основе трехосного ОПУ с азимутальной, угломестной и сканирующей осями. На каждой из осей расположен электроагрегат, содержащий электрический двигатель и датчики угла поворота и скорости двигателя с жестко связанными валами.

Известны требования к статическим и динамическим характеристикам ССЭП азимутальных и угломестных осей современных стационарных и мобильных телескопов [1, 2] и др. Их реализация связана с отказом от согласующих редукторов, отказом от малонадежных исполнительных двигателей постоянного тока, а также с переходом к безредукторным следящим электроприводам с использованием вентильных двигателей, построенных на основе синхронных электромеханических преобразователей и управляемых от транзисторных инверторов с использованием сигналов датчика угла поворота ротора двигателя.

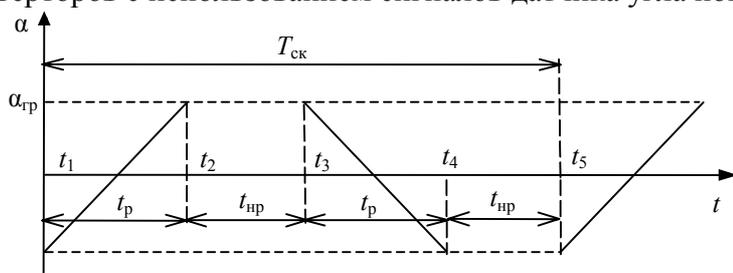


Рис. 1

Специфическими являются требования к электроприводам осей сканирования. Во многих случаях они должны обеспечивать движение оси в пределах малых углов в соответствии с временной диаграммой, представленной на рис. 1.

Полный цикл сканирования $T_{ск}$ содержит два участка рабочего хода (t_1-t_2 и t_3-t_4) длительностью t_p и два участка нерабочего хода (t_2-t_3 и t_4-t_5) длительностью $t_{нр}$. На участках рабочего хода угол поворота оси должен изменяться линейно в границах от $-\alpha_{гр}$ до $+\alpha_{гр}$ с допустимой погрешностью нелинейности. Закон изменения угла на участках нерабочего хода может быть произвольным. Длительность нерабочего хода измеряется между окончанием одного рабочего хода и началом следующего.

Проектирование системы управления предполагает тесно взаимосвязанные процедуры выбора элементной базы энергетической и информационной подсистем, а также выбора структурных решений систем управления и алгоритмов управления.

Ввиду достаточно малого диапазона изменения угла поворота оси сканирования для реализации электропривода нет необходимости использовать традиционные электродвигатели с неограниченным углом поворота. Перспективно применять для этих целей бесконтакт-

ный магнитоэлектрический преобразователь (МЭП) мостового типа с возбуждением от постоянных магнитов, упрощенная конструкция которого представлена на рис. 2.

По принципу действия и основным параметрам МЭП относится к электрическим преобразователям с перемещением якоря нормально к линиям индукции магнитного поля индуктора в воздушном зазоре. Принцип действия поляризованного МЭП основан на взаимодействии магнитного потока, создаваемого намагничивающей силой постоянного магнита I , и потока управления, создаваемого током i обмотки управления 2 с числом витков W_y , обусловленным напряжением на обмотке управления u .

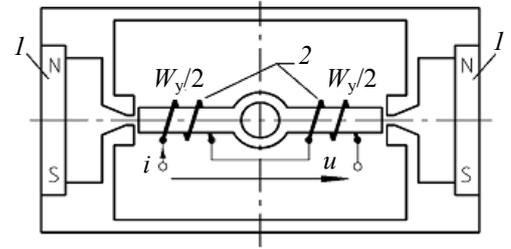


Рис. 2

Конструкция такого типа обеспечивает устойчивое нейтральное положение, а также возникновение момента, пропорционального величине углового отклонения от нейтрального положения, направленного в сторону, противоположную этому отклонению. Основы теории функционирования МЭП, их основные характеристики, основы построения электроприводов на базе МЭП изложены в книге [3]. Тем не менее проектирование современных систем требует использования более детализированных математических моделей, адаптированных для решения задач синтеза замкнутых систем.

На основе материалов работы [3] математическую модель МЭП можно представить системой уравнений состояния

$$\left. \begin{aligned} \frac{di}{dt} &= -\frac{R}{L}i - \frac{K_e}{L}\omega + \frac{1}{L}u, \\ \frac{d\omega}{dt} &= \frac{K_I}{J}i - \frac{f}{J}\omega - \frac{K_\alpha}{J}\alpha + \frac{1}{J}M_c, \\ \frac{d\alpha}{dt} &= \omega. \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

В приведенных уравнениях: α и ω — соответственно угол поворота оси и ее угловая скорость; R и L — соответственно активное сопротивление и индуктивность обмотки управления МЭП, K_e — крутизна противоэдс МЭП, J — суммарный момент инерции по оси сканирования, f — коэффициент момента сил вязкого трения (внутреннего демпфирования), M_c — суммарный момент внешних воздействий, $K_\alpha = dM/d\alpha$ — жесткость механической характеристики, или жесткость „магнитной пружины“, $K_I = dM/di$ — жесткость моментной (тяговой) характеристики, или чувствительность по току. Далее при расчетах и моделировании будем ориентироваться на следующие параметры МЭП с нагрузкой: $K_\alpha = 4500$ Н·м/рад, $K_I = 120$ Н·м/А; $K_e = 1,5$ В·с/рад; $L = 0,03$ Гн; $R = 10,5$ Ом; $J = 250$ кгм²; $f = 0$.

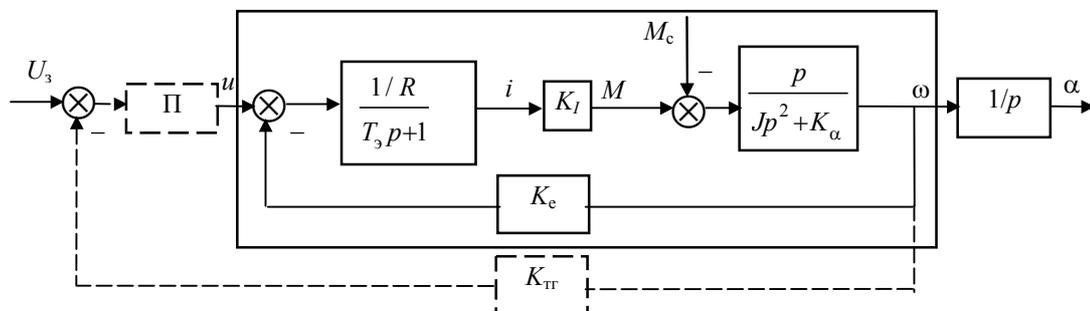


Рис. 3

На рис. 3 в рамку помещена структурная схема собственно МЭП, где $T_s = L/R$ — электрическая постоянная времени, p — оператор Лапласа. Как видно из рис. 3, при отсутствии

внутреннего демпфирования ($f = 0$) в состав структурной схемы входит консервативное колебательное звено с резонансной частотой

$$\Omega_0 = \sqrt{\frac{K_\alpha}{J}}, \quad (2)$$

в нашем случае равной $4,24 \text{ с}^{-1}$.

Ввиду отсутствия демпфирующего влияния момента вязкого трения демпфирование колебаний в МЭП может осуществляться только за счет внутренней электромеханической обратной связи через противоэдс МЭП.

Для оценки указанного демпфирующего действия пренебрежем электрической постоянной времени двигателя $T_s = 0$ (или $L = 0$), тогда система уравнений состояния МЭП примет вид

$$\left. \begin{aligned} \frac{d\omega}{dt} &= -\left(\frac{K_I K_e}{JR} + \frac{f}{J}\right)\omega - \frac{K_\alpha}{J}\alpha + \frac{K_I}{JR}u + \frac{1}{J}M_c, \\ \frac{d\alpha}{dt} &= \omega. \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

Из первого уравнения полученной системы (3) видно, что демпфирование колебаний зависит не только от коэффициента момента сил вязкого трения f , но и от коэффициента

$$K_\omega = \frac{K_I K_e}{JR}, \quad (4)$$

пропорционального крутизне противоэдс K_e . Характеристическое уравнение системы (3) имеет вид

$$p^2 + K_\omega p + \Omega_0^2 = 0, \quad (5)$$

а его корни определяются формулой

$$p_{1,2} = -\frac{K_\omega}{2} \pm \sqrt{\left(\frac{K_\omega}{2}\right)^2 - \Omega_0^2}. \quad (6)$$

При заданных параметрах МЭП и нагрузки $K_\omega = 0,068$, $\Omega_0 = 4,243$, поэтому корни уравнения (6) являются комплексно-сопряженными, т.е.

$$p_{1,2} = -\frac{K_\omega}{2} \pm j\sqrt{\Omega_0^2 - \left(\frac{K_\omega}{2}\right)^2}. \quad (7)$$

Таким образом, всякое движение в системе является колебательным с частотой свободных колебаний

$$\omega_{св} = \sqrt{\Omega_0^2 - \left(\frac{K_\omega}{2}\right)^2} \quad (8)$$

и временем их затухания (временем переходного процесса)

$$t_\pi \cong \frac{6}{K_\omega}. \quad (9)$$

В рассматриваемом случае $\omega_{св} = 4,24 \text{ с}^{-1}$ и $t_\pi = 88,24 \text{ с}$, т.е. частота свободных колебаний практически не отличается от резонансной частоты двигателя, а время их затухания является недопустимо большим. Таким образом, собственное электромеханическое демпфирование двигателя является весьма слабым.

На рис. 4 приведены результаты моделирования реакции тока i (кривая 1 в масштабе 1:1), угла поворота α (кривая 2 в масштабе 10:1) и скорости ω (кривая 3 в масштабе 5:1), МЭП на скачок напряжения управления $u = 10 \text{ В}$. Моделирование проводилось на основе системы уравнений (1) с учетом индуктивности обмотки управления, так что $T_s = 0,003 \text{ с}$. Как видно, параметры переходного процесса и установившегося режима практически полностью соот-

ветствуют расчетным, полученным выше, без учета постоянной времени T_3 . Так, период свободных колебаний $T_{св} \cong 1,55$ с, что соответствует угловой частоте свободных колебаний $\omega_{св} = 4,05$ с⁻¹. Время затухания колебаний близко к 90 с. Установившееся значение угла поворота — 0,026 197 рад — соответствует статическому коэффициенту передачи 0,0026 рад/В. Установившееся значение тока в обмотке управления — 0,95 А соответствует значению $i_{уст} = u/R = 10/10,5 = 0,952$ А.

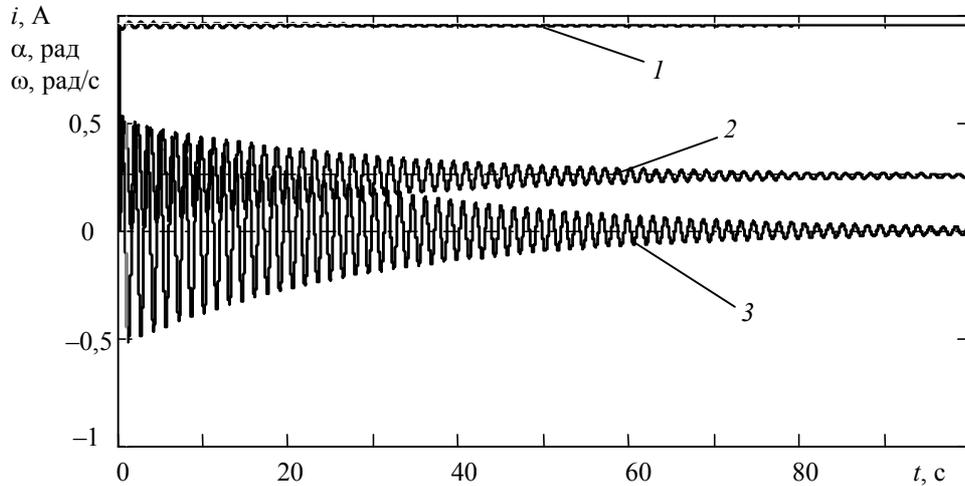


Рис. 4

Эффективным средством демпфирования колебаний является введение внешней отрицательной обратной связи по скорости МЭП с использованием тахогенератора сигнала, установленного на валу.

Дополним структурную схему, представленную на рис. 3, контуром регулирования скорости, содержащим тахогенератор с коэффициентом передачи $K_{тг}$, П-регулятор с коэффициентом передачи $K_{п}$ и элемент сравнения, где сигнал тахогенератора сравнивается с напряжением задания u_3 , так что

$$u = K_{п}(u_3 - K_{тг}\omega).$$

При этом система уравнений состояния привода принимает вид

$$\left. \begin{aligned} \frac{di}{dt} &= -\frac{R}{L}i - \frac{K_e + K_{\omega}K_{п}}{L}\omega + \frac{K_{п}}{L}u_3, \\ \frac{d\omega}{dt} &= \frac{K_I}{J}i - \frac{f}{J}\omega - \frac{K_{\alpha}}{J}\alpha + \frac{1}{J}M_c, \\ \frac{d\alpha}{dt} &= \omega. \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

Полагая, как и ранее, $T_3 = 0$, и введя обозначения

$$\left. \begin{aligned} K_e^* &= K_{тг} + K_e/K_{п}, \\ K_{\omega}^* &= \frac{K_I K_{п} K_e^*}{JR}, \end{aligned} \right\} \quad (11)$$

получим характеристическое уравнение системы (10) в виде

$$p^2 + K_{\omega}^* p + \Omega_0^2 = 0. \quad (12)$$

Корни уравнения (12) определяются формулой

$$p_{1,2} = -\frac{K_{\omega}^*}{2} \pm j \sqrt{\left(\frac{K_{\omega}^*}{2}\right)^2 - \Omega_0^2}. \quad (13)$$

Поскольку параметр K_{ω}^* в соответствии с формулами (11) и (12) может изменяться варьированием коэффициентов K_{Π} и K_{Γ} , то в данной двухконтурной системе можно организовать как аperiodический переходный процесс, так и колебательный.

При условии

$$\frac{K_{\omega}^*}{2} > \Omega_0 \quad (14)$$

или

$$K_{\Pi} \geq \frac{2JR\Omega_0}{K_I K_e^*}$$

переходные процессы в системе будут носить аperiodический характер, а реакция угла поворота на скачок задающего воздействия будет описываться выражением

$$\alpha(t) = u_3 K_{\text{ст}} \alpha \left[1 + \frac{T_1}{T_2 - T_1} \exp(-t/T_1) - \frac{T_2}{T_2 - T_1} \exp(-t/T_2) \right]. \quad (15)$$

Здесь $T_1 = \text{mod}(1/p_1)$, $T_2 = \text{mod}(1/p_2)$, а

$$K_{\text{ст}} \alpha = \frac{\alpha_{\text{уст}}}{u_{3,\text{уст}}} = \frac{K_{\omega}^*}{K_e^* \Omega_0^2} \quad (16)$$

— статический коэффициент передачи контура по углу.

Пусть, например, в структуре на рис. 3 $K_{\Pi} = 10,21$ и $K_{\Gamma} = 20$ В·с/рад. Тогда при заданных параметрах электромеханического преобразователя и нагрузки имеем $K_{\omega}^* = 9,334$, $K_e^* = 20$, $\Omega_0 = 4,243$ с⁻¹, $p_1 = -2,723$, $p_2 = -6,611$, $T_1 = 0,367$ с, $T_2 = 0,151$ с.

Результаты математического моделирования установившихся и переходных режимов на скачок напряжения задания $u_3 = 1,35$ В, соответствующий заданному углу поворота $\alpha_3 = 0,035$ рад (2°) в системе с указанными выше параметрами, представлены на рис. 5, где 1 — эталонная кривая угла поворота в масштабе 30:1, рассчитанная по выражению (15), 2 — кривая угла поворота, полученная путем моделирования системы (10) в том же масштабе, 3 — кривая скорости в масштабе 30:1, 4 — кривая тока обмотки управления в масштабе 1:1, 5 — кривая напряжения на обмотке управления МЭП в масштабе 1:10. Как видно, кривые 1 и 2 практически совпадают, и следовательно, статические и динамические характеристики МЭП с дополнительной обратной связью по скорости, полученные с использованием модели (10), полностью соответствуют расчетным, полученным без учета электромагнитной постоянной времени обмотки управления.

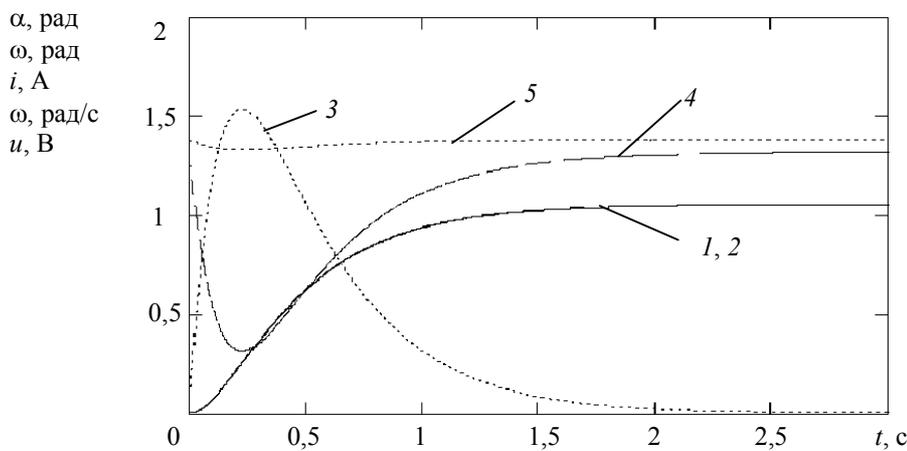


Рис. 5

Статические и динамические характеристики МЭП с дополнительной обратной связью по скорости при условии (14) можно охарактеризовать двумя передаточными функциями

$$\frac{\alpha(p)}{u_3(p)} = \frac{K_{ст\alpha}}{(T_1 p + 1)(T_2 p + 1)} \quad (17)$$

и

$$\frac{\alpha(p)}{M_c(p)} = \frac{K_{стM}}{(T_1 p + 1)(T_2 p + 1)}, \quad (18)$$

где статический коэффициент передачи по задающему воздействию $K_{ст\alpha}$ в выражении (17) определяется формулой (16), а статический коэффициент передачи МЭП по моменту нагрузки $K_{стM}$ определяется параметром K_α исходного МЭП, т.е.

$$K_{стM} = \frac{\alpha_{уст}}{M_{с\ уст}} = \frac{1}{J\Omega_0^2} = \frac{1}{K_\alpha}. \quad (19)$$

Обратим внимание на то обстоятельство, что данный контур по возмущению (моменту нагрузки) — статический и его статический коэффициент передачи не зависит от глубины дополнительной обратной связи по скорости. Это значит, что при неизменном сигнале задания на входе контура u_3 всякое изменение момента нагрузки приведет к изменению угла поворота МЭП.

В нашем случае $K_{стM} = 0,000\ 222$ рад/Н·м и, следовательно, изменение момента нагрузки на оси сканирования, например на 4 Н·м, может вызвать приращение угла поворота на 3'. Это в условиях неустойчивости момента сухого трения на валу и наличии дополнительного ветрового момента существенно исказит линейную зависимость воспроизводимого угла поворота $\alpha(t)$. Обеспечение астатизма по моменту нагрузки требует организации дополнительного контура регулирования угла с введением интеграла в закон регулирования. Наиболее целесообразным представляется использование ПИД-закона регулирования, поскольку при этом возможны компенсация достаточно больших постоянных времени T_1 и T_2 и организация системы регулирования с заданными высокими динамическими показателями.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. *Белянский П. В., Сергеев Б. Г.* Управление наземными антеннами и радиотелескопами. М.: Сов. радио, 1980. 280 с.
2. *Томасов В. С., Денисов К. М., Толмачев В. А.* Следящие электроприводы систем наведения оптико-механических комплексов нового поколения. Проблемы и достижения // Тр. V Междунар. (XVI Всеросс.) конф. по автоматизированному электроприводу АЭП-2007. 18—21 сентября 2007. СПб, 2007. С. 175—177.
3. *Решетников Е. М., Саблин Ю. А., Григорьев В. Е.* Электромеханические преобразователи гидравлических и газовых приводов. М.: Машиностроение, 1982. 144 с.

Рекомендована кафедрой
электротехники и прецизионных
электромеханических систем

Поступила в редакцию
23.01.08 г.

А. А. БИЗЯЕВ, А. М. ЛИХОМАНОВ, А. Ю. РОЗОВ

Санкт-Петербургский институт машиностроения (ВТУЗ – ЛМЗ)

Б. Ф. ДМИТРИЕВ

Санкт-Петербургский государственный морской технический университет

СИНТЕЗ ШИРОТНО-ИМПУЛЬСНОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ НАПРЯЖЕНИЯ С РАЗВЕТВЛЕННОЙ НАГРУЗКОЙ

Рассматривается процедура синтеза электротехнических систем с широтно-импульсным преобразованием параметров энергии на основе частотного подхода к решению обратных задач динамики при изменении режимов нагрузки в широких пределах.

Улучшение качественных характеристик электроэнергетических систем на базе широтно-импульсного преобразования параметров энергии с автономным первичным источником питания (АПИП) связано с получением желаемого изменения во времени энергетических координат в переходном и квазиустановившемся режимах работы. Точность формирования требуемой траектории полезной составляющей и степень подавления пульсирующей определяют качество преобразования электрической энергии [1, 2].

Синтез систем с Т-образным фильтром (рис. 1, а) должен проводиться на основе анализа всей цепи преобразования энергии (АПИП—ключевой элемент—сглаживающий фильтр—нагрузка), он связан с выбором структуры, а также параметров сглаживающих фильтров.

Решению указанной проблемы применительно к линейной нестационарной активно-индуктивной нагрузке посвящена настоящая статья.

Предположим, что система управления ключевым элементом обеспечивает на входе фильтра широтно-импульсную последовательность с модуляцией по срезу и частотой коммутации f_h (рис. 1, б).

Теоретическое обоснование вопроса. Пусть дано линейное стационарное дифференциальное уравнение

$$A(p)Y(t) = B(p)V(t), \quad A(p) = \sum_{i=1}^n a_i p^{n-1}; \quad (1)$$

$$B(p) = \sum_{i=1}^m b_i p^{m-1}, \quad n \geq m-1, \quad p = \frac{d}{dt}.$$

Справедливо следующее утверждение [3]. Если входное воздействие $V(t)$ на отрезке времени $(0—T)$ представлено в форме тригонометрического ряда

$$V(t) = P_0 + \sum_{k=1}^{\infty} P_k \cos k\omega t + \sum_{k=1}^{\infty} F_k \sin k\omega t, \quad (2)$$

то выходное воздействие (реакцию) $Y(t)$ можно рассматривать как совокупность частных решений уравнения (1) от отдельных составляющих (2) с точностью до $\Delta(t)$

$$Y(t) = \frac{b_m}{a_n} P_0 + \sum_{k=1}^{\infty} |W(j\omega k)| P_k \cos[k\omega t + \varphi_k] + \sum_{k=1}^{\infty} |W(j\omega t)| \times \\ \times F_k \sin[k\omega t + \varphi_k] + \Delta(t) \approx A_0 + \sum_{k=1}^{\infty} A_k \cos k\omega t + \sum_{k=1}^{\infty} B_k \sin k\omega t; \quad (3)$$

$$W(j\omega k) = \frac{B(j\omega t)}{A(j\omega t)}; \quad \varphi_k = \arctg \frac{\text{Im}W(j\omega t)}{\text{Re}W(j\omega t)};$$

$$\Delta(t) = \sum_{q=1}^n \frac{B(s_q)}{A'(s_q)} e^{s_q t} \left[\frac{P_0}{s_q} + \sum_{k=1}^{\infty} \frac{F_k k \omega}{s_q^2 + k^2 \omega^2} + \sum_{k=1}^{\infty} \frac{P_k s_q}{k^2 s_q^2 + k^2 \omega^2} \right],$$

где s_q — q -й корень в полиноме $A(s)$.

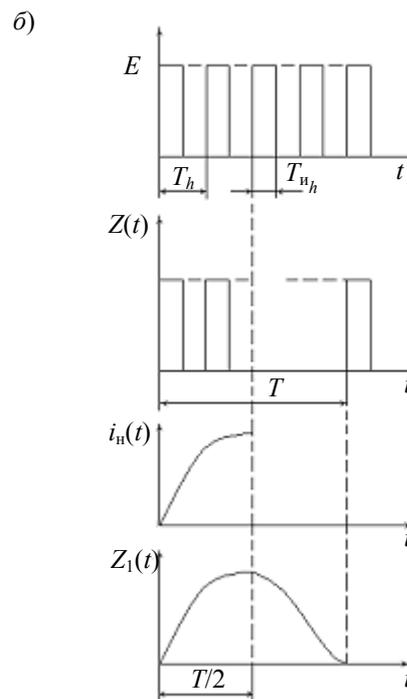
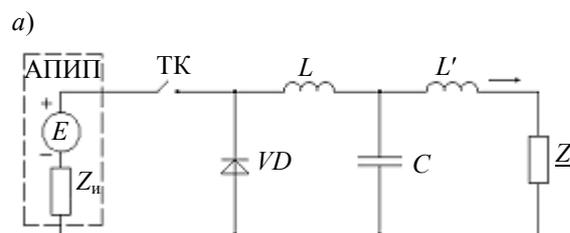


Рис. 1

Из выражения для погрешности $\Delta(t)$ следует, что

— возможна взаимная компенсация собственных движений, вызванных постоянной и гармоническими составляющими в (2);

— для устойчивых $A(p)$ $\Delta(t)$ может сказываться только на начальном участке траектории.

В случае пренебрежения $\Delta(t)$ задача нахождения A_k , B_k в (3) сводится к решению системы алгебраических уравнений

$$\left. \begin{aligned}
 A(k\omega)A_k - B(k\omega)B_k &= F(k\omega)P_k - E(k\omega)F_k; \\
 B(k\omega)A_k + A(k\omega)B_k &= E(k\omega)P_k + F(k\omega)F_k; \\
 A(k\omega) &= \sum_{r=0}^{[n/2]} (-1)^r (k\omega)^{2r} a_{n-2r}; \quad B(k\omega) = \sum_{r=0}^{[(n-1)/2]} (-1)^{r+1} (k\omega)^{2r+1} a_{n-2r-1}; \\
 F(k\omega) &= \sum_{r=0}^{[m/2]} (-1)^r (k\omega)^{2r} b_{m-2r}; \quad E(k\omega) = \sum_{r=0}^{[(m-1)/2]} (-1)^{r+1} (k\omega)^{2r+1} b_{m-2r-1},
 \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

где $[]$ — целая часть.

Из выражений (4) следует, что если значения A_k , B_k при вариации коэффициентов уравнения (1) изменяются незначительно, то и динамические свойства системы, описываемой уравнением (1), изменяются также незначительно.

Рассмотрим преобразователь напряжения понижающего типа с однозвенным Т-образным фильтром и активно-индуктивной нагрузкой (рис. 1), где ТК — ключевой элемент; VD , L , L' , C — обратные диод, индуктивность и емкость сглаживающего фильтра; $Z_{и}$, $Z_{н}$ — внутреннее сопротивление источника питания и нагрузки.

Ток нагрузки $i_{н}(t)$ связывается с напряжением на входе сглаживающего фильтра $V(t)$ следующим дифференциальным уравнением:

$$(a_0 p^3 + a_1 p^2 + a_2 p + a_3) i_{н}(t) = V(t); \quad p = \frac{d}{dt}; \quad a_0 = LC(L_{н} + L'); \quad a_1 = LCR_{н}; \quad (5)$$

$$a_2 = L + L_{н} + L'; \quad a_3 = R_{н},$$

где $R_{н}$, $L_{н}$ — активное сопротивление и индуктивность нагрузки.

Напряжение на входе сглаживающего фильтра, в случае пренебрежения внутренним сопротивлением источника питания $Z_{и}$, будет:

$$\begin{aligned}
 V(t) &= E \quad \text{при } hT_h < t < hT_h + \gamma T_h; \\
 V(t) &= 0 \quad \text{при } hT_h + \gamma_h T_h < t < (h+1)T_h; \quad \gamma_h = \frac{T_{иh}}{T_h},
 \end{aligned} \quad (6)$$

где γ_h , $T_{иh}$, T_h — скважность, длительность h -го импульса и период квантования; E — ЭДС первичного источника питания.

Для исключения влияния внутреннего сопротивления $Z_{и}$, при $|Z_{н}| \gg |Z_{и}|$, необходимо выполнить условие

$$T_h(1 - \gamma_h) > t_{и},$$

где $t_{и}$ — время переходного процесса, обусловленное накоплением электромагнитной энергии в реактивной составляющей $Z_{и}$ за время $\gamma_h T_h$.

Широтно-импульсная последовательность (6) искусственно периодизируется в соответствии с правилом (рис. 1, б) [4]:

$$\begin{aligned}
 Z(t) &= V(t) \quad \text{при } 0 \leq t \leq T/2; \\
 Z(t) &= 0 \quad \text{при } T/2 \leq t \leq T,
 \end{aligned}$$

и соответствующее периодическое движение $Z(t)$ аппроксимируется тригонометрическим рядом Фурье (2):

$$P_0 = \sum_{h=0}^{N-1} \frac{E\gamma_h}{2N}; \quad P_k = \sum_{h=0}^{N-1} \frac{E}{k\pi} \left[\sin \frac{(h + \gamma_h)k\pi}{N} - \sin \frac{k\pi h}{N} \right]; \quad (7)$$

$$F_k = \sum_{h=0}^{N-1} \frac{E}{k\pi} \left[-\cos \frac{(h + \gamma_h)k\pi}{N} + \cos \frac{k\pi h}{N} \right]; \quad \gamma_h = \frac{T_{nh}}{T_k}; \quad \omega = \frac{2\pi}{T},$$

где T — период искусственной периодизации [3]; N — число импульсов на отрезке времени $T/2$.

Подставив $V(t)$ в форме (7), в (5) получим значения A_k, B_k для $i_H(t)$:

$$A_k = \frac{P_k A(k\omega) + F_k B(k\omega)}{A^2(k\omega) + B^2(k\omega)}; \quad B_k = \frac{F_k A(k\omega) - P_k B(k\omega)}{A^2(k\omega) + B^2(k\omega)};$$

$$A(k\omega) = -k^2 \omega^2 a_1 + a_3; \quad B(k\omega) = k^3 \omega^3 a_0 + k\omega a_2.$$

Для активной нагрузки ($L_H = L' = 0$) $A(k\omega)$ и $B(k\omega)$ будут:

$$A(k\omega) = -LCR_H k^2 \omega^2 + R_H; \quad B(k\omega) = -k\omega L.$$

При работе источника на разветвленную нагрузку нестационарными являются значения R_H и L_H . Следовательно, условие низкой чувствительности переходного процесса к изменению R_H и L_H будет соблюдаться при $|B(k\omega)| \gg |A(k\omega)|$, откуда следует, что для выполнения условия низкой чувствительности к изменению параметров нагрузки необходимо формировать управление силовым ключом преобразователя напряжения исходя из условия $R_H = R_H^{\max}$; $L_H = L_H^{\min}$, где R_H^{\max} — максимальное значение активной составляющей сопротивления нагрузки; L_H^{\min} — минимальное значение индуктивности нагрузки.

Синтез сглаживающего фильтра преобразователя напряжения. Задача синтеза заключается в определении структуры и параметров фильтра в зависимости от \underline{Z}_H и частоты f_h из условия

$$\int_0^{T_1} [i_H(t) - i_H^*(t)]^2 dt \leq \delta,$$

где $i_H(t)$, $i_H^*(t)$ — реальная и желаемая траектории тока нагрузки в переходном режиме работы; δ — допустимая погрешность; T_1 — интервал сравнения.

При этом накладывается ограничение

$$\Delta i_H \leq \Delta i_{\max},$$

где Δi_H , Δi_{\max} — реальная и допустимая величина пульсаций тока в квазиустановившемся режиме работы.

Для решения поставленной задачи широтно-импульсная последовательность представляется в виде (2), (7), а желаемая траектория $i_H^*(t)$ искусственно периодизируется в соответствии с правилом (рис. 1, б) [3]:

$$Z_1(t) = i_H^* \text{ при } 0 \leq t \leq T/2;$$

$$Z_1(t) = i_H^*(T/2) - i_H^*(t - T/2) \text{ при } T/2 \leq t \leq T,$$

и соответствующее периодическое движение $Z_1(t)$ аппроксимируется тригонометрическим рядом Фурье (3).

Тогда для нахождения коэффициентов a_i уравнения (5) необходимо решить систему алгебраических уравнений

$$\left. \begin{aligned} \sqrt{A_k^2 + B_k^2} &= \sqrt{P_k^2 + F_k^2} |W(j\omega)|; \\ \arctg \frac{\operatorname{Im} W(j\omega)}{\operatorname{Re} W(j\omega)} &= \arctg \frac{A_k}{B_k} - \arctg \frac{P_k}{F_k}; W(j\omega) = \frac{1}{a_0(j\omega)^3 + a_1(j\omega)^2 + a_2 j\omega + a_3} \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

Выбор желаемой траектории связан с ограничением напряжения на конденсаторе сглаживающего фильтра ($V_C(t)$) в переходных режимах работы

$$V_C(t) = (L_H + L') \frac{di_H(t)}{dt} + R_H i_H(t),$$

определяемого скоростью нарастания тока нагрузки. Поэтому в качестве желаемой траектории выбирается траектория с треугольным изменением скорости нарастания тока (рис 2).

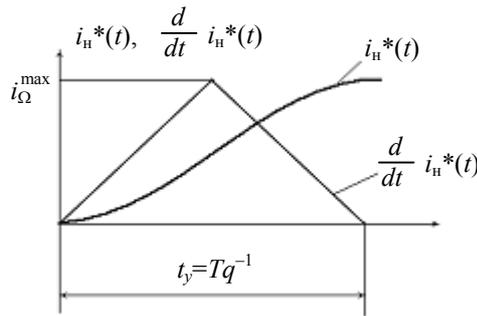


Рис. 2

Значения A_k, B_k в (3) рассчитываются по формулам:

$$A_k = \frac{2q^2 i_{cp}}{(\pi k)^3} \left[-2 \sin \frac{\pi k}{q} + \sin \frac{2\pi k}{q} \right]; \quad B_k = \frac{2q^2 i_{cp}}{(\pi k)^3} \left[-1 + 2 \cos \frac{\pi k}{q} - \cos \frac{2\pi k}{q} \right];$$

$$i_{\Omega}^{\max} = \frac{i_{cp} q \omega}{\pi}; \quad t_y = \frac{T}{q}; \quad A_0 = 0,5 i_{cp}; \quad q \geq 2,$$

где $i_{cp}, i_{\Omega}^{\max}$ — среднее значение тока нагрузки и максимальное значение скорости изменения тока нагрузки; t_y — время выхода тока нагрузки на среднее значение (время переходного процесса).

Уравнение (5) запишем в виде

$$\left(p^3 + d_1 p^2 + d_2 p + d_3 \right) i_H^*(t) = b V(t);$$

$$b = \frac{1}{LC(L_H + L')}; \quad d_1 = \frac{R_H}{(L_H + L')}; \quad d_2 = \frac{L_H + L' + L}{LC(L_H + L')}; \quad d_3 = \frac{R_H}{LC(L_H + L')}. \quad (9)$$

Подставив $i_H^*(t), V(t)$ в виде (2), (3) в уравнение (9), получим для нахождения коэффициентов передаточной функции (при $b = d_3$) систему алгебраических уравнений (8) в виде

$$\begin{bmatrix} -\omega^2 A_1 & \omega B_1 & A_1 - P_1 \\ -\omega^2 B_1 & -\omega A_1 & B_1 - F_1 \\ -9\omega^2 A_3 & 3\omega B_3 & A_3 - P_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d_1 \\ d_2 \\ d_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \omega^3 B_1 \\ -\omega^3 A_1 \\ 27\omega^3 B_3 \end{bmatrix}. \quad (10)$$

Структуру сглаживающего фильтра можно упростить путем замены Т-образного фильтра на Г-образный ($L' = 0$) [4]. В данном случае необходимо решить систему алгебраических уравнений:

$$\begin{bmatrix} \omega B_1 & A_1 - P_1 \\ -\omega A_1 & B_1 - F_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d_2 \\ d_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \omega^3 B_1 + \frac{R_H}{L_H} \omega^2 A_1 \\ -\omega^3 A_1 + \frac{R_H}{L_H} \omega^2 B_1 \end{bmatrix}. \quad (11)$$

В качестве примера рассмотрим процедуру синтеза выпрямителя ВГ-ТПЕ-100-24-0 завода „Конвертор“ (Саранск) с параметрами: $E = 220\text{ В}$; $R_H = 11\text{ Ом}$; $i_H = 10\text{ А}$; $L_H = 0,001\text{ Гн}$; $|Z_{in}| = 1\text{ Ом}$; $f_h = 6\text{ кГц}$, $t_y \approx 0,002\text{ с}$; $K_{\Pi} < 1\%$; $\sigma < 2\%$:

$K_{\Pi} = \frac{i'_{\max} - i_{\text{ср}}}{i_{\text{ср}}} 100\%$; $\sigma = \frac{i_{\max} - i_{\text{ср}}}{i_{\text{ср}}} 100\%$, где K_{Π} , σ — коэффициент пульсаций и перерегулирование. Пусть $q = 4$. Тогда по заданным значениям i_H , R_H , E , t_y и f_h выбираем:

$\gamma_h = \frac{i_H R_H}{E} = \text{const} = 0,5$; $T = q t_y = 0,008\text{ с}$; $\omega = 785,4\text{ с}^{-1}$; $N = \frac{T f_h}{2} = 24$. Коэффициенты d_i

при решении системы (10) будут следующими: $d_1 = 6,612\omega$; $d_2 = 19,174\omega^2$; $d_3 = 23,634\omega^3$.

Параметры Т-образного фильтра: $C = 4,906 \cdot 10^{-5}\text{ Ф}$; $L = 9,244 \cdot 10^{-3}\text{ Гн}$; $L' = 1,118 \cdot 10^{-3}\text{ Гн}$.

Значения K_{Π} , σ не превышают 1 и 2 % соответственно.

На рис. 3 представлены результаты моделирования тока при различном характере нагрузки — резистивном и индуктивном (1 — траектория тока нагрузки при $R_H = 11$, 2 — при 6, 3 — при 20 Ом, 4 — при $L_H = 0,0002$, 5 — при 0,005 Гн).

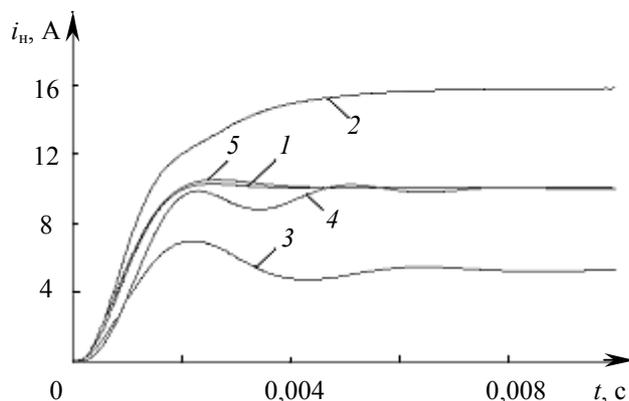


Рис. 3

Параметры Г-образного фильтра при решении системы (11): $d_2 = 2,432 \cdot 10^7$; $d_3 = 2,425 \cdot 10^{10}$ для $L = 0,01\text{ Гн}$; $C = 4,522 \cdot 10^{-5}\text{ Ф}$.

Из рис. 3 видно, что при уменьшении активной и увеличении реактивной составляющих нагрузки, в широких пределах, качественные характеристики переходного процесса изменяются незначительно.

Рассмотренная процедура синтеза позволяет обеспечить требуемое качество электрической энергии при различных видах нагрузки.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Чаплыгин Е. Е., Азудов А. Н., Московка А. А. Анализ инверторов напряжения на разветвленную сеть потребителей // Электротехника. 2000. № 4. С. 47—51.
2. Кадацкий А. Ф. Гармонический анализ электрических процессов в многофазных импульсных преобразователях постоянного напряжения с ШИМ-методом регулирования // Электричество. 1997. № 3. С. 37—42.

3. Лихоманов А. М. Параметрический синтез линейных систем на основе искусственной периодизации переходных характеристик // Изв. вузов. Приборостроение. 1990. Т. 37, № 2. С. 15—22.
4. Лихоманов А. М., Дмитриев Б. Ф., Бизяев А. А., Бусько А. В. Синтез структуры и параметров сглаживающих фильтров для широтно-импульсных систем преобразования энергии // Электричество. 2005. № 5. С. 47—51.

Рекомендована кафедрой
электротехники и прецизионных
электромеханических систем

Поступила в редакцию
23.01.08 г.

УДК 621.313

И. Е. ОВЧИННИКОВ

*Санкт-Петербургский государственный университет
информационных технологий, механики и оптики*

ОПТИМАЛЬНЫЙ УГОЛ ОПЕРЕЖЕНИЯ ВЕНТИЛЬНЫХ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ДВИГАТЕЛЕЙ С АКТИВНЫМ РОТОРОМ

Рассматривается возможность улучшения характеристик вентильных двигателей с активным (возбужденным) ротором за счет введения в процесс коммутации угла опережения включения очередной фазы обмотки, подключенной к полупроводниковому коммутатору (инвертору), управляемому датчиком положения ротора.

Схема трехфазного вентильного двигателя (ВД), подключенного к транзисторному коммутатору, содержащему силовые транзисторы $V1—V3'$ и обратные диоды $VD1—VD3'$ представлена на рис. 1, а [1, 3]. Возбуждение двигателя осуществляется от постоянного магнита I , который в общем случае представляет $2p$ -полюсную систему. Обойма 2 с чувствительными элементами ЧЭ1—ЧЭ3', расположенная непосредственно на статоре, и сигнальный сектор 3, связанный с валом ротора, образуют датчик положения ротора (ДПР). Сигнальный сектор 3 ДПР (см. рис. 1, а) возбуждает ЧЭ1' и ЧЭ3, управляющие транзисторами $V3$ и $V1'$, в результате чего фазы статорной обмотки 01 и 03 запитываются током, и двигатель создает электромагнитный момент, направленный против часовой стрелки. Последовательное возбуждение ЧЭ2—3'—1—2'—3—1' при вращении ротора приводит к открыванию соответствующих транзисторов и подключению фазовых обмоток, токи которых, взаимодействуя с потоком ротора, создают момент.

В целях согласованного подключения и отключения фаз, обеспечивающих момент двигателя при его наилучших энергетических показателях, необходима правильная ориентация чувствительных элементов ДПР по отношению к магнитным осям фазовых обмоток 01, 02, 03 и ориентация оси симметрии ДПР 3 по отношению к оси полюсов магнита I ротора. Возможны различные варианты такой ориентации, обеспечивающие одинаковый результат. Мы рекомендуем конструктивно наиболее простой вариант ориентации.

Для обеспечения нейтральной, или симметричной, коммутации фаз, при которой характеристики двигателя при вращении в обе стороны одинаковы, ЧЭ1—ЧЭ3' ДПР (рис. 1, а) устанавливаются таким образом, что их оси параллельны магнитным осям соответствующих фаз 01—03. Ось симметрии сигнального сектора 3 якоря ДПР ориентирована перпендикулярно оси полюсов магнита NS.

Приведем некоторые параметры, характеризующие конструкцию (см. рис. 1, а) с числом полюсов p .

Число сигнальных секторов ДПР	p
Угол между осями секторов, геом. рад.....	$2\pi/p$
Угол между осью полюсов (зубцов) ротора и осью сектора, геом. рад.....	$\pi/(2p)$
Угол сигнального сектора (трехфазный двигатель) α_c , геом. рад.....	$2\pi/(3p)$

Настройка ДПР на симметричную коммутацию (см. рис. 1, а) может не соответствовать оптимальному использованию двигателя по моменту и полезной мощности на валу. Это подтверждается как теоретическими, так и экспериментальными исследованиями, в особенности при мощности двигателя более 100 Вт. Введение угла опережения включения β_0 , означающего некоторый поворот обоймы ДПР 1 (рис. 1, а) навстречу направлению вращения, позволяет довольно существенно увеличить момент двигателя и его мощность при неизменном или несколько уменьшенном КПД.

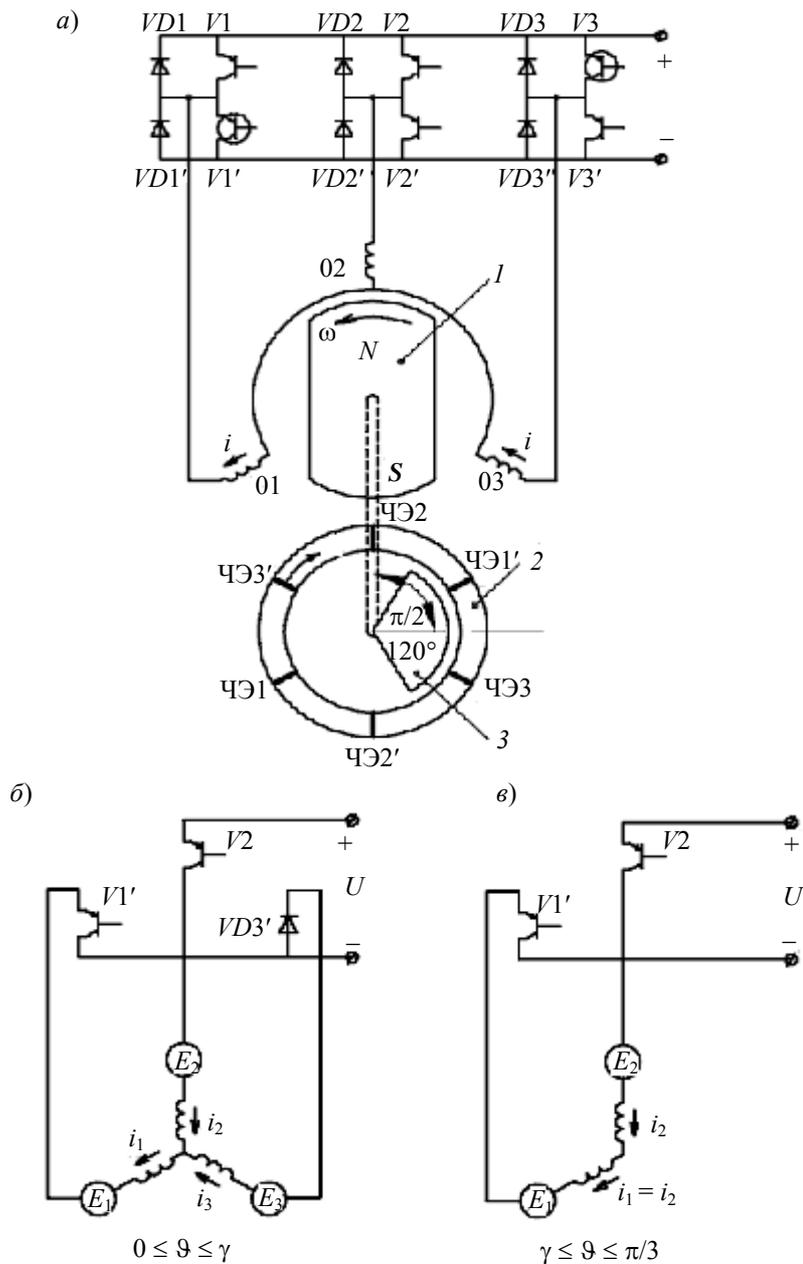


Рис. 1

При установившемся режиме, когда скорость ротора Ω можно полагать постоянной, все процессы в двигателе являются циклическими по углу поворота ротора. Эта периодичность определяется углом поворота ротора ϑ_k между двумя последующими переключениями

фаз. Величина ϑ_k называется межкоммутационным периодом, и для схемы, представленной на рис. 1, а она равна угловому расстоянию между соседними чувствительными элементами обмотки ДПР 2. Иначе говоря, $\vartheta_k = \frac{2\pi}{6} = \frac{\pi}{3}$ эл. рад или $\vartheta_k = \frac{\pi}{3p}$ геом. рад. Периодичность процессов изменения мгновенного тока в фазах и мгновенного момента двигателя позволяет определить эти значения внутри любого межкоммутационного периода. Рассмотрим процесс изменения токов фаз и момента двигателя на периоде $\vartheta_k = \frac{\pi}{3}$, в начале которого фазовая обмотка 03 отключается в результате запираания транзистора $V3$ по сигналу ЧЭЗ, а обмотка 02 подключается при отпирании $V2$ по сигналу ЧЭ2 (рис. 1, а).

Дальнейший процесс изменения токов в фазовых обмотках распадается на два участка: коммутационный, на котором ток i_3 отключаемой фазы 03 спадает до нуля, а ток i_2 подключаемой фазы 02 нарастает от нулевого значения, и внекоммутационный, на котором фаза 03 обесточена, а в подключенной фазе продолжает протекать ток i_2 , равный току i_1 последовательно соединенной фазы 01. Первому участку соответствует эквивалентная схема рис. 1, б, а второму — рис. 1, в. На схемах E_1, E_2, E_3 — противоэдс фаз. Угол поворота ротора, соответствующий участку $\gamma = p\Omega t_k$, называется углом коммутации (t_k — время коммутации).

Введем систему относительных величин. Ток: $i = \frac{I}{I_6}$, где базовый ток $I_6 = \frac{U_6}{2R_1}$, $U_6 = U_{\text{ном}}$ — номинальное напряжение, R_1 — активное сопротивление фазовой обмотки. Скорость: $\omega = \frac{\Omega}{\Omega_6}$, где базовая скорость $\Omega_6 = \frac{U_6}{\sqrt{3}pw_{1e}\Phi}$, w_{1e} — эффективное число витков фазовой обмотки, Φ — поток постоянного магнита в зазоре на пару полюсов. Напряжение на входе коммутатора: $u = \frac{U}{U_6}$. Момент $\mu = \frac{M}{M_6}$, где базовый момент $M_6 = \sqrt{3}pw_{1e}\Phi I_6$. Индуктивное сопротивление фазы $x = \frac{3}{2} \frac{L_1 p \Omega_6}{R_1} \omega = x_6 \omega$, L_1 — индуктивность фазовой обмотки.

После некоторых преобразований и замены независимой переменной t (время) на новую переменную $\vartheta = p\Omega t$ (угол поворота ротора) можно получить следующую систему дифференциальных уравнений относительно токов для двух участков внутри периода ϑ_k [1]:

$$\left. \begin{array}{l} \text{при } 0 \leq \vartheta \leq \gamma \\ \left. \begin{array}{l} x \frac{di'}{d\vartheta} + i' = -2\omega \cos\left(\frac{\pi}{6} + \vartheta - \beta_0\right), \\ x \frac{di''}{d\vartheta} + i'' = 2u - 2\omega \cos\left(\frac{\pi}{6} - \vartheta + \beta_0\right), \end{array} \right\} \\ \text{где } i' = 2i_3 + i_2, i'' = 2i_2 + i_3; \\ \text{при } \gamma \leq \vartheta \leq \frac{\pi}{3} \\ \left. \begin{array}{l} x \frac{di_2}{d\vartheta} + i_2 = u - \omega \cos\left(\frac{\pi}{6} - \vartheta + \beta_0\right). \end{array} \right\} \end{array} \right\} \quad (1)$$

В системе уравнений (1) β_0 — угол опережения включения каждой подключаемой фазы по отношению к нейтральной коммутации (рис. 1, а). Члены правой части уравнений, содер-

жащие скорость ω , имеют смысл противоэдс вращения фаз (в определенной комбинации их соединения).

При решении уравнений следует использовать свойство периодичности процесса:

$$i_3(0) = i_1\left(\frac{\pi}{3}\right) = i_2\left(\frac{\pi}{3}\right) \quad (2)$$

и условие непрерывности тока на границе участков коммутационного и внекоммутационного:

$$i_2(\gamma_-) = i_2(\gamma_+) = i_1(\gamma). \quad (3)$$

Условие (2) означает, что в силу периодичности ток отключаемой фазы 03 в начале периода ($\vartheta = 0$) равен току подлежащей отключению фазы 01 в конце периода ($\vartheta = \frac{\pi}{3}$). Условие (3) означает, что в силу непрерывности ток $i_2(\gamma_-)$ при подходе к границе $\vartheta = \gamma_-$ слева равен току $i_2(\gamma_+)$ при подходе к границе $\vartheta = \gamma_+$ справа. В новых переменных эти условия формулируются в виде

$$\left. \begin{aligned} \vartheta = 0, \quad i'(0) = 2 \cdot i_3(0), \quad i''(0) = i_3(0), \\ i'(0) - i''(0) = i_1\left(\frac{\pi}{3}\right) = i_2\left(\frac{\pi}{3}\right), \\ i'(\gamma) = i_2(\gamma), \quad i''(\gamma) = 2i_2(\gamma). \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

Решение системы уравнений (1) с учетом условий (2)—(4) позволяет получить систему зависимостей вида [1]:

$$\left. \begin{aligned} i_3(0) &= f_1(u, \gamma, \omega), \\ i_3(\gamma) &= 0, \\ i_2(\gamma) &= f_2(u, \gamma, \omega). \end{aligned} \right\}$$

В результате угол коммутации γ определяется из трансцендентного уравнения

$$e^{\frac{\gamma}{x}} = \frac{u(5 - 4e^{-\frac{\pi}{3x}}) - \sqrt{3} \cdot \omega \cos \varphi \left[\left(1 - 2e^{-\frac{\pi}{3x}}\right) \cos\left(\frac{\pi}{3} + \lambda\right) + A_1(\gamma) \right]}{u(2 - e^{-\frac{\pi}{3x}}) + \sqrt{3} \cdot \omega \cos(\varphi) \left[\left(2 - e^{-\frac{\pi}{3x}}\right) \cos\left(\frac{\pi}{3} - \lambda\right) - A_2(\gamma) \right]}, \quad (5)$$

где

$$\begin{aligned} A_1(\gamma) &= 2\sqrt{3} \cdot \sin\left(\frac{\gamma}{2}\right) \sin\left(\frac{\pi}{6} - \lambda - \frac{\gamma}{2}\right), \\ A_2(\gamma) &= 4 \sin\left(\frac{\gamma}{2}\right) \left[\sin\left(\frac{\pi}{3} - \lambda + \frac{\gamma}{2}\right) - e^{-\frac{\pi}{3x}} \sin\left(\frac{\pi}{3} + \lambda - \frac{\gamma}{2}\right) \right], \\ \lambda &= \varphi + \beta_0; \quad x = \operatorname{tg} \varphi = x_\delta |\omega|; \quad x_\delta = \frac{3 L_1 p \Omega_\delta}{2 R_1}. \end{aligned}$$

На рис. 2, а приведен результат решения уравнения (5) относительно угла γ в функции скорости ротора ω для различных значений β_0 (1 — $\beta_0 = 0$, 2 — $\pi/6$, 3 — $\varphi/2$, 4 — φ). Решение (5) показано для фиксированного параметра $x_\delta = 5$, смысл которого, как следует из вышеприведенного обозначения, определяется как отношение эквивалентного индуктивного

сопротивления обмоток фазы при скорости Ω_6 к ее активному сопротивлению. На графиках угол φ , в функции от которого изменяется угол β_0 , равен $\varphi = \text{arctg}(x_6 |\omega|)$.

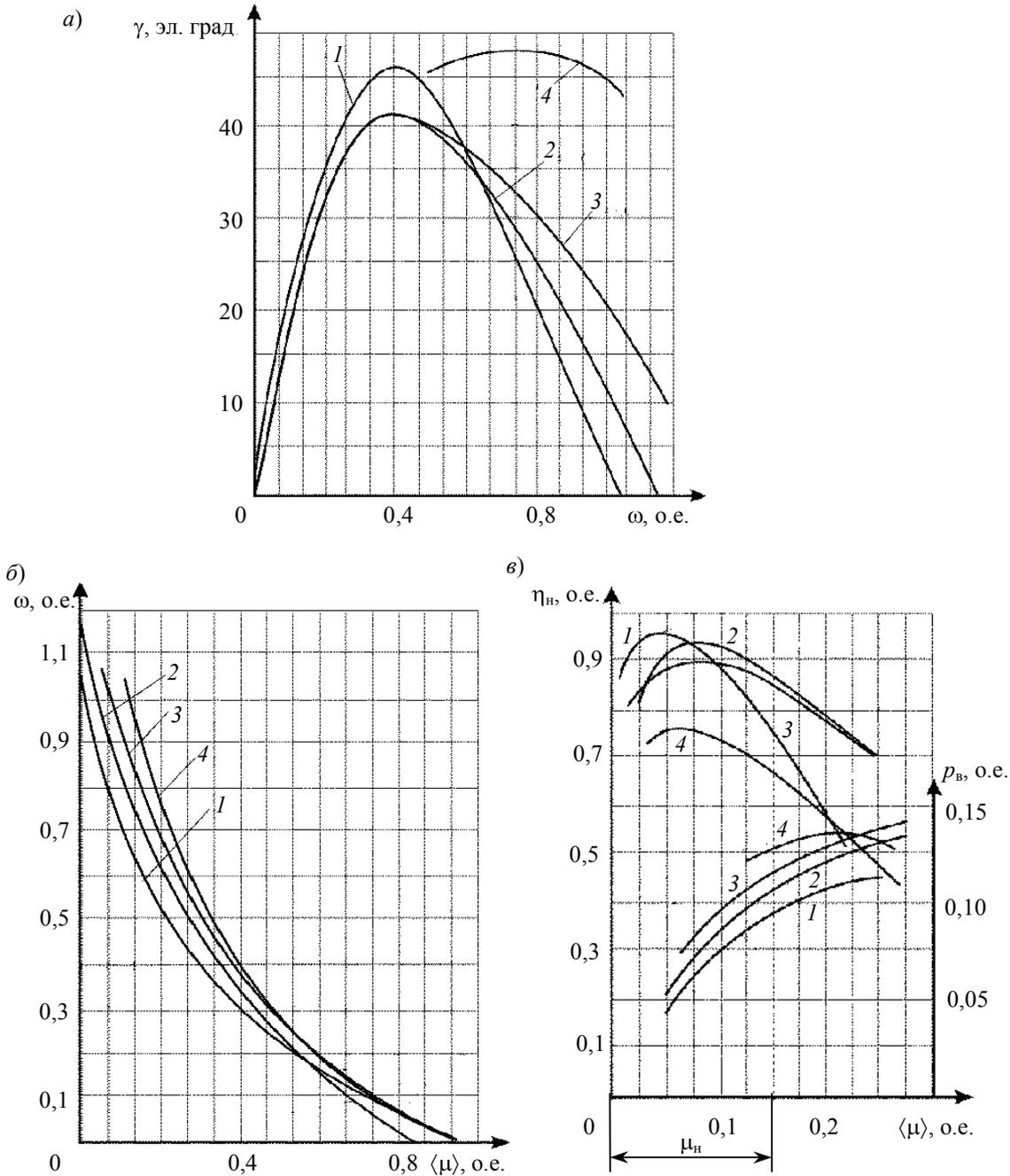


Рис. 2

Можно видеть, что угол коммутации для каждого варианта угла опережения β_0 ($\beta_0 = \text{const}$ или $\beta_0 = \text{var}$) имеет явный максимум и две общие точки: $\gamma = 0$ при заторможенном роторе ($\omega = 0$) $\gamma = p\omega\Omega_6 t_k = 0$ и при идеальном холостом ходе, когда ток двигателя $i = 0$ и время коммутации $t_k = 0$, а значит, и $\gamma = p\omega\Omega_6 t_k = 0$. Знание угла коммутации необходимо для определения мгновенного и среднего момента двигателя на периоде $\vartheta_k = \frac{\pi}{3}$.

Безразмерный момент двигателя, так же как и ток, изменяется на участках $0 \leq \vartheta \leq \gamma$ и $\gamma \leq \vartheta \leq \frac{\pi}{3}$ в функции угла поворота ротора ϑ . Общий вид этой зависимости для двух участков будет следующим:

$$\left. \begin{aligned} &\text{при } 0 \leq \vartheta \leq \gamma \\ &\mu = \frac{\sqrt{3}}{3} \left[i_1 \cos(\vartheta - \beta_0) + i_2 \cos\left(\frac{\pi}{3} - \vartheta + \beta_0\right) + i_3 \cos\left(\frac{\pi}{3} + \vartheta - \beta_0\right) \right]; \\ &\text{при } \gamma \leq \vartheta \leq \frac{\pi}{3} \\ &\mu = i_2 \cos\left(\frac{\pi}{6} - \vartheta + \beta_0\right). \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

Средний за период момент двигателя определяется как

$$\langle \mu \rangle = \frac{3}{\pi} \left(\int_0^\gamma \mu d\vartheta + \int_\gamma^{\pi/3} \mu d\vartheta \right).$$

Подставив в первое выражение момента для (6) новые переменные для токов из уравнений (1)

$$i_1 = \frac{1}{3}i' + \frac{1}{3}i''; \quad i_2 = \frac{2}{3}i'' - \frac{1}{3}i'; \quad i_3 = \frac{2}{3}i' - \frac{1}{3}i'',$$

получим средний момент в виде:

$$\langle \mu \rangle = \frac{3}{\pi} \left(\frac{\sqrt{3}}{3} \left(\int_0^\gamma i' \cos\left(\vartheta + \frac{\pi}{3} - \beta_0\right) d\vartheta + \int_0^\gamma i'' \cos\left(\vartheta - \frac{\pi}{3} - \beta_0\right) d\vartheta \right) + \int_\gamma^{\pi/3} i_2 \cos\left(\vartheta - \frac{\pi}{6} - \beta_0\right) d\vartheta \right). \quad (7)$$

В этом выражении токи i' и i'' известны из уравнений (1), а угол коммутации γ — из уравнения (5).

После интегрирования приходим к выражению для значения среднего момента в виде

$$\langle \mu \rangle = \frac{3}{\pi} \frac{1}{\sqrt{1 + x_0^2 \omega^2}} \left[uB_0(\varphi, \gamma) - \frac{1}{2} \omega B_1(\varphi, \gamma) \right], \quad (8)$$

$$B_0(\varphi, \gamma) = \cos(\varphi - \beta_0) - \frac{2\sqrt{3}}{3} \sin\left(\frac{\gamma}{2}\right) \cos\left(\frac{\pi}{3} + \varphi - \beta_0 + \frac{\gamma}{2}\right),$$

$$B_1(\varphi, \gamma) = \left(\frac{\pi}{3} + \gamma\right) \cos \varphi + \cos(\varphi + \gamma - 2\beta_0) \sin\left(\frac{\pi}{3} - \gamma\right).$$

Если пренебречь индуктивностью обмоток фаз двигателя и учитывать их активное сопротивление, что возможно для двигателей малой мощности (менее 10—30 Вт), то следует $\varphi = 0$, $\gamma = 0$, тогда

$$\langle \mu \rangle = \frac{3}{\pi} u \cos \beta_0 - \frac{1}{2} \omega \left(1 + \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} \cos(2\beta_0) \right), \quad (9)$$

что совпадает с результатом для частного случая [1].

Можно заметить, что введение угла опережения β_0 как в (8), так и в (9), уменьшает средний пусковой момент двигателя, а при значительных углах β_0 при некоторых положениях ротора ϑ двигатель может не запуститься. Очевидно, что введение угла β_0 должно осуществляться либо в функции скорости ω , либо на фиксированную величину, но по достижении некоторой скорости.

Механические характеристики двигателя $\omega = f(\langle \mu \rangle)$ для различных углов опережения β_0 , построенные с использованием выражений (8) и (5), представлены на рис. 2, б. Характеристики соответствуют номинальному напряжению на зажимах коммутатора: $u = 1$ и параметру, характеризующему индуктивность обмотки, $x_6 = 5$.

Механическая характеристика, отвечающая условию $\beta_0 = 0$, соответствует нейтральной (симметричной) коммутации. При $\beta_0 = \frac{\pi}{6}$ опережение выставляется заранее и остается неизменным при любой нагрузке двигателя $\mu_n = \langle \mu \rangle$. Регулируемое изменение опережения момента включения соответствует условиям $\beta_0 = \varphi$ и $\beta_0 = \frac{1}{2}\varphi$. В первом случае β_0 изменяется с изменением скорости, согласно закономерности $\beta_0 = \arctg(x_6\omega)$, а во втором случае — $\beta_0 = \frac{1}{2} \arctg(x_6\omega)$.

Из графиков рис. 2, б видно, что введение угла β_0 довольно существенно увеличивает средний момент двигателя в диапазоне рабочих скоростей $\omega > 0,5—0,6$, в которых обычно работают двигатели. Например, в диапазоне $\omega > 0,7—0,8$ при $\beta_0 = \varphi$ момент увеличивается приблизительно в 2 раза по сравнению со случаем, когда $\beta_0 = 0$, а при $\beta_0 = \frac{1}{2}\varphi$ — в 1,5—1,7 раза.

При неизменном угле β_0 (в нашем примере $\beta_0 = \frac{\pi}{6}$) средний пусковой момент уменьшается, а при регулируемом β_0 он остается таким же, как в случае $\beta_0 = 0$.

Прежде чем решить, какой угол опережения β_0 будет наиболее выгоден, выясним, как будет изменяться средняя потребляемая мощность, и каков будет КПД двигателя при введении β_0 .

Средняя относительная мощность, потребляемая от источника питания, будет

$$\langle p \rangle = u \langle i \rangle, \quad p = \frac{P}{UI_6}.$$

При номинальном напряжении $u = 1$

$$\langle p \rangle = \langle i \rangle = \frac{3}{\pi} \left(\int_0^\gamma i_2 d\vartheta + \int_\gamma^{\pi/3} i_2 d\vartheta \right) = \frac{3}{\pi} \left(\frac{1}{3} \int_0^\gamma (2i'' - i') d\vartheta + \int_\gamma^{\pi/3} i_2 d\vartheta \right).$$

Определив потребляемую мощность $\langle p \rangle$ на периоде $\frac{\pi}{3}$ с использованием уравнений (1) и мощность на валу $\langle p_v \rangle = \langle \mu \rangle \omega$, можно найти идеализированный КПД двигателя, учитывая только потери в обмотках

$$\eta = \frac{p_v}{p} = \frac{\langle \mu \rangle \omega}{\langle i \rangle}.$$

На рис. 2, в представлены графики изменения полезной мощности на валу p_v (нижние кривые) и идеализированного КПД η (верхние кривые) в зависимости от момента нагрузки,

равного среднему моменту двигателя $\langle \mu \rangle$. Как и ранее, все вычисления сделаны для параметра

$$x_6 = \frac{3}{2} \frac{pL_1\Omega_6}{R_1} = 5.$$

Можно видеть, что регулирование $\beta_0 = \varphi$ позволяет получить значительный прирост мощности p_B по сравнению с $\beta_0 = 0$ в диапазоне нагрузок $\mu_n < 0,2$.

Однако такое регулирование сопровождается большими потерями в обмотках, в результате чего КПД двигателя оказывается наименьшим из всех рассмотренных способов. В случае

$\beta_0 = \frac{\pi}{6}$ наблюдается увеличение полезной мощности p_B при удовлетворительном значении

КПД. Тем не менее, как видно из рис. 2, б, при $\beta_0 = \frac{\pi}{6}$ увеличение момента для заданной скорости ω оказывается наименьшим, а пусковой момент — заниженным по сравнению с $\beta_0 = 0$.

Анализ графиков рис. 2, б и в позволяет сделать вывод о том, что из рассмотренных вариантов наилучший результат был получен при регулируемом в функции скорости угле опережения β_0 , отвечающем зависимости

$$\beta_0 = \frac{1}{2} \varphi = \frac{1}{2} \operatorname{arctg}(x_6 \omega).$$

Этот вывод относится к конкретному сочетанию параметров двигателя, обеспечивающему параметр $x_6 = 5$. Однако можно ожидать, что и для $x_6 > 2—3$ оптимальный угол опережения будет отвечать условию $\beta_0 = k\varphi$, где $k < 1$. При $x_6 < 1—2$ введение опережения β_0 увеличивает момент и мощность на валу, однако сопровождается резким снижением КПД из-за существенных пульсаций [1].

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Овчинников И. Е. Вентильные электрические двигатели и привод на их основе. СПб: Корона-Век, 2006. 333 с.
2. Овчинников И. Е. Теория вентильных электрических двигателей. Л.: Наука, 1985. 164 с.
3. Лебедев Н. И., Гандшу В. М., Явдошак Я. И. Вентильные электрические машины. СПб: Наука, 1996. 351 с.

Рекомендована кафедрой
электротехники и прецизионных
электромеханических систем

Поступила в редакцию
23.01.08 г.

А. Н. ИСУПОВ, К. С. ИСУПОВ

НТЦ „Восход“, Ижевск

С. Н. ХРАМОВ

Ижевский государственный технический университет

ОПРЕДЕЛЕНИЕ АМПЛИТУДНО-ЧАСТОТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК АЛЬТ-АЗИМУТАЛЬНОГО ОПОРНО-ПОВОРОТНОГО УСТРОЙСТВА КРУПНОГАБАРИТНОГО НАЗЕМНОГО ТЕЛЕСКОПА

Изложен подход к расчету амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) альт-азимутального опорно-поворотного устройства крупногабаритного наземного телескопа как многомассовой системы с нелинейными элементами сухого трения. Показано, что детальность расчетной схемы объекта управления влияет на характер расчетной АЧХ, определенной по переходной характеристике объекта.

Опыт получения изображений космических объектов наземными средствами [1] показал, что для успешного решения этой задачи необходим телескоп, обеспечивающий стабильное изображение в поле зрения, не превышающем $1'$, за время сеанса наблюдения порядка 2 мин. Мировая тенденция увеличения диаметра главного зеркала телескопа [2] приводит к соответствующему увеличению размеров и массы подвижных элементов опорно-поворотных устройств (ОПУ). Обычно для крупногабаритных наземных телескопов используется альт-азимутальная монтировка, когда азимутальная ось ОПУ направлена по местной вертикали, а угол места отсчитывается от плоскости горизонта. В качестве приводов используются бредукторные моментные электродвигатели, роторы которых смонтированы на валу соответствующей оси ОПУ.

В составе ОПУ наземного телескопа можно выделить следующие структурные элементы (рис. 1):

— азимутальная ось (А) в составе вертикального вала (1) с моментом инерции J_4 , бесконтактного моментного электродвигателя с моментом инерции статора относительно неподвижного основания J_1 и моментом инерции ротора (3) относительно статора J_2 , твердотельной частью вала (5) в поясе верхней опоры с моментом инерции J_3 , подшипниковых узлов верхней и нижней опор (2 и 2' соответственно) и кабельного перехода (4) с крутильной жесткостью c_{30} ;

— вилка (6) в сборе с опорами угломестной оси и горизонтальными цапфами с суммарным моментом инерции J_5 ;

— угломестная ось, включающая подшипниковые узлы опор оси (7), средник с трубой телескопа (8) с моментом инерции J_8 , бесконтактный моментный двигатель с моментом инерции статора относительно вилки J_6 и ротора относительно угломестной оси J_7 и кабельный переход (10) с крутильной жесткостью c_{85} .

Статоры двигателей связаны с основанием (двигатель азимутальной оси) и вилкой (двигатель угломестной оси) упругими и демпфирующими элементами, характеристики которых определяются размерами элементов и свойствами конструкционных материалов. Роторы двигателей закреплены на валах осей и представляют собой диски с постоянными магнитами. Упругие и демпфирующие характеристики соединений роторов с валами определяются конструктивными элементами (болты, штифты и др.).

Часть вала азимутальной оси, элементы крепления подшипников верхней опоры, внутренние кольца подшипников, а также соответствующее число подвижных шариков могут рассматриваться как самостоятельный инерционный элемент.

Нижняя часть вала азимутальной оси опирается на узел опорных подшипников. Элементы крепления подшипников, их внутренние кольца, соответствующие доли подвижных шариков и роликов включаются в инерционный элемент этой части вала.

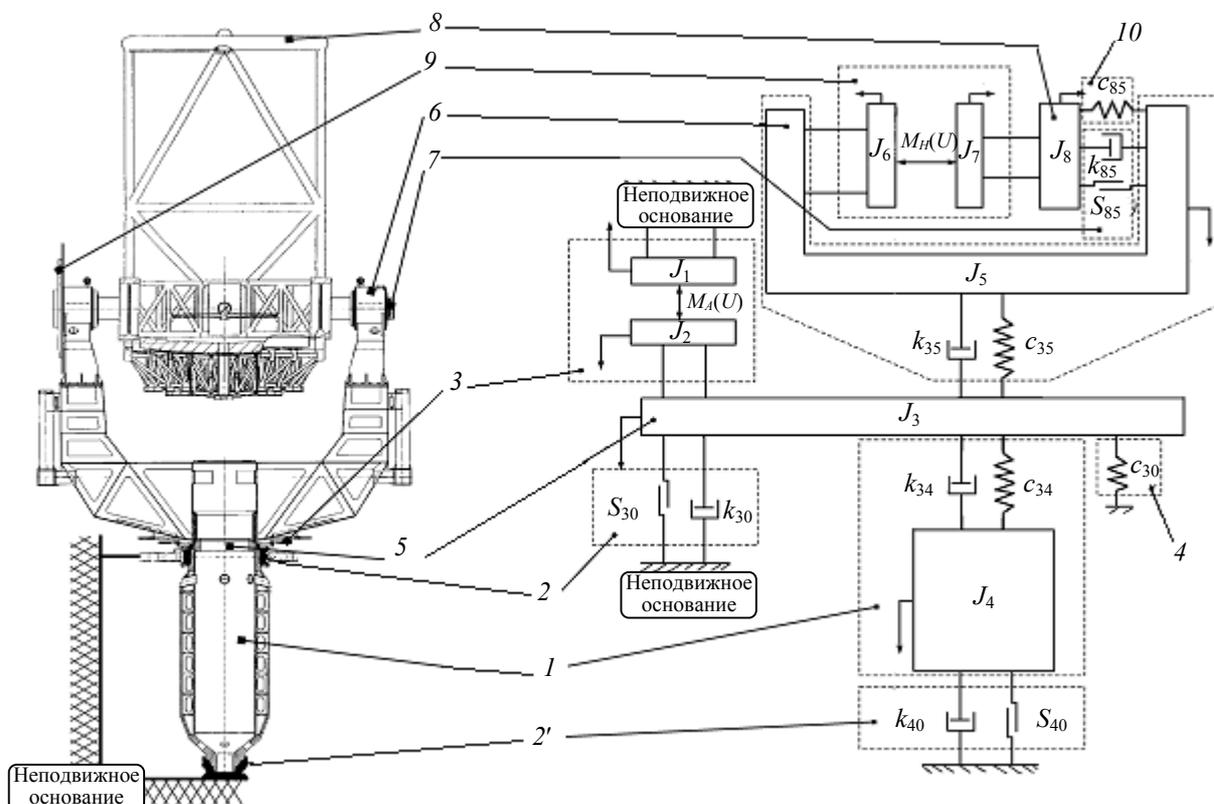


Рис. 1

Для эффективного управления телескопом необходима идентификация амплитудно-частотных характеристик (АЧХ) ОПУ, что требует решения следующих задач:

- выбора рациональной расчетной схемы ОПУ и разработки математической модели, описывающей движение элементов ОПУ с учетом сухого и вязкого трения в подшипниковых узлах;
- имитационного моделирования реакции ОПУ на ступенчатое воздействие как моментов, приложенных к осям ОПУ, так и напряжения, подаваемого на статорные катушки двигателей приводов, с получением переходной характеристики системы;
- расчета АЧХ ОПУ по переходным характеристикам, отражающим зависимости перемещений элементов ОПУ от времени.

Вилка со всеми элементами угломестной оси и трубой телескопа при анализе движения азимутальной оси в первом приближении может быть представлена твердым телом. При анализе движения трубы телескопа относительно угломестной оси учитываются моменты инерции статора и ротора двигателя привода, а труба телескопа на начальном этапе проектирования представляется твердым телом.

Упругие и демпфирующие свойства связей элементов ОПУ между собой и с неподвижным основанием определяют амплитуды и декременты крутильных колебаний азимутальной и угломестной осей, в том числе при их одновременном движении, что характерно для наблюдения за реальными космическими объектами.

Расчетная схема ОПУ должна учитывать все отмеченные элементы (см. рис. 1). При этом практический интерес представляют и более простые варианты расчетных схем. Например,

если статор двигателя угломестной оси считать жестко скрепленным с вилкой, подвижные элементы угломестной оси заменить твердым телом, а для азимутальной оси элементы, доля которых в моментах инерции подвижных элементов телескопа невелика, объединить с более крупными элементами, то можно уменьшить число дифференциальных уравнений математической модели. Рациональной будет модель, точность которой не повышается при дальнейшем увеличении числа учитываемых элементов.

На рис. 2 вариант схемы исходной модели (см. рис. 1) с твердыми вилкой и трубой обозначен „ОПУ-01“. Для сохранения преемственности математического описания обозначения элементов во всех рассмотренных вариантах соответствуют исходной модели.

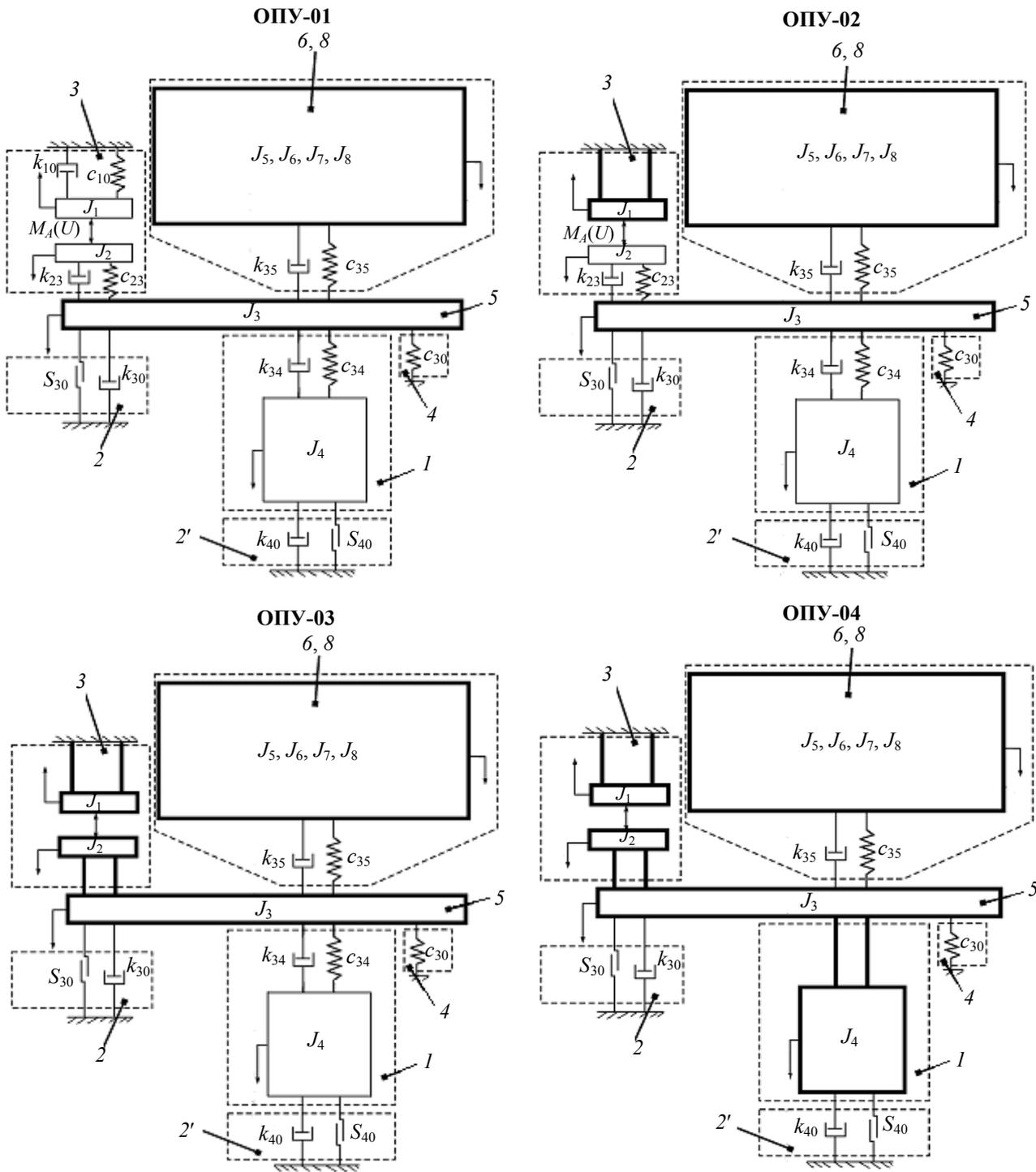


Рис. 2

Замена упруго-вязкой связи статора электродвигателя с основанием на абсолютно жесткую приводит к варианту схемы „ОПУ-02“. Аналогичная замена упруго-вязкой связи ротора электродвигателя с валом азимутальной оси на абсолютно жесткую приводит к варианту „ОПУ-03“.

Пренебрежение упругостью вала азимутальной оси в зоне между верхним и нижним поясами подшипников приводит к варианту схемы „ОПУ-04“, а аналогичная замена связи вала свилкой приводит к одностепенной модели ОПУ.

Силовое возбуждение всех вариантов имитационных моделей реализуется моментом, приложенным к ротору бесконтактного моментного электродвигателя. Сопротивление внешних связей реализовано вязким трением подшипников и демпфирующих элементов, сухим трением в подшипниках, а также упругим сопротивлением кабелей.

Исходные данные имитационных моделей заданы единым блоком и не изменяются при переходе к различным вариантам. Это позволяет объективно сравнивать результаты моделирования, полученные реализацией различных по сложности расчетных схем.

Приведем уравнения движения каждого i -го элемента ОПУ

$$\frac{d\omega_i}{dt} = \frac{1}{J_i} \sum M_i; \quad \frac{d\varphi_i}{dt} = \omega_i, \quad (1)$$

здесь φ_i и ω_i — угол поворота (рад) и угловая скорость (рад/с); J_i — момент инерции (кг·м²); $\sum M_i$ — сумма моментов (Н·м), приложенных к i -му элементу.

Для части вала азимутальной оси, находящейся в поясе подшипников верхней опоры (включая ротор электродвигателя)

$$\sum M_1 = M_A - M_{J_{12}} - M_{J_{13}} - M_{10}, \quad (2)$$

здесь M_A — момент, приложенный к ротору двигателя азимутальной оси; $M_{J_{12}}$ — момент сопротивления части вала азимутальной оси, находящейся между подшипниками верхней и нижней опор; $M_{J_{13}}$ — момент сопротивлениявилки; M_{10} — момент сопротивления связей этой части вала с основанием ОПУ (подшипники верхней опоры вала, соединительные кабели):

$$M_{J_{12}} = c_{12}(\varphi_2 - \varphi_1) + k_{12}(\omega_2 - \omega_1), \quad (3)$$

$$M_{J_{13}} = c_{13}(\varphi_3 - \varphi_1) + k_{13}(\omega_3 - \omega_1), \quad (4)$$

$$M_{10} = k_{10}\varphi_1 + S_{10}(\varphi_1), \quad (5)$$

где c_{ij} — крутильная жесткость связи между i -й и j -й массами, k_{ij} — коэффициенты демпфирования i -й массы относительно j -й, S — коэффициент, характеризующий сухое трение в соответствующих опорах.

Для нижней части вала азимутальной оси

$$\sum M_2 = M_{J_{12}} - M_{20}, \quad (6)$$

здесь M_{20} — момент сопротивления подшипников нижней опоры вала

$$M_{20} = k_{20}\varphi_2 + S_{20}(\varphi_2). \quad (7)$$

Длявилки

$$\sum M_3 = M_{J_{13}} - M_{30}, \quad (8)$$

здесь M_{30} — внешний момент, например от ветра, действующий навилку.

Для трубы телескопа со средником

$$\sum M_4 = M_H - M_{43} - M_{40}, \quad (9)$$

здесь M_H — момент, приложенный к ротору двигателя угломестной оси; M_{40} — внешний момент, например от ветра, действующий на трубу телескопа; M_{43} — момент сопротивления связей опор угломестной оси с вилкой:

$$M_{43} = c_{43}\varphi_4 + k_{43}\dot{\varphi}_4 + S_{43}(\varphi_4). \quad (10)$$

Расчет значений сухого и вязкого трения в подшипниках ($k_{10}, S_{10}, k_{20}, S_{20}, k_{43}, S_{43}$) ведется по стандартным методикам, например [3]. При известных моментах инерции элементов, типах и размерах подшипников возможно определение амплитудно-частотных характеристик элементов ОПУ. Для этого используются переходные характеристики $\varphi_i(t)$ или $\omega_i(t)$, полученные как решение системы уравнений (1) при ступенчатом воздействии постоянного момента от двигателей приводов осей телескопа.

АЧХ колебательного звена определяется по формуле

$$A(f) = \sqrt{Ac(f)^2 + As(f)^2}, \quad (11)$$

где $Ac(f)$ и $As(f)$ — соответственно вещественная и мнимая части характеристики.

Для табличных функций типа $w(t)$ при произвольных временных интервалах и частоте f (Гц) в [4] приведены формулы

$$\left. \begin{aligned} Ac(f) &= \sum_{i=1}^N \frac{\sin[\pi f(t_i - t_{i-1})]}{\pi f(t_i - t_{i-1})} (w_i - w_{i-1}) \cos[\pi f(t_i - t_{i-1})(2i - 1)], \\ As(f) &= \sum_{i=1}^N \frac{\sin[\pi f(t_i - t_{i-1})]}{\pi f(t_i - t_{i-1})} (w_i - w_{i-1}) \sin[\pi f(t_i - t_{i-1})(2i - 1)]. \end{aligned} \right\} \quad (12)$$

При моделировании приводов азимутальной и угломестной осей ОПУ телескопа использована известная модель бесконтактного моментного двигателя (БМД), приведенная, например, в [5]. Там показано, что если на две фазные обмотки (A и B) подавать напряжения, изменяющиеся по гармоническим законам

$$U_A = -U_m \sin \alpha; \quad U_B = U_m \cos \alpha, \quad (13)$$

где U_m — амплитуда напряжения источника питания (B); α — электрический угол (рад), то при малой частоте вращения ротора двигателя и медленном изменении входного сигнала токи в фазных обмотках будут также меняться по гармоническим законам

$$i_A = -k u_{\text{вх}} \sin \alpha; \quad i_B = k u_{\text{вх}} \cos \alpha, \quad (14)$$

здесь $u_{\text{вх}}$ — напряжение на входе устройства управления, пропорциональное требуемому моменту; k — коэффициент усиления.

Тогда при синусоидальном распределении магнитной индукции в зазоре развиваемый двигателем момент будет равен

$$M = C_m (-i_A \sin \alpha + i_B \cos \alpha) = C_m k u_{\text{вх}}, \quad (15)$$

т.е. он пропорционален напряжению $u_{\text{вх}}$ и не зависит от угла поворота ротора. Константа C_m определяется конструктивными параметрами двигателя.

При переменных по времени частоте вращения ротора и входном сигнале (в пренебрежении инерционностью устройства управления) фазные токи i_A и i_B зависят от подаваемого на фазу напряжения, падения напряжения на активном сопротивлении фазной обмотки и противоэдс, вызванной вращением магнитного поля ротора [6]:

$$\frac{di_A}{dt} = \frac{1}{L}(U_A - Ri_A - C_e\omega\sin\alpha); \tag{16}$$

$$\frac{di_B}{dt} = \frac{1}{L}(U_B - Ri_B + C_e\omega\cos\alpha), \tag{17}$$

здесь L, R — индуктивность (Гн) и сопротивление (Ом) фазных обмоток; C_e — постоянная противоэдс (В/(рад/с)); ω — угловая скорость ротора относительно статора (рад/с).

Уравнения движения (1), дополненные зависимостями (2)—(10), позволяют определить АЧХ элементов азимутальной и угломестной осей ОПУ по реакции на ступенчатое изменение электромагнитных моментов M_A и M_H , приложенных к роторам двигателей. Включение в математическую модель уравнений (16), (17) позволяет определить АЧХ азимутальной и угломестной осей ОПУ по реакции на ступенчатое изменение напряжения питания.

На рис. 3 приведены примеры переходных процессов в азимутальной оси ОПУ крупногабаритного наземного телескопа с диаметром главного зеркала порядка 3 м при ступенчатом воздействии механического момента (1) и постоянного по амплитуде напряжения (2), подаваемого на двигатель.

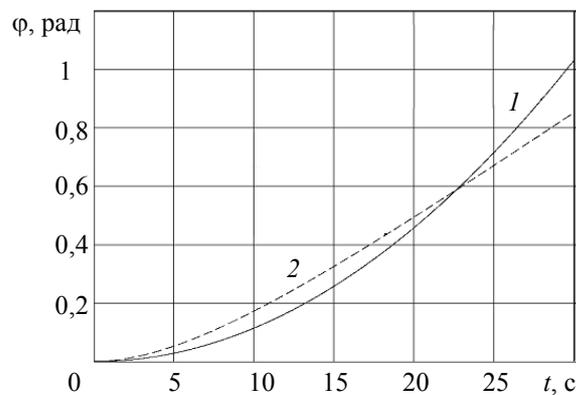


Рис. 3

Расчет АЧХ по реакции ОПУ на воздействие постоянного момента дает верхнюю оценку ширины полосы пропускания объекта управления.

Включение электродвигателя в состав ОПУ позволяет определить АЧХ ОПУ как разомкнутой электромеханической системы и учесть демпфирование системы электродвигателем, проявляющееся в сужении полосы пропускания (рис. 4, 1 — при постоянном моменте на роторе двигателя, 2 — при постоянном напряжении на двигателе).

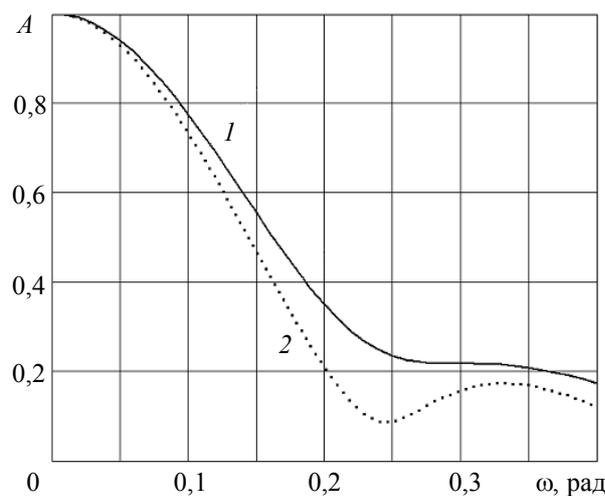


Рис. 4

Сравнение АЧХ, определенных для различных по сложности расчетных схем ОПУ, показало, что простейшая двухмассовая схема („ОПУ-04“) имеет два четко выраженных резонанса (рис. 5). АЧХ, определенная по более сложной исходной расчетной схеме (см. рис. 1), имеет выраженный максимум в области нижних частот (рис. 6).

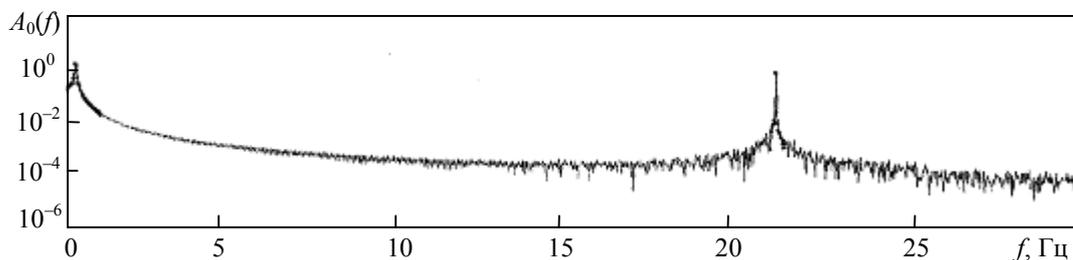


Рис. 5

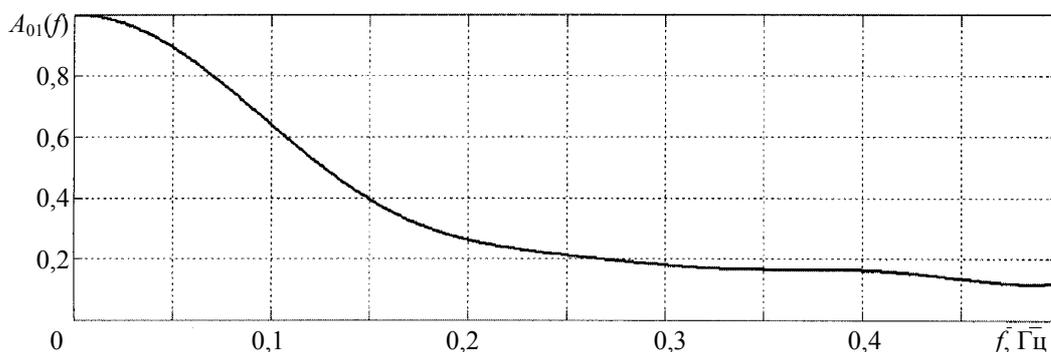


Рис. 6

Выводы

1. Электромеханическая часть ОПУ, представленная многомассовой расчетной схемой, не имеет выраженных колебательных резонансов, поэтому ее динамические свойства могут быть охарактеризованы только шириной полосы пропускания.

2. АЧХ ОПУ, определенная по реакции на ступенчатое воздействие механического момента, дает верхнюю оценку полосы пропускания ОПУ как механической системы.

3. Включение электродвигателя в состав ОПУ сужает полосу пропускания электромеханической системы „двигатель—ОПУ“.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Гришин Е. А., Шаргородский В. Д. Методы и средства для получения оптических изображений космических объектов с Земли // ПТЭ. 1999. № 1. С. 127—133.
2. Тербиж В. Ю. Современные оптические телескопы. М.: Физматлит, 2005. 80 с.
3. Анурьев В. И. Справочник конструктора-машиностроителя. Т. 2. М.: Машиностроение, 1999. 880 с.
4. Дьяконов В. П. Справочник по алгоритмам и программам на языке бейсик для персональных ЭВМ. М.: Наука, 1987. 240 с.
5. Столов Л. Н., Афанасьев А. Ю. Моментные двигатели постоянного тока. М.: Энергоатомиздат, 1989. 224 с.
6. Никифоров В. О., Дроздов В. Н. Адаптивное управление мехатронным поворотным столом. Ч. I. Анализ свойств объекта управления // Мехатроника, автоматизация, управление. 2002. № 4. С. 18—21.

Рекомендована кафедрой
электротехники и прецизионных
электромеханических систем

Поступила в редакцию
23.01.08 г.

ЭЛЕМЕНТЫ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ

УДК 621.314

К. М. ДЕНИСОВ, И. Н. ЖДАНОВ

*Санкт-Петербургский государственный университет
информационных технологий, механики и оптики*

ОПТИМИЗАЦИЯ КАНАЛОВ СКОРОСТИ И ПОЛОЖЕНИЯ ПРЕЦИЗИОННЫХ СЛЕДЯЩИХ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ

Рассматриваются способы построения информационных подсистем прецизионных следящих электроприводов современных комплексов позиционирования и слежения. Представлены методы организации канала обратной связи по углу положения, алгоритмы обработки информации о скорости вращения вала двигателя при использовании тахогенераторов, предложены методы, повышающие точность обработки выходных сигналов датчиков скорости.

При проектировании современных следящих электроприводов систем наведения квантово-оптических систем, к которым предъявляются повышенные требования по статической и динамической точности, целесообразно отказаться от согласующих редукторов, малонадежных исполнительных двигателей постоянного тока и перейти к безредукторным следящим электроприводам на основе бесколлекторных двигателей постоянного тока, или вентильных двигателей.

Точностные и динамические показатели системы в значительной степени определяются конструктивными особенностями опорно-поворотного устройства, принципами построения датчиков координат состояния и спецификой реализации алгоритмов управления.

Функциональная схема безредукторного электропривода каждой из осей опорно-поворотного устройства (ОПУ) комплекса представлена на рис. 1. Структура электропривода содержит энергетическую и информационную подсистемы. Энергетическая подсистема определяет предельно достижимые динамические характеристики электропривода (максимальные скорость и ускорение следящей оси) и, в значительной степени, массогабаритные показатели систем управления. Информационная подсистема обеспечивает необходимую точность в заданных режимах работы привода.

Энергетическая подсистема содержит силовой источник питания (ИП, В — выпрямитель), автономный инвертор напряжения (АИН), синхронный электромеханический преобразователь (СД) и исполнительную ось как нагрузку электропривода (ИО). С валом СД жестко связаны роторы первичного датчика углового положения ротора СД (ДПР), первичного датчика скорости (ДС) и первичного датчика углового положения исполнительной оси (ДУ).

Микропроцессорная система управления (МПСУ) обеспечивает аналого-цифровое преобразование сигналов первичных датчиков координат, реализацию алгоритмов цифровых регуляторов, формирование шести каналов широтно-модулированных сигналов для управления

ключами АИН, связь с компьютером или пультом управления и реализацию функций защиты и диагностики системы. МПСУ привода построена на основе управляющего компьютера (УК) и контроллера (К).

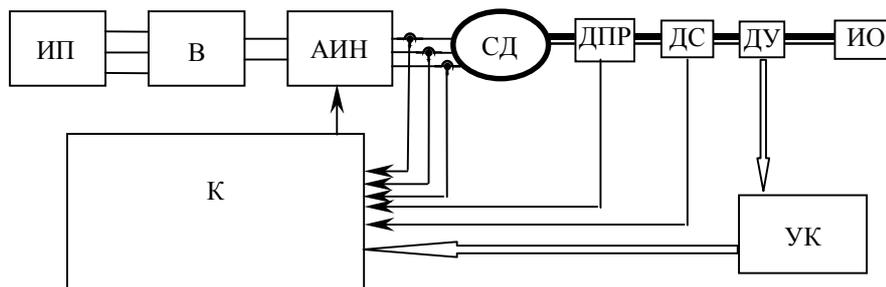


Рис. 1

Первичным вычислительным устройством системы является управляющий компьютер. Необходимость использования в данном случае именно полноценного компьютера, а не встроенного контроллера, объясняется требованием реализации на нем в режиме реального времени помимо задачи управления приводом целого ряда задач визуализации, регистрации и управления работой системы в целом. Это, во-первых, требует реализации многозадачного режима работы, что подразумевает наличие многозадачной операционной системы. Во-вторых, необходим большой объем оперативной и энергонезависимой памяти (накопители на жестких дисках или Flash-карты), а также мощные графические устройства визуализации и манипуляции. Все перечисленные требования в совокупности могут быть выполнены лишь на вычислительных устройствах класса управляющих рабочих станций.

Требование подключения датчика положения к управляющему компьютеру в режиме программного наведения определяет необходимость применения цифрового регулятора положения на этом компьютере. Он может быть реализован на центральном процессоре УК или, в случае повышенной вычислительной загрузки последнего, на встроенном сопроцессоре. Выходным сигналом УК (для системы управления приводом) является выходной сигнал контура цифрового регулирования положения, который, в свою очередь, является входным сигналом задания для контура регулирования скорости.

Задача контроллера заключается в реализации алгоритмов цифровых регуляторов скорости и фазных токов двигателя, алгоритмов обработки сигналов бесконтактного тахогенератора (ТГ) и ДПР, формировании широтно-модулированных сигналов управления силовыми ключами АИН, а также в осуществлении функций защиты преобразователя и аварийного выключения привода. Взаимодействие управляющего компьютера и контроллера в блоке управления приводом организуется с помощью скоростного информационного канала.

Сигналы обратных связей для контуров регулирования фазных токов формируются с помощью датчиков тока фаз двигателя и поступают в аналоговом виде в контроллер. Они должны быть преобразованы в цифровые коды с помощью аналого-цифровых преобразователей. Выходные сигналы цифровых регуляторов тока преобразуются в набор широтно-модулированных сигналов для управления силовыми ключами преобразователя. Поэтому в состав контроллера, управляющего приводом, должен входить многоканальный широтно-импульсный модулятор (ШИМ).

В результате анализа современной микропроцессорной элементной базы были установлены целесообразность и возможность реализации перечисленных функций на основе DSP-контроллеров, специализированных для управления полупроводниковыми преобразователями. К их числу относятся микроконтроллеры семейств ADMC300, ADMC400 фирмы Analog Devices. Большинство современных микроконтроллеров, обладающих встроенными широтно-импульсными модуляторами, способны формировать не более 6 каналов ШИМ первого

рода. В микроконтроллерах ADMC имеется возможность изменять требуемую длительность импульса ШИМ дважды за период, что является первым приближением к ШИМ2.

Один из наиболее простых способов получения информации о скорости вращения вала двигателя — использование в качестве ТГ двигателя постоянного тока (ДПТ). Однако коллекторный блок ДПТ приводит к снижению надежности и ограничению области применения таких датчиков скорости.

Вычисление скорости через информацию датчика положения неприемлемо в системах, работающих с инфранизкими скоростями вращения (единицы угловых секунд в секунду), при точности определения угла положения не выше нескольких угловых секунд. Использование датчиков и преобразователей, обладающих более высокой точностью, значительно увеличивает стоимость системы. В таких случаях оптимально использовать в качестве датчика скорости ТГ на базе трехфазного или шестифазного синхронного двигателя. При этом встает вопрос об обработке сигналов такого ТГ для получения кода скорости.

На выходе 6-фазного тахогенератора имеются 6 сигналов, изменяющихся при вращении вала по синусоидальному закону и сдвинутые друг относительно друга на 60° . Для получения информации о скорости вращения вала двигателя необходимо выполнить преобразование этих 6 сигналов к одному сигналу постоянного тока. При решении такой задачи традиционными способами уровень пульсаций выходного напряжения недопустимо велик, а применение фильтра невозможно вследствие того, что приходится работать при вращении с инфранизкими скоростями.

Для уменьшения пульсаций выходного сигнала предлагается перейти от 6-фазной системы к 12-фазной, что легко достигается при попарном суммировании сигналов, сдвинутых на 60° (U_1 и U_2 , U_2 и U_3 , U_3 и U_4 , U_4 и U_5 , U_5 и U_6 , U_6 и U_1).

Затем осуществляется суммирование модульных значений напряжений полученной 12-фазной системы (рис. 2). Причем значения напряжений, поступающие на сумматор, определяются в зависимости от текущего угла положения вала двигателя. Коды, соответствующие прохождению каждой из фаз ($N1—N6$), представлены на рис. 3.

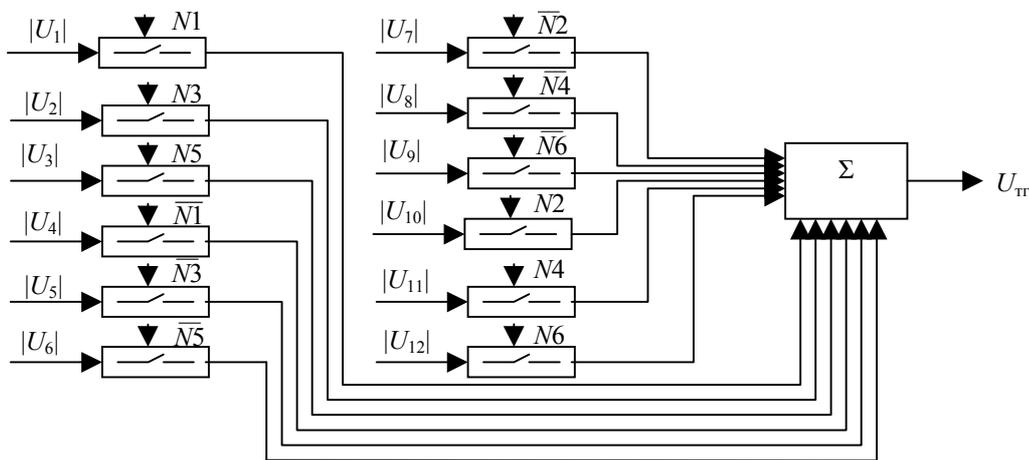


Рис. 2

Расчеты показывают, что сформированный таким образом сигнал $U_{т\text{т}}$ в виде напряжения постоянного тока при исходных синусоидальных сигналах $U_1 — U_6$ имеет пульсацию, не превышающую 3,4 % от единичного сигнала, частота изменения которой в двенадцать раз превышает частоту изменения фазных сигналов ТГ (пульсации без перехода к 12-фазной системе составляют 16 %). Сглаживание такой пульсации до допустимого уровня не обеспечивает качественного управления. Отсюда возникает требование по минимизации пульсаций.

Первый вариант коррекции пульсаций начального сигнала $U_{т\text{т}}$ следующий. Корректирующее напряжение $U_{к}$ формируется путем определенной коммутации модульных значений

12-фазной системы (рис. 4, 5). С учетом тождественности (с определенной степенью точности) характера изменения сигналов пульсации и U_k происходит снижение уровня пульсации.

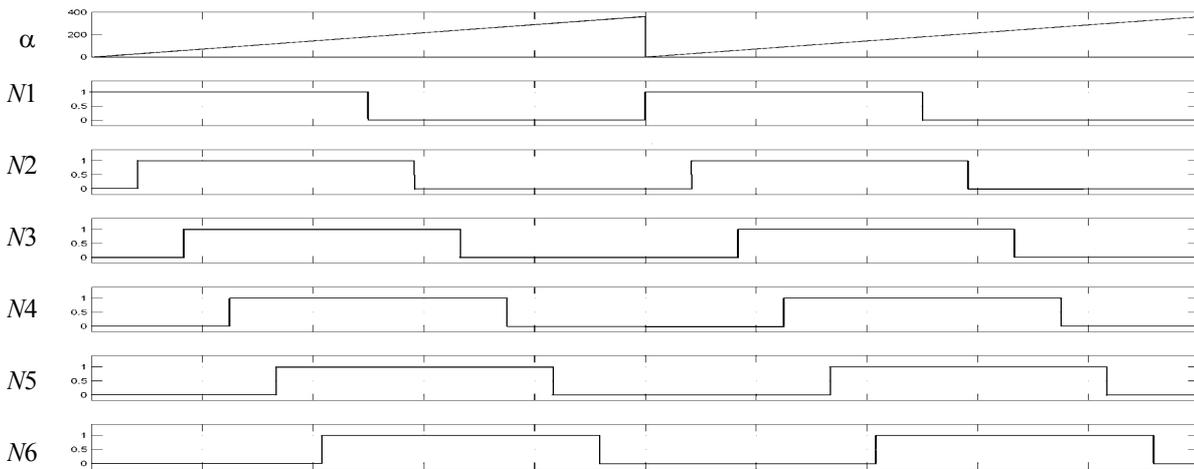


Рис. 3

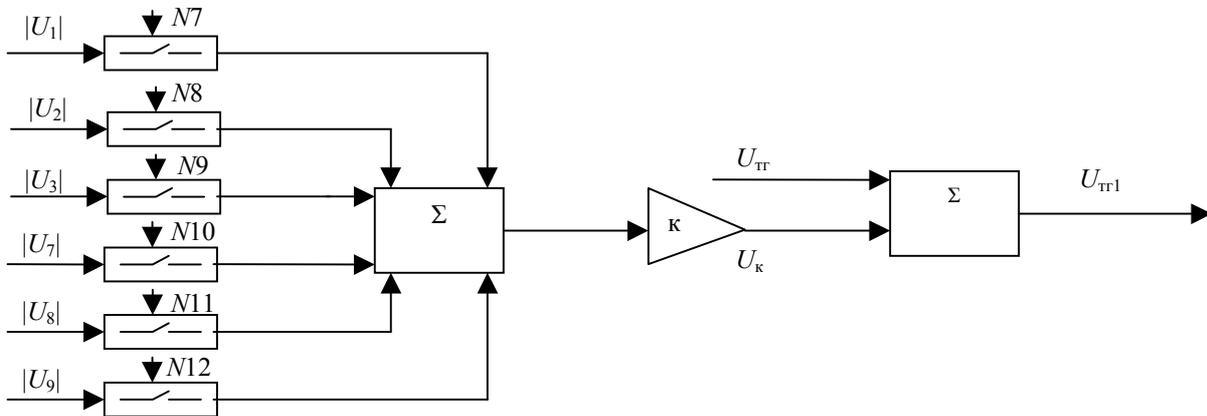


Рис. 4

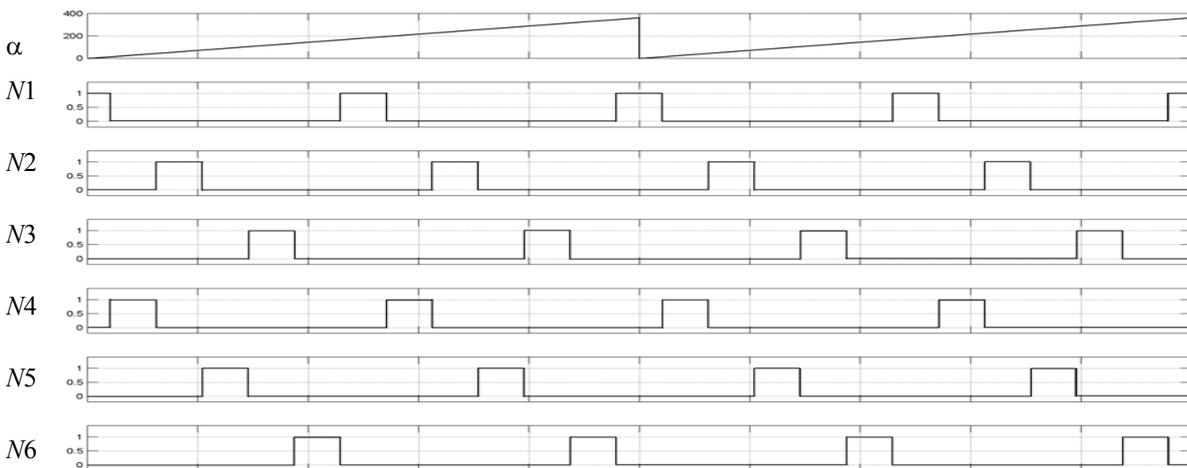


Рис. 5

Расчеты показывают, что при таком варианте коррекции суммарный сигнал $U_{ТТ1} = U_{ТТ} + U_k$ имеет пульсацию ΔU_k на уровне 0,9 %, т.е. обеспечивается почти четырехкратное снижение пульсации по отношению к начальному значению пульсации. Необходимо отметить следующий положительный момент — частота пульсации сигнала $U_{ТТ1}$ в два раза превышает $U_{ТТ}$.

При втором варианте предполагается скорректировать сигнал $U_{ТТ}$ следующим образом. Зависимость пульсаций $U_{ТТ}$ в пределах электрического периода ТГ с определенной степенью достоверности соответствует зависимости вида $|\sin 6\alpha|$, которая может быть сформирована соответствующим преобразованием значений кода угла в код поправки. Расчетные значения пульсации напряжения после коррекции не превышают уровня 0,21 %.

Третий вариант коррекции по своей сути соответствует ранее рассмотренному, но в нем коррекции подвергается напряжение $U_{ТТ1}$, пульсация которого в пределах электрического периода ТГ характеризуется зависимостью $\cong |\sin 12\alpha|$. Код коррекции формируется по значениям кода угла. Максимальное расчетное значение пульсации тахометрического сигнала порядка 0,08 %. Характер пульсаций при первом, втором и третьем вариантах коррекции (кривые 1, 2, 3 соответственно) представлен на рис. 6.

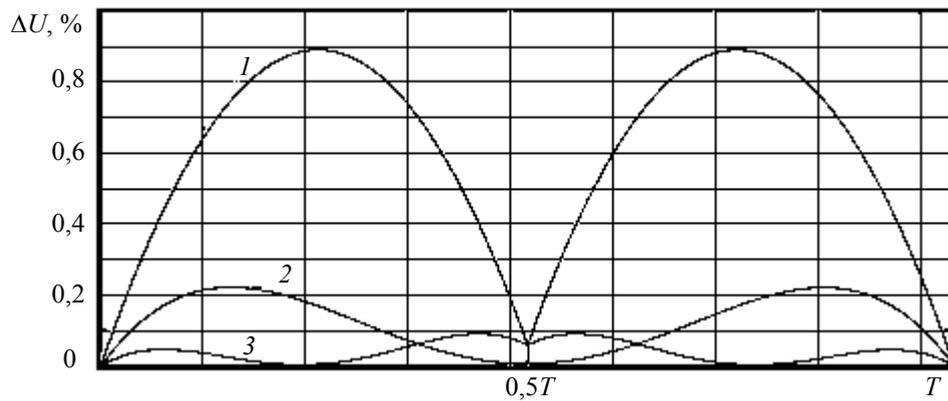


Рис. 6

Работа с 6-фазной системой при последующем выпрямлении и суммировании напряжений не позволяет обеспечить выполнение требований, предъявляемых к современным прецизионным позиционным приводам; после осуществления предложенной коррекции напряжение $U_{ТТ}$ соответствует требованиям, предъявляемым к выходному напряжению ТГ постоянного тока, а динамические и точностные показатели системы существенно повышаются и удовлетворяют заданным параметрам.

При использовании трехфазного тахогенератора алгоритмы обработки сигналов остаются теми же; после применения третьего варианта коррекции величина пульсаций не превышает 0,3 %, а частота пульсаций по сравнению с $U_{ТТ}$ увеличивается в 4 раза.

В качестве датчика угла (ДУ) наиболее широко применяются вращающиеся трансформаторы (ВТ). Одна из особенностей ВТ — относительная сложность обработки их выходных сигналов для получения информации о положении вала двигателя. Существует несколько способов решения данной задачи [2, 3]. Для обеспечения требуемых точностных и динамических показателей, предъявляемых к организации канала обратной связи по положению, рекомендуется использовать микропроцессорную систему обработки сигналов синусно-косинусного ВТ (СКВТ) [4]. Структурная схема данной системы приведена на рис. 7 (здесь СВС — схема выделения синуса).

Использование предложенного метода позволяет уменьшить погрешность определения угла до единиц угловых секунд [5]. Для повышения точности предлагается использовать способ, предложенный в [1], он позволяет компенсировать погрешность первичного преобразователя с характером изменения по углу вида $\sin 4\alpha$ и $\sin 8\alpha$. При реализации данного способа с помощью микроконтроллера, выполняющего вторичное преобразование сигналов СКВТ в код, не требуется каких-либо аппаратных изменений схемы. В отличие от предложенного в [1] конструктивного решения, программная реализация представленного алгоритма позволяет без существенных затрат компенсировать и более

высокочастотные составляющие погрешности. Результирующая погрешность не превышает уровня нескольких десятых долей угловой секунды.

Важным фактором обеспечения точности и быстродействия системы является скорость передачи информации об угле положения вала двигателя от вторичного преобразователя (ВП) контроллеру и управляющему компьютеру, для чего было реализовано несколько аппаратных решений.

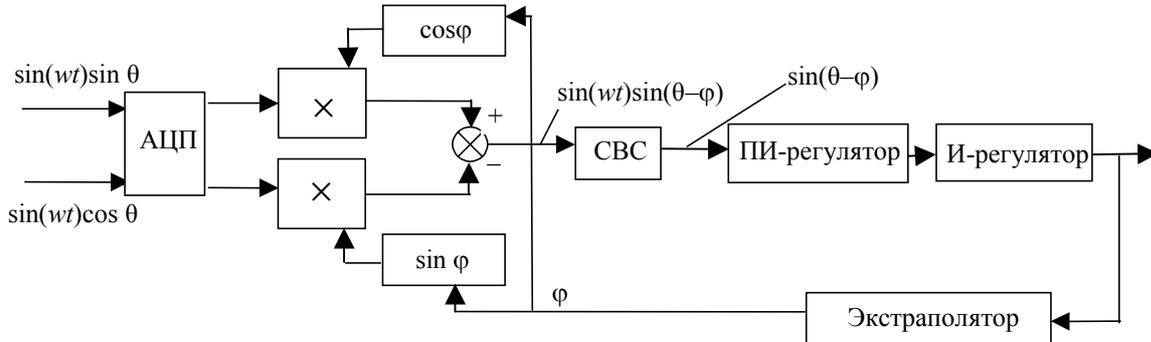


Рис. 7

1. Разработана микропроцессорная система, состоящая из платы с контроллером PCI-интерфейса и контроллером, обеспечивающим обмен информацией между вторичным преобразователем, управляющим компьютером и контроллером. Выходной параллельный 22-битный код вторичного преобразователя с помощью мультиплексора и регистра преобразуется в три последовательные серии по 8 бит и передается на контроллер связи (КС). КС передает информацию по PCI-интерфейсу управляющему компьютеру и получает от него значение угла задания, который по последовательному (RS-232, RS-485) интерфейсу передается в контроллер К (рис. 8, а). Такая схема полностью себя оправдывает при управлении двигателем постоянного тока, однако при использовании СД возникают трудности, поскольку информация о положении также необходима для формирования сигналов управления в контуре тока. Таким образом, необходима передача информации сразу двум приемникам.

2. Информация от вторичного преобразователя считывается напрямую контроллером связи. Дальнейшая передача информации происходит по CAN-интерфейсу (рис. 8, б). В качестве КС использован микроконтроллер ADUC7026 и микросхема CAN-интерфейса. Использование этого интерфейса позволяет передавать информацию на большие расстояния со сравнительно высокой скоростью и оставляет возможность для подключения большего числа приемников/передатчиков. Контроллер управления приводом также должен иметь CAN-интерфейс.

3. Информация с ДПР поступает только на контроллер управления приводом К для формирования контура тока, а с ДУ через КС — на УК. Такой вариант наиболее затратный.

4. Информация, необходимая для замыкания контура положения, вырабатывается вторичным преобразователем, а затем через контроллер связи поступает в УК. Необходимую для замыкания контура тока информацию об угле можно получить, реализовав соответствующий алгоритм на КС (рис. 8, в). Для замыкания контура тока 22-битный код углового положения является избыточным, 14-разрядного кода вполне достаточно. С другой стороны, ВП выдает код с частотой в единицы кГц, что недостаточно. Реализация менее точной обработки сигналов СКВТ позволит повысить скорость обновления информации до 20 кГц.

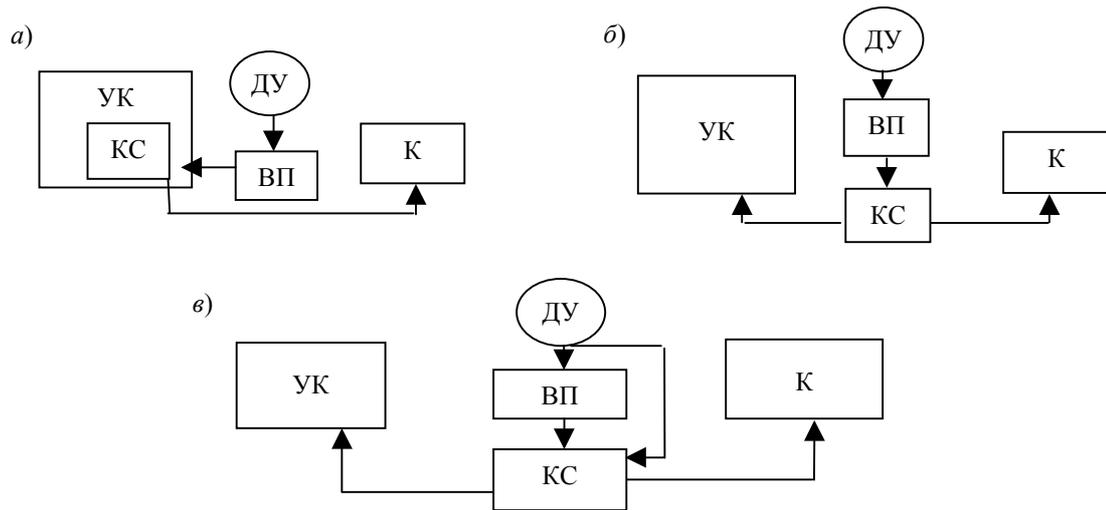


Рис. 8

Для обеспечения высокой точности слежения и качественной динамики системы необходимо обладать точной информацией об угле положения и скорости вращения вала двигателя. Предложены перспективные алгоритмы обработки информации датчиков угла поворота и скорости исполнительной оси, позволяющие устранить шумы и получить код угла и скорости с требуемой точностью. Реализованы аппаратные решения организации информационной подсистемы следящего электропривода. Использование предложенных методов обеспечивают точность наведения на уровне десятков угловых секунд.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Воронин Н. Н., Домрачев В. М., Сигачев И. П., Тимашов Н. А. Высокоточный цифровой преобразователь угла // Измерительная техника. 2004. № 2. С. 20—24.
2. Вульвет Дж. Датчики в цифровых системах. М.: Энергоиздат, 1981.
3. Домрачев В. Г., Матвеевский В. Р., Смирнов Ю. С. Схемотехника цифровых преобразователей перемещений. М.: Энергоиздат, 1987.
4. Жданов И. Н., Денисов К. М. Микропроцессорная система обработки данных СКВТ в системе электропривода // XXIX неделя науки СПбГТУ. Ч. V. СПб: СПбГТУ, 2001. С. 114—115.
5. Жданов И. Н. Моделирование микропроцессорной системы обработки сигналов СКВТ для прецизионного электропривода // Вестн. конф. молодых ученых СПбГУ ИТМО. Сб. науч. тр. Т. 2. СПб: СПбГУ ИТМО, 2004. С. 126—130.

Рекомендована кафедрой
электротехники и прецизионных
электромеханических систем

Поступила в редакцию
23.01.08 г.

М. А. САДОВНИКОВ

НИИ Прецизионного приборостроения, Москва

ИЗМЕРЕНИЕ СКОРОСТИ ДВИЖЕНИЯ СИЛОВОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА С ПОМОЩЬЮ ОПТИЧЕСКИХ ДАТЧИКОВ УГЛА

Применительно к задаче прецизионного позиционирования оптических телескопов рассмотрена проблема выбора датчиков обратной связи для управления силовым электроприводом. Показана возможность использования оптических угловых датчиков с высоким разрешением для точного измерения скорости вращательного движения, обоснованы критерии выбора их параметров. Рассмотрены различные способы оценки скорости и дан их сравнительный анализ. Приведены результаты цифрового моделирования, подтверждающие аналитические оценки.

Силовой электропривод, предназначенный для наведения оптических телескопов, должен обладать высокой точностью позиционирования, плавностью хода в диапазоне скоростей от нуля до десятков град/с, а также динамической жесткостью в широкой полосе частот, необходимой для минимизации внешних возмущающих воздействий. Применение безредукторного электропривода на основе моментных двигателей (двигателей с магнитным ротором), высокоточных индукционных датчиков угла и высокочувствительных тахогенераторов позволило создать системы наведения оптических телескопов, отвечающие перечисленным требованиям и обеспечивающие точность наведения на уровне единиц угловых секунд.

Известный недостаток безредукторных систем состоит в том, что внешние возмущения и моменты трения воздействуют на привод непосредственно, без какого-либо ослабления, свойственного системам с понижающим редуктором. Для уменьшения влияния внешних возмущений и достижения высокой динамической жесткости применяется обратная связь по скорости, замыкание которой требует измерения скорости вращения исполнительной оси.

Типичная структурная схема безредукторного следящего электропривода с тремя контурами управления приведена на рис. 1, где $\theta_{упр}$, θ , $\hat{\theta}$ — заданное, истинное и измеренное значение угла, $i_{дв}$ — ток двигателя, M_D — возмущающий момент, $b_T = M_D/i_{дв}$, J — момент инерции, p — оператор Лапласа. В каждом из контуров применяется пропорционально-интегрирующий (ПИ) регулятор, поэтому скоростной и позиционный контуры обладают астатизмом второго порядка, токовый контур — астатизмом первого порядка.

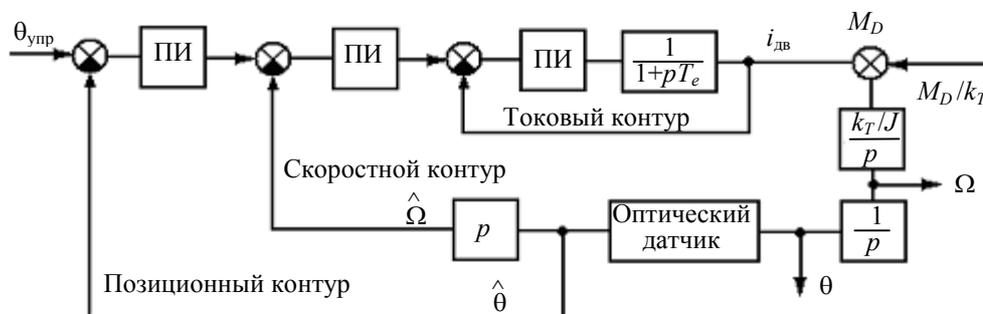


Рис. 1

В настоящее время актуальна задача достижения субсекундных точностей наведения (до 0,5"). На таком уровне точности вместо индукционных угловых датчиков необходимо использовать оптические, разрешающая способность которых в доступных по цене образцах

достигает сотых долей угловых секунд (23—26 разрядов в двоичном цифровом коде). Применение оптических датчиков угла позволяет радикально повысить точность позиционного контура управления силовым электроприводом.

Точность скоростного контура управления также во многом определяется датчиком обратной связи. Опыт эксплуатации высокочувствительных тахогенераторов показывает, что они имеют нелинейную характеристику, в том числе в области малых скоростей, и подвержены помехам со стороны двигателя, особенно когда встроены в его конструкцию. Поэтому во многих задачах управления прослеживается тенденция к использованию в системе одного датчика обратной связи — углового. Высокая разрешающая способность оптических датчиков угла позволяет использовать их для прецизионной оценки скорости вращения исполнительной оси и исключить необходимость применения тахогенераторов.

В настоящей работе выполнен сравнительный анализ двух базовых способов точной оценки скорости вращения, основанных на показаниях оптического углового датчика.

Первый, наиболее часто применяемый, способ основан на оценке скорости путем прямого дифференцирования кода угла, измеряемого оптическим датчиком углового положения [1]. Скорость вычисляется контроллером как разность между текущим угловым положением и результатом предыдущего измерения, деленная на период опроса. При малых скоростях движения или при установившейся скорости показания датчика за период опроса изменяются не более чем на один значащий разряд. При этом управляющий сигнал на выходе дифференцирующего модуля имеет вид короткого импульса длительностью $T_{\text{опр}}$ и амплитудой $\Delta\Omega$, равной

$$\Delta\Omega = \delta/T_{\text{опр}}, \quad (1)$$

где $T_{\text{опр}}$ — период опроса и δ — разрешающая способность оптического датчика угла. Например, даже при $\delta = 0,2''$ и $T_{\text{опр}} = 1$ мс, $\Delta\Omega = 200$ ''/с. Таким образом, при использовании для оценки скорости способа прямого дифференцирования углового положения в скоростной контур управления по цепи обратной связи поступает шум квантования с большой амплитудой. Негативное влияние шумов квантования скорости сводится главным образом к опасности перегрева двигателя под воздействием пульсаций ускорения. Максимальная амплитуда этих пульсаций $\delta\varepsilon_{\text{max}}$ определяется соотношением

$$\delta\varepsilon_{\text{max}} = \omega_{\text{срв}}\Delta\Omega(1 - \exp(-T_{\text{опр}}/T_e)), \quad (2)$$

где T_e — электрическая постоянная времени двигателя, $\omega_{\text{срв}}$ — частота среза скоростного контура.

Частота пульсаций изменяется в зависимости от внешних воздействий — в установившемся режиме пульсации, как правило, имеют место на каждом периоде опроса. Для этого случая можно предложить следующую методику оценки допустимого уровня пульсаций. В спецификациях на двигатели всегда приводится значение предельно допустимого длительно развиваемого момента $M_{\text{пр}}$, работа с которым не приводит к перегреву двигателя. Зная величину момента инерции нагрузки, нетрудно найти предельно допустимое значение ускорения $\varepsilon_{\text{пр}}$:

$$\varepsilon_{\text{пр}} = M_{\text{пр}}/J. \quad (3)$$

Уровень шумов квантования можно считать допустимым, если $\delta\varepsilon_{\text{max}} \leq \varepsilon_{\text{пр}}$. Чтобы обеспечить приемлемый уровень шумов квантования, разрешающая способность оптического датчика должна выбираться из условия

$$\delta < \frac{M_{\text{пр}} T_{\text{опр}}}{J \omega_{\text{срв}}(1 - \exp(-T_{\text{опр}}/T_e))}. \quad (4)$$

Чем строже выполняется это неравенство, тем незначительнее эффекты, связанные с квантованием. Представляется достаточным иметь уровень пульсаций момента (ускорения) не более одной пятой от предельно допустимого длительного момента (ускорения) двигателя. Например, если $\varepsilon_{\text{пр}} = 0,25 \text{ рад/с}^2$, то при $T_{\text{опр}} = T_e = 1 \text{ мс}$ и $\omega_{\text{срв}} = 100 \text{ рад/с}$ разрешающая способность оптического датчика при пятикратном запасе по моменту должна быть не хуже $0,16''$ (23 разряда). Соотношение (4) и приведенная численная оценка показывают, что оптические угловые датчики, разрешающая способность которых достигает 23—26 разрядов, могут использоваться в качестве универсального датчика обратной связи в системах прецизионного силового электропривода с высокими динамическими показателями, даже если для оценки скорости применяется отличающийся высоким уровнем шумов квантования способ прямого дифференцирования угла.

Способ прямого дифференцирования имеет множество модификаций [2, 3]. Как правило, эти модификации связаны с введением какого-либо типа цифровой фильтрации оценки скорости, которая дополнительно снижает влияние шумов квантования скорости. Следует иметь в виду, что любая фильтрация, снижая уровень шумов, увеличивает фазовую задержку сигнала и уменьшает степень устойчивости контура управления, поэтому возможности применения фильтрации ограничены.

Второй способ оценки скорости с использованием оптических датчиков угла обладает существенно более высокой точностью оценки, но более сложен в реализации. Способ основан на дифференцировании аналоговых синусно-косинусных сигналов, формируемых светодиодом измерительной головки оптического датчика. Для описания способа целесообразно кратко рассмотреть принцип действия и устройство оптического датчика (на примере датчика фирмы Renishaw) [Non-contact position encoders brochure <<http://www.renishaw.com>>].

Структурная схема оптического датчика с внешним контроллером приведена на рис. 2. В состав углового оптического датчика входят масштабная шкала, измерительная головка и интерполятор.

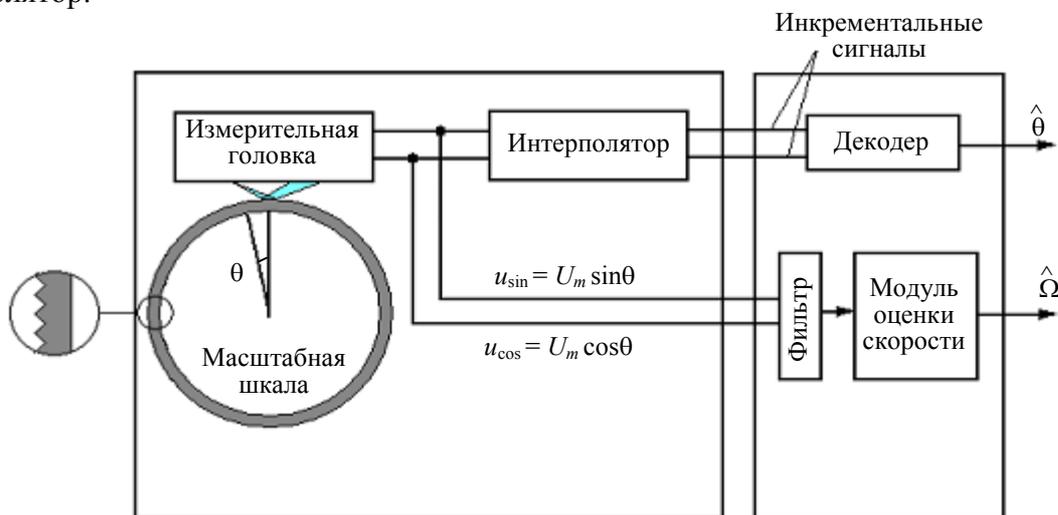


Рис. 2

Масштабная шкала углового оптического датчика представляет собой стальное кольцо диаметром от 50 до 400 мм и сечением около 1 см^2 . На ободе кольца нанесены риски в форме треугольных зубцов с расстоянием между зубцами 20 мкм. В измерительную головку встроен светодиод, освещающий под определенным углом риски на ободе кольца. Отраженный от рисков свет образует синусоидальное распределение интенсивности в плоскости приемного окна измерительной головки. Получение идеально синусоидального распределения интенсивности является фундаментальным условием точности измерений.

При вращении кольца синусоидальное распределение интенсивности смещается относительно приемников измерительной головки, которые формируют выходные электрические сигналы, пропорциональные распределению интенсивности светового поля. Приемников два — первый формирует сигнал синусоидальной формы u_{\sin} , второй формирует сигнал косинусоидальной формы u_{\cos} . Амплитуда сигналов U_m поддерживается постоянной. Аналитическое описание сигналов имеет вид

$$u_{\sin} = U_m \sin N\theta + u_{\sin}^n, \quad (5)$$

$$u_{\cos} = U_m \cos N\theta + u_{\cos}^n, \quad (6)$$

где N — число электрических синусоидальных циклов, приходящихся на один оборот, θ — угол поворота кольца масштабной шкалы, u_{\sin}^n и u_{\cos}^n — шумовые компоненты. Сигналы естественным образом повторяются при каждом смещении окружности обода на 20 мкм. За каждый полный оборот кольца формируется, в зависимости от диаметра кольца, примерно от 6500 до 65 000 электрических синусоидальных циклов. Информация об угле содержится как в номере цикла, так и в фазе синусоидального/косинусоидального сигнала внутри цикла. Измерение фазы осуществляется интерполятором с точностью около 1 град, поэтому разрешающая способность датчика определяется числом электрических циклов, точностью измерения фазы внутри электрического цикла и уровнем шумов. Фаза измеряется либо по арктангенсу отношения u_{\sin}/u_{\cos} , либо с использованием популярного быстрого алгоритма CORDIC. Интерполятор повышает разрешающую способность датчика до 400 раз.

Интерполятор имеет стандартный выходной инкрементальный интерфейс. Для декодирования инкрементальных сигналов и их преобразования в параллельный код угла используется внешний декодер, содержащий модуль определения направления вращения, реверсивный счетчик и выходной параллельный регистр кода угла. Кроме цифрового имеется аналоговый интерфейс — на выходной разъем выводятся аналоговые сигналы u_{\sin} и u_{\cos} , пропорциональные соответственно синусу и косинусу измеряемого угла. Именно эти сигналы можно использовать для точной оценки скорости изменения угла.

Процедура оценки заключается в следующем. Сначала аналоговые сигналы фильтруются для сглаживания шумов, а затем их текущие значения измеряются аналого-цифровым преобразователем. Скорость вычисляется по формуле, которую нетрудно получить, скомбинировав соотношения (5) и (6):

$$\hat{\Omega} = \frac{d\theta}{dt} = \frac{1}{N} \frac{1}{U_m^2} \left(u_{\cos} \frac{du_{\sin}}{dt} - u_{\sin} \frac{du_{\cos}}{dt} \right). \quad (7)$$

Как и в способе прямого дифференцирования, для оценки скорости приходится определять производные сигналов по времени, которые вычисляются в контроллере по первой разности за время опроса.

При наличии шума в исходных сигналах операция дифференцирования неизбежно ухудшает отношение сигнал/шум в оценке скорости. Более высокая точность данного способа по отношению к способу прямого дифференцирования объясняется как раз возможностью установки в тракте измерения скорости дополнительного противозумового фильтра. Минимально возможная полоса пропускания фильтра будет определяться требуемой частотой обновления измерительной информации. Обычно эта частота составляет 200 Гц—1 кГц. В то же время полоса пропускания тракта между фотоприемниками измерительной головки и интерполятором должна оставаться большой (несколько мегагерц), в противном случае вносимая электрическая фазовая задержка будет ошибочно трактоваться интерполятором как изменение угла. Суть в том, что результаты измерения угла чувствительны к постоянным

сдвигам фазы сигнала, а результаты измерения скорости — нет. В этой ситуации уровень шума в скоростном канале можно уменьшить более чем на порядок по сравнению с уровнем шума в канале измерения угла.

Выполненная для одного из оптических датчиков Renishaw оценка уровня шума дала следующее значение спектральной плотности шума N_θ в канале интерполятора: $N_\theta = 5 \cdot 10^{-21}$ рад²/Гц. Среднеквадратичная шумовая ошибка измерения скорости может быть определена по формуле

$$\sigma_v = \frac{2\pi}{\sqrt{3}} \sqrt{N_\theta} \frac{1}{T_{\text{опр}}^{3/2}}. \quad (8)$$

При $T_{\text{опр}} = 1$ мс вычисление дает $\sigma_v = 1,62$ "/с, что примерно в 30 раз меньше среднеквадратичной величины шума квантования скорости в способе прямого дифференцирования угла.

Данный вариант реализации алгоритма оценки скорости был исследован методом цифрового моделирования. Был исследован оптический датчик с разрешающей способностью 0,2" при тактовой частоте измерителя скорости 1 кГц и разрядности АЦП измерителя скорости 16 бит. Полоса пропускания дополнительных фильтров устанавливалась равной 2,5 кГц. Результаты исследования приведены на рис. 3. На рис. 3, а представлена реакция измерителя скорости на близкое к скачкообразному изменение скорости 3,6 "/с, на рис. 3, б — 360 "/с. Небольшая волнистость на графиках обусловлена тем, что при моделировании в сигнал дополнительно вводились нелинейные искажения в виде второй и третьей гармоник с амплитудой около 0,2 %. Как видно, среднее значение скорости определяется с погрешностью 0,1 %, а среднеквадратичная ошибка измерения не более 1,4 "/с.

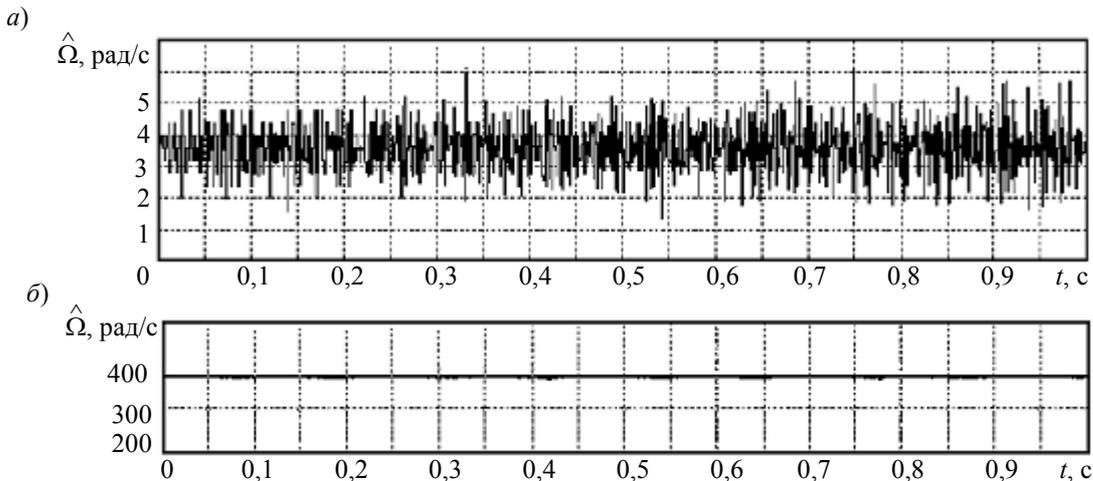


Рис. 3

Результаты данного исследования позволяют полагать, что оптические датчики угла с разрешающей способностью 23—26 разрядов могут применяться в силовом безредукторном электроприводе для прецизионного позиционирования оптических телескопов в качестве универсального датчика обратной связи, обеспечивающего точные измерения не только углов, но и угловой скорости, что позволит улучшить существующие показатели силового электропривода как в отношении точности позиционирования, так и в отношении плавности хода в широком диапазоне угловых скоростей движения.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Belanger P. R. Estimation of angular velocity and acceleration from shaft encoder measurements // Proc. IEEE Int. Conf. Robotics and Automation. Nice, France, 1992. P. 585—592.

2. Brown R. H., Schneider S. C., Mulligan M. G. Analysis of algorithms for velocity estimation from discrete position versus time data // IEEE Trans. Industrial Electron. 1992. Vol. 39, N 1. P. 11—19.
3. Liu G. On velocity estimation using position measurements // Proc. of the American Control Conf. Anchorage, 2002.

Рекомендована кафедрой
электротехники и прецизионных
электрохимических систем

Поступила в редакцию
23.01.08 г.

УДК 621.314.52

А. В. ГУРЬЯНОВ, И. Н. ЖДАНОВ, А. Г. ИЛЬИНА, А. А. УСОЛЬЦЕВ

*Санкт-Петербургский государственный университет
информационных технологий, механики и оптики*

КОРРЕКЦИЯ РАССОГЛАСОВАНИЯ ОСЕЙ ДАТЧИКА ПОЛОЖЕНИЯ И СИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ

Предложена методика коррекции рассогласования осей датчика положения ротора и синхронного двигателя в системе приборного электропривода с вентильным двигателем.

При сборке механизмов с приводом от вентильного двигателя (ВД) статор и ротор датчика положения (ДП) в общем случае могут произвольно располагаться относительно осей обмоток статора и магнитного поля ротора (МПП) синхронного двигателя (СД). Поэтому при настройке системы управления ВД требуется юстировка датчика, заключающаяся в совмещении этих осей. При наличии соответствующих меток и регулировочных устройств юстировку можно выполнять механически. Однако при этом возможно совместить только геометрические оси, в то время как работа ВД требует совмещения осей магнитных полей, положение которых (по разным причинам) может отличаться от положения осей геометрических. Кроме того, ВД прецизионных безредукторных приводов имеют большое число пар полюсов, поэтому требуется юстировка с точностью до нескольких десятков угловых минут, такая юстировка является достаточно сложной технологической операцией, выполнить которую не всегда позволяет конструкция механизма. Существенно проще определить величину рассогласования осей с помощью некоторого алгоритма формирования вектора тока статора СД, а затем ввести соответствующую поправку в сигнал ДП.

Известно, что вращающий момент СД M_s можно представить в виде модуля произведения пространственных векторов потокосцепления ротора Ψ_2 и тока статора i_1

$$M_s = \frac{m_1}{2} z_p \frac{L_m}{L_2} |\Psi_2 \times i_1| = \frac{m_1}{2} z_p \frac{L_m}{L_2} \Psi_{2m} I_{1m} \sin \gamma, \quad (1)$$

где m_1 — число фаз обмотки статора; z_p — число пар полюсов магнитного поля; L_m — индуктивность главного магнитного поля; $L_2 = L_{2\sigma} + L_m$ — полная индуктивность ротора, включающая индуктивность потока рассеяния $L_{2\sigma}$; Ψ_{2m} и I_{1m} — амплитуды, или модули векторов, а γ — пространственный угол между ними в электрической угловой мере (рис. 1).

Для СД с магнитоэлектрическим возбуждением $(m_1/2) z_p (L_m/L_2) \Psi_{2m} \approx \text{const} = c_M$, поэтому выражение (1) можно представить в виде

$$M_s = c_M I_{1m} \sin \gamma.$$

Отсюда возникают две возможности управления моментом, которые можно описать формулами:

1) при постоянном угле нагрузки γ

$$M_s(I_{1m}) = c_M I_{1m} \Big|_{\gamma=\pi/2}, \tag{2}$$

2) при постоянном модуле тока I_{1m}

$$M_s(\gamma) = c'_M \sin \gamma \Big|_{I_{1m}=\text{const}}. \tag{3}$$

В ВД управление моментом осуществляется путем изменения амплитуды тока статора I_{1m} при фиксированном значении угла γ (2). Очевидно, что максимально возможную перегрузочную способность, динамику и коэффициент полезного действия привода можно обеспечить только при условии $\gamma = \pi/2$. Для этого фазные токи ВД должны формироваться по закону

$$\left. \begin{aligned} i_a &= I_{1m} \sin(\alpha + \pi/2) = I_{1m} \cos \alpha, \\ i_b &= I_{1m} \sin(\alpha + \pi/2 - 2\pi/3) = I_{1m} \cos(\alpha - 2\pi/3), \\ i_c &= I_{1m} \sin(\alpha + \pi/2 + 2\pi/3) = I_{1m} \cos(\alpha + 2\pi/3), \end{aligned} \right\}$$

где $\alpha = \alpha_r z_p$ — истинное положение оси МПР относительно оси обмотки фазы A , выраженное в электрической угловой мере и отсчитываемое по показаниям датчика α_r при условии отсутствия рассогласования осей.

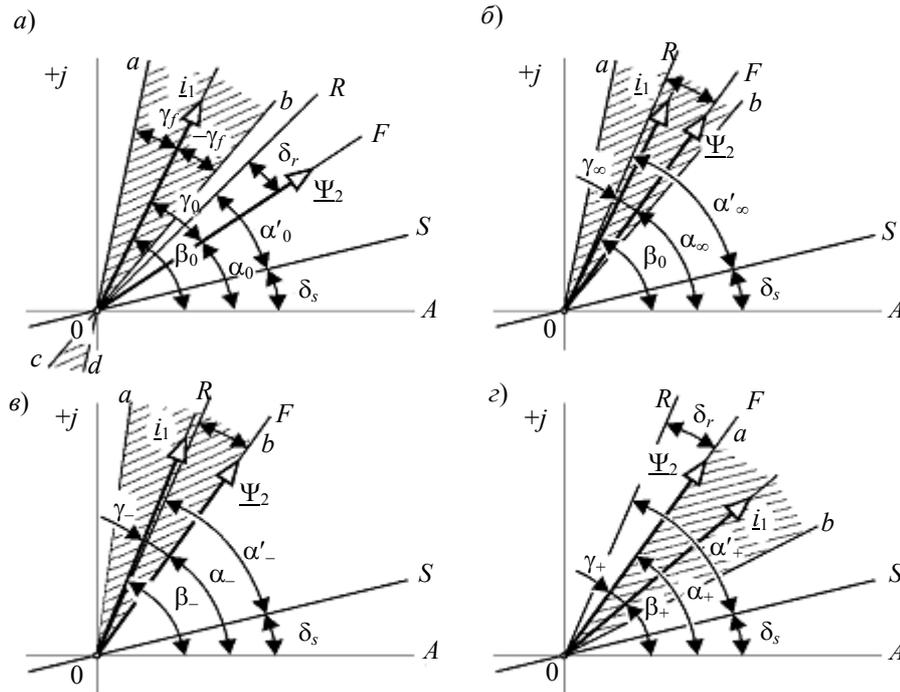


Рис. 1

После сборки ось статора ДП $0S$ может быть смещена относительно оси фазы A ($0A$ на рис. 1) на угол δ_s , а ось ротора $0R$ — относительно оси магнитного поля СД $0F$ — на угол δ_r (рис. 1). Таким образом, с помощью ДП можно получить только информацию об углах α' между осями статора и ротора самого датчика. Для определения положения α вектора МПР СД $\underline{\Psi}_2$ относительно оси фазы A требуется определить углы рассогласования δ_r и δ_s , так как

$$\alpha = \alpha' + \delta_s - \delta_r = \alpha' + \delta. \tag{4}$$

В противном случае фазовый сдвиг тока на угол $\pi/2$ будет формироваться с погрешностью $\delta = \delta_s - \delta_r$, что приведет в разомкнутой системе управления приводом к уменьшению вращающего момента ВД на величину $1 - \cos \delta$, или к такому же увеличению тока статора в замкнутой системе управления.

Косинусная зависимость потерь мощности от угла рассогласования δ , казалось бы, допускает значительную погрешность юстировки. Однако здесь параметр δ соответствует электрической угловой мере, и смещение осей на $1\text{--}2^\circ$ при нескольких десятках пар полюсов приведет к снижению момента на $20\text{--}30\%$. Поэтому погрешность юстировки осей ДП должна быть сведена к минимуму.

Для определения угла рассогласования δ воспользуемся режимом работы СД с постоянной амплитудой тока статора $I_{1m} = \text{const}$ и управлением электромагнитным моментом посредством изменения угла нагрузки γ (3). При этом будем полагать, что на валу СД действует только момент сухого трения, определяемый как

$$M_f = C_f \text{sign}(d\alpha/dt) \quad (\text{при } d\alpha/dt \neq 0),$$

$$M_f = M_s \quad (\text{при } d\alpha/dt = 0).$$

Другую нагрузку, если она существует, на время юстировки можно отключить. В этих условиях движение ротора возможно только, когда выполняется неравенство $|\gamma| > \gamma_f = \arcsin(C_f)$.

Зададим произвольно некоторое начальное положение вектора тока $\beta = \beta_0$ и сформируем в обмотках статора СД соответствующие фазные токи

$$\left. \begin{aligned} i_{a0} &= I_{1m} \cos(\beta_0), \\ i_{b0} &= I_{1m} \cos(\beta_0 - 2\pi/3), \\ i_{c0} &= I_{1m} \cos(\beta_0 + 2\pi/3). \end{aligned} \right\}$$

В этой ситуации начальный угол нагрузки $\gamma_0 = \beta_0 - \alpha_0$ может оказаться больше угла момента трения γ_f , т.е. $|\gamma_0| > \gamma_f$ (рис. 1, а). Тогда ротор СД придет в движение и остановится за счет „выбега“ внутри сектора $a0b$, соответствующего углам $\beta_0 \pm \gamma_f$ (рис. 1, б). При этом установившееся значение угла нагрузки будет неопределенным — $\gamma_\infty = \beta_0 - \alpha_\infty < \gamma_f$. В случае $|\gamma_0| < \gamma_f$ ротор останется неподвижным, находясь в одном из секторов $a0b$ или $c0d$. В таком случае его необходимо вывести из сектора заданием нового смещения β_0 с тем, чтобы после остановки ротор расположился в зоне устойчивой работы, соответствующей сектору $a0b$. Иначе при юстировке ротор выйдет за границу сектора $c0d$ и переместится в сектор $a0b$, что может вызвать ошибку в расчетах. Зафиксируем по показанию датчика положение покоящегося ротора $\alpha'_- = \alpha'_\infty$ (рис. 1, б).

Если начать изменять угол, например, в положительном направлении, то вектор тока вместе с сектором трения $a0b$ (СТ) будет поворачиваться, и в некоторый момент вектор потока сцепления ротора Ψ_2 окажется на нижней границе сектора (рис. 1, в), а затем выйдет из него, и ротор СД начнет вращаться. Зафиксируем значение смещения β_- , при котором началось движение на нижней границе СТ, и вернемся к исходному положению вектора тока $\beta = \beta_0$. При этом ротор двигателя снова войдет в границы СТ, но окажется в положении α'_+ , отличающемся от положения при первом вхождении α'_- , так как его движение будет начинаться в общем случае при ином положении ротора. Повторим описанную процедуру смещения

вектора тока в отрицательном направлении и зафиксируем смещение β_+ на верхней границе СТ (рис. 1, з). Тогда из очевидных соотношений с учетом выражения (4) получим:

$$\left. \begin{aligned} \gamma_+ &= \beta_+ - \alpha_+ = \beta_+ - \alpha'_+ - \delta = -\gamma_f, \\ \gamma_- &= \beta_- - \alpha_- = \beta_- - \alpha'_- - \delta = \gamma_f, \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

$$\Downarrow$$

$$\left. \begin{aligned} \delta &= (\gamma_+ + \gamma_-)/2 \approx (\beta_+ + \beta_-)/2 - \alpha'_+ = \\ &= (\beta_+ + \beta_-)/2 - \alpha'_-, \\ \gamma_f &= (\gamma_+ - \gamma_-)/2 \approx (\beta_- - \beta_+)/2. \end{aligned} \right\}$$

Приближенными равенствами в выражениях (5) можно пользоваться, если условия вхождения ротора в СТ при определении верхней и нижней границ близки или одинаковы. В этом случае $\alpha'_+ \approx \alpha'_-$ и относительная погрешность приближенного вычисления на практике составляет десятые доли процента. Принципиально возможно обеспечить равенство $\alpha'_+ \approx \alpha'_-$ при втором вхождении ротора в СТ, однако получаемое упрощение вычислений не компенсирует сложности такой процедуры.

Величина момента сухого трения не имеет существенного значения для реализации описанной методики, но, очевидно, не может превышать максимального момента, развиваемого СД. Нижняя граница момента трения может быть практически нулевой. Действительно, если $\gamma_f \approx 0$, то $\beta_+ \approx \beta_- = \beta_{\pm}$; $\alpha'_+ \approx \alpha'_- = \alpha'_{\pm}$, и значение рассогласования определяется простой разностью $\delta = \beta_{\pm} - \alpha'_{\pm}$.

Описанная методика может быть использована для юстировки в системах с любой формой представления информации, однако проще всего ее реализовать с дискретными датчиками положения и тока или с аналоговыми с последующим преобразованием сигналов в цифровой код. В этом случае процесс легко автоматизировать, например, с помощью алгоритма, приведенного на рис. 2.

Для его реализации нужно задаться некоторым значением приращения угла $\Delta\beta$ и интервалом времени Δt , в течение которого положение вектора тока будет сохраняться неизменным. Задание определенного интервала времени необходимо для обеспечения минимальной погрешности при определении момента

начала движения ротора при выходе его из СТ. Пренебрегая влиянием электромагнитной инерции на вращающий момент СД, можно считать, что после выхода вектора $\underline{\Psi}_2$ из СТ в течение Δt на вал двигателя действует вращающий момент $M = c_M I_{1m} \sin(\Delta\beta) \approx c_M I_{1m} \Delta\beta = J\varepsilon$, созданный приращением угла $\Delta\beta$. Тогда ротор СД будет разгоняться с постоянным угловым ус-

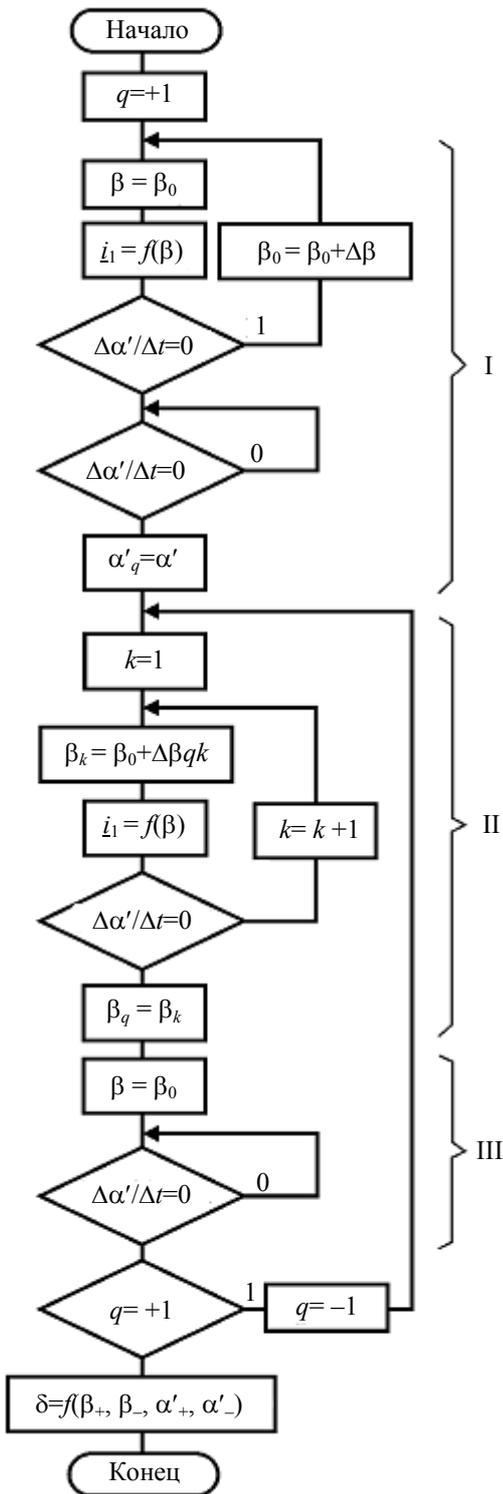


Рис. 2

корнем $\varepsilon = 2\Delta\alpha / \Delta t^2$, где $\Delta\alpha$ — изменение положения ротора в течение первого интервала времени Δt . Отсюда условие выбора интервала времени между приращениями момента

$$\Delta t \geq \sqrt{\frac{2J}{c_M I_{1m}} \frac{\Delta\alpha}{\Delta\beta}}. \quad (6)$$

Соотношение (6) имеет большое практическое значение для рассматриваемой методики. Параметры $\Delta\alpha$ и $\Delta\beta$ являются абсолютными погрешностями квантования и дискретизации, определяющими точность измерения углов положения ротора α' и вектора тока β и, следовательно, точность измерения рассогласования осей δ . Если допустить, что начало движения ротора будет определено по изменению угла, равного единице младшего разряда ДП $\Delta\alpha_{\min}$, а минимально возможное приращение смещения равно $\Delta\beta_{\min}$, то выбор периода дискретизации момента нужно производить из соотношения

$$\Delta t = (1,1 \dots 1,2) \sqrt{\frac{2J\Delta\alpha_{\min}}{c_M I_{1m}\Delta\beta_{\min}}}.$$

Очевидно, что для повышения быстродействия юстировку следует проводить при максимально возможной амплитуде тока статора I_{1m} .

Простейший алгоритм, позволяющий определить границы „мертвой“ зоны с минимальным смещением ротора, показан на рис. 2. Сначала ротор ВД входит в устойчивую зону вблизи нулевого значения угловой характеристики при произвольном начальном смещении (I). Цикл с изменением начального смещения реализуется при случайном попадании ротора в „мертвую“ зону при первом выборе. Затем формируются импульсы электромагнитного момента с уменьшением смещения до тех пор, пока ротор не придет в движение (II). После этого фиксируются текущее значение смещения β_k и предыдущее значение положения ротора α_{k-1} , и ротор тормозится (III). Далее происходит переход к режиму определения верхней границы „мертвой“ зоны. Для этого ротор снова вводится в нее, а затем весь цикл повторяется. Очевидно, что предельно возможная точность метода будет обеспечена при минимальных приращениях смещения $\Delta\beta$, т.е. при приращениях, равных единице младшего разряда цифрового ДП или АЦП ДП.

В случае использования в системе управления приводом микроконтроллеров описанный алгоритм легко реализуется программно в автоматическом режиме.

Существенным достоинством описанной методики является то, что с ее помощью определяется рассогласование датчика именно с осью магнитного поля, а не с какой-либо геометрической осью ротора, которая сама может иметь рассогласование с полем, и в результате даже полного совпадения геометрических осей в ВД будут возникать все указанные выше потери энергии.

Кроме того, предлагаемая методика позволяет определить величину момента сухого трения в опорах вала ВД как

$$C_f = M_{s\max} \sin(\gamma_f) = c_M I_1 \sin(\gamma_f).$$

При этом смещение ротора в процессе определения величины рассогласования составляет единицы угловых минут, что практически сводит к нулю погрешность, вызванную неравномерностью момента трения.

После определения угла рассогласования осей и внесения поправки в сигнал ДП эту методику можно использовать для определения моментов трения в зонах других полюсов магнитного поля, если последовательно задавать начальные смещения равными $\beta_0 = 2\pi/z_p$.

Можно также определить момент трения при любом угловом положении вала ВД $\alpha = (2\pi/z_p)n + \varphi$, если после коррекции n раз задать смещение $\beta_0 = 2\pi/z_p$, а затем $\beta_0 = \varphi$.

В приведенном анализе процессов не вводилось каких-либо ограничений на величину момента трения. Очевидно, что его верхняя граница соответствует максимально возможному моменту ВД, получаемому при $\gamma = \pi/2$, но в этом случае привод просто неработоспособен. При любых меньших значениях момента трения описанная методика дает положительный результат, в том числе и при $C_f < M_{s\max} \sin(\Delta\beta_{\min})$. В этом случае движение ротора будет начинаться при задании даже минимального приращения смещения, т.е.

$$\beta_+ = \Delta\beta_{\min}; \beta_- = -\Delta\beta_{\min}; \alpha'_+ = \alpha'_- = \alpha',$$

следовательно

$$\delta = -\alpha'; \gamma_f < \Delta\beta_{\min}.$$

В результате ротор устанавливается в искомую точку с погрешностью отсчета, равной единице младшего разряда ДП.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Ковач К. П., Рац И. Переходные процессы в машинах переменного тока. М.–Л.: Госэнергоиздат, 1963. 744 с.
2. Кривенков В. В. Автоматический контроль и поверка преобразователей угловых и линейных величин. Л.: Машиностроение, 1986. 247 с.

Рекомендована кафедрой
электротехники и прецизионных
электромеханических систем

Поступила в редакцию
23.01.08 г.

СИНТЕЗ И МОДЕЛИРОВАНИЕ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ

УДК 621.314.52

А. Г. ИЛЬИНА, Д. В. ЛУКИЧЁВ, А. А. УСОЛЬЦЕВ

*Санкт-Петербургский государственный университет
информационных технологий, механики и оптики*

ОПТИМАЛЬНОЕ УПРАВЛЕНИЕ ДВИЖЕНИЕМ ПРИ ПОЗИЦИОНИРОВАНИИ И ЕГО МОДЕЛИРОВАНИЕ В СРЕДЕ MATLAB/SIMULINK

Рассмотрены основные законы оптимального управления движением в прецизионных приводах регулирования положения и предложена модель формирователя сигнала, позволяющая исследовать в среде MathLab/Simulink реакцию сложных электромеханических систем на различные сигналы управления.

В системах регулирования положения важную роль играют законы управления движением, обеспечивающие оптимальное протекание процесса позиционирования [см. лит.]. В качестве критериев оптимизации обычно выступают требования обеспечения минимума: времени перемещения, потерь при перемещении, нагрузки на механическую трансмиссию.

Кроме того, в приводах с упругими связями необходимо учитывать возможность возбуждения механических колебаний при высоких скоростях изменения ускорения.

Сложность объектов, большое разнообразие параметров движения, электромеханических преобразователей и их нагрузки не только не позволяют решить задачу выбора требуемого закона управления заранее, но иногда даже не позволяют осуществить выбор критерия оптимизации. Поэтому выбор и оптимизация производятся в процессе математического моделирования привода.

Наиболее простыми в реализации являются законы движения, приведенные на рис. 1 и в таблице (для записи законов движения в таблице использована функция $sg(t) = \text{sign}(1/2 - t/T)$). Они характеризуются временными функциями ускорения $\varepsilon(t)$, скорости $\omega(t) = \int \varepsilon(t)dt$ и положения (угла) $\alpha(t) = \int \omega(t)dt$. При перемещении на угол $\Delta\alpha$ время T предполагается заданным. Кроме того, в таблице приведены соотношения максимальных значений угловых ускорений $\varepsilon_{k \max}$, скоростей $\omega_{k \max}$ и потерь на перемещение Q_k , а также изменений ускорения $d\varepsilon/dt_{\max}$ для различных законов (функций) управления, отнесенные к режиму оптимального времени (номер режима l). При сопоставлении параметров движения предполагается, что время и угол перемещения для всех режимов одинаковы. Расчет потерь Q_k производится исходя из условия, что они равны работе, совершаемой силой, создающей вращающий момент $M(t) = J\varepsilon(t)$, при перемещении на угол $\alpha(t)$. Работа, совершаемая приводом за время разгона по k -му закону, определяется интегралом

$$Q_k = J \int_0^{\Delta\alpha/2} \varepsilon_k(t) d\alpha = J \int_0^{T/2} \varepsilon_k(t) \omega_k(t) dt.$$

Режим 3 (см. рис. 1) в таблице не рассматривается, так как он является промежуточным между режимами 1 и 2.

Временные функции и соотношения параметров законов движения

№ режима	Временные функции	Соотношения параметров
1	$\varepsilon(t) = \varepsilon_{1\max} \operatorname{sg}(t); \omega(t) = \varepsilon_{1\max} t$ $\alpha(t) = \varepsilon_{1\max} t^2 / 2$	
2	$\varepsilon(t) = \varepsilon_{2\max} \frac{T-2t}{T}$ $\omega(t) = \varepsilon_{2\max} \left(t - \frac{t^2}{T} \right)$ $\alpha(t) = \varepsilon_{2\max} \left(\frac{t^2}{2} - \frac{t^3}{3T} \right)$	$\frac{\varepsilon_{2\max}}{\varepsilon_{1\max}} = \frac{3}{2}; \frac{\omega_{2\max}}{\omega_{1\max}} = \frac{3}{4}$ $\frac{Q_2}{Q_1} = \frac{18}{32} = 0,56; \frac{d\varepsilon}{dt}_{\max} = \pm\infty \Big _{t=nT}; n = 0, 1, \dots, \infty$
4	$\varepsilon(t) = \varepsilon_{4\max} \cos \pi \frac{t}{T}$ $\omega(t) = \varepsilon_{4\max} \frac{T}{\pi} \sin \pi \frac{t}{T}$ $\alpha(t) = \varepsilon_{4\max} \frac{T^2}{\pi^2} \left(1 - \cos \pi \frac{t}{T} \right)$	$\frac{\varepsilon_{4\max}}{\varepsilon_{1\max}} = \frac{\pi^2}{8} = 1,23; \frac{\omega_{4\max}}{\omega_{1\max}} = \frac{\pi}{4} = 0,78$ $\frac{Q_4}{Q_1} = \frac{\pi^2 8}{128} = 0,61; \frac{d\varepsilon}{dt}_{\max} = \pm\infty \Big _{t=nT}; n = 0, 1, \dots, \infty$
5	$\varepsilon(t) = \varepsilon_{5\max} \sin 2\pi \frac{t}{T}$ $\omega(t) = \varepsilon_{5\max} \frac{T}{2\pi} \left(1 - \cos 2\pi \frac{t}{T} \right)$ $\alpha(t) = \varepsilon_{5\max} \frac{T}{2\pi} \left(t - \frac{T}{2\pi} \sin 2\pi \frac{t}{T} \right)$	$\frac{\varepsilon_{5\max}}{\varepsilon_{1\max}} = \frac{\pi}{2} = 1,57; \frac{\omega_{5\max}}{\omega_{1\max}} = 1$ $\frac{Q_5}{Q_1} = 1; \frac{d\varepsilon}{dt}_{\max} = \pm\varepsilon_{5\max} \frac{2\pi}{T} \Big _{t=nT/2}; n = 0, 1, \dots, \infty$
6	$\varepsilon(t) = \frac{\varepsilon_{6\max}}{2} \left(1 - \cos 4\pi \frac{t}{T} \right) \operatorname{sg}(t)$ $\omega(t) = \frac{\varepsilon_{6\max}}{2} \left[\left(t - \frac{T}{4\pi} \sin 4\pi \frac{t}{T} \right) \operatorname{sg}(t) + \frac{1 - \operatorname{sg}(t)}{2} \right]$ $\alpha(t) = \frac{\varepsilon_{6\max}}{4} \left[t^2 + \frac{T^2}{8\pi^2} \left(\cos 4\pi \frac{t}{T} - 1 \right) \right]$	$\frac{\varepsilon_{6\max}}{\varepsilon_{1\max}} = 2; \frac{\omega_{6\max}}{\omega_{1\max}} = 1$ $\frac{Q_6}{Q_1} = 1; \frac{d\varepsilon}{dt}_{\max} = \pm\varepsilon_{6\max} \frac{2\pi}{T} \Big _{t=T(1/2+n)/4}; n = 0, 1, \dots, \infty$

Движение происходит в течение оптимального (минимального) времени при заданном граничном ускорении ε_{\max} , если до половины сектора перемещения $\Delta\alpha/2$ привод разгоняется с максимальным ускорением ($\varepsilon = \varepsilon_{\max}$), а затем с таким же ускорением замедляется (режим 1). В противном случае для разгона привода за то же время ускорение нужно увеличивать.

При движении с минимальными потерями (режим 2) требуется ускорение, в 1,5 раза большее, чем в режиме оптимального времени, но потери при этом уменьшаются почти

вдвое. Компромиссом между процессом, оптимальным по времени, и процессом, оптимальным по потерям, является перемещение с ускорением, изменяющимся по гармоническому закону с частотой $\omega_a = \pi/T$, т.е. с полупериодом, равным длительности перемещения (режим 4).

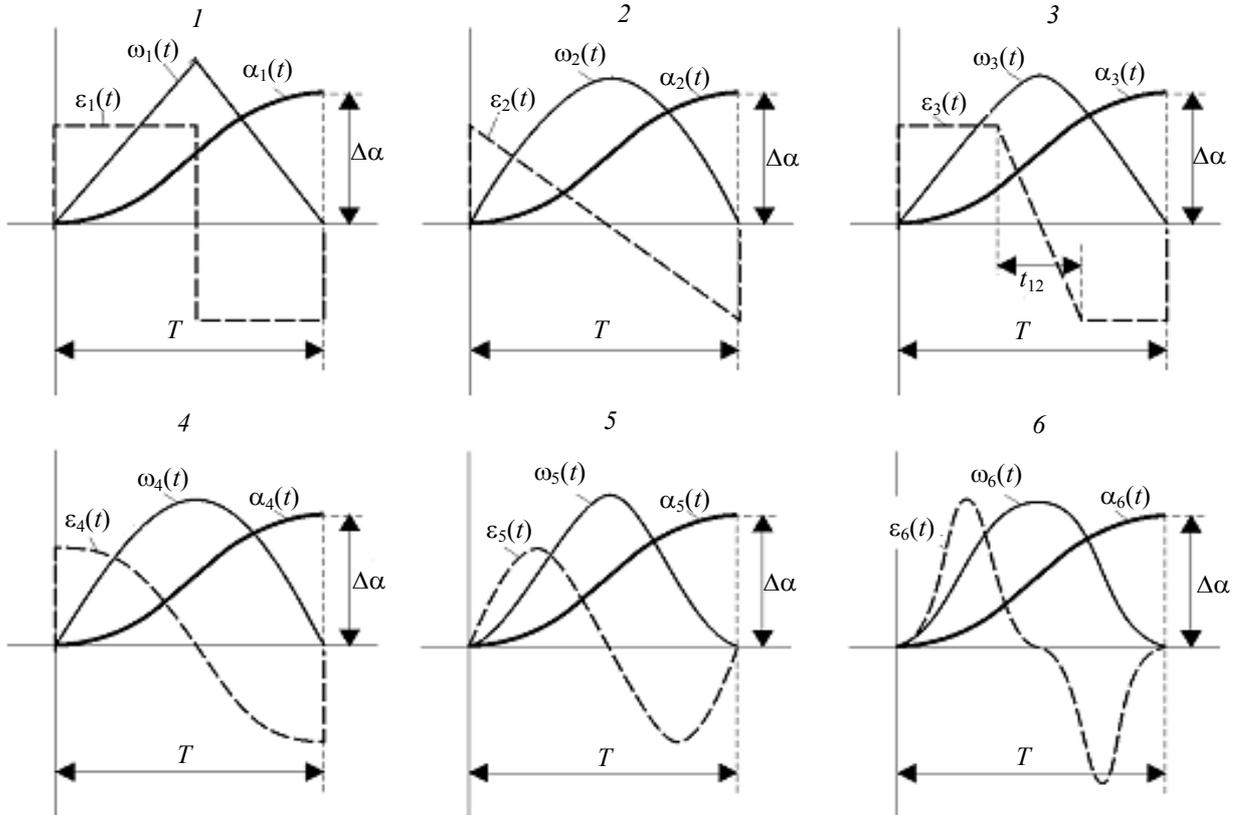


Рис. 1

Аналогичное по результату, но проще реализуемое перемещение получается при трапецидальном изменении ускорения (рис. 1, режим 3). Вначале оно сохраняется постоянным, затем на среднем участке снижается пропорционально времени до отрицательного значения, которое сохраняется до завершения процесса.

Во всех рассмотренных процессах в некоторые моменты времени происходит скачкообразное изменение ускорения. Это требует скачкообразного изменения момента двигателя и приводит к перегрузке механической трансмиссии. При этом в нагрузке с упругой связью неизбежно будут возникать колебания. Управление с синусоидально изменяющимся ускорением и частотой $\omega_a = 2\pi/T$, период которой равен времени перемещения, исключает этот недостаток (режим 5).

Изменение ускорения $\frac{d\varepsilon}{dt} = \varepsilon_{5\max} \frac{2\pi}{T} \cos 2\pi \frac{t}{T} \Rightarrow \frac{d\varepsilon}{dt_{\max}} = \varepsilon_{5\max} \frac{2\pi}{T} \Big|_{t=0}$ в этом режиме всегда конечно. Движение происходит без скачков. Если максимальную угловую частоту движения $\omega_{k\max}$ выбрать так, чтобы она (с некоторым запасом) была ниже частоты собственных колебаний системы ω_e , то при перемещении колебания не возникают.

Еще более благоприятным с точки зрения динамики является управление с ускорением по бигармоническому закону с частотой $\omega_a = 4\pi/T$ (режим 6), т.е. с двойной частотой. Здесь изменение ускорения также имеет конечное значение $\frac{d\varepsilon}{dt} = \varepsilon_{6\max} \frac{2\pi}{T} \sin 4\pi \frac{t}{T} \Rightarrow \frac{d\varepsilon}{dt_{\max}} = \varepsilon_{6\max} \frac{2\pi}{T} \Big|_{t=T/8}$ и в

начальный момент равно нулю. Недостатком является большое максимальное ускорение, что равносильно плохому использованию привода.

Рассмотренные законы управления обеспечивают перемещение практически по одинаковым траекториям, поэтому их выбор должен осуществляться по критериям оптимизации потерь, времени или динамических нагрузок. Перемещения по оптимальным законам на практике реализуют путем комбинации участков разгона, торможения, а также движения с постоянной максимальной скоростью, если требуемое перемещение превышает величину, соответствующую участкам движения с ускорением (рис. 2). Расчет интервалов времени для каждого участка при заданных значениях (*) максимального углового ускорения $\varepsilon_{k \max}^*$, частоты $\omega_{k \max}^*$ и угла позиционирования $\alpha_{k \max}^*$ можно выполнить по выражениям:

$$\begin{aligned} \Delta t_1 = t_2 - t_1 = \Delta t_3 = t_4 - t_3 &= k_{\varepsilon k} \omega_{k \max}^* / \varepsilon_{k \max}^*; t_2 = t_1 + \Delta t_1; \\ \Delta \alpha_1 = \alpha_2 - \alpha_1 = \Delta \alpha_3 &= \alpha_{k \max}^* - \varphi_3 = k_{\varepsilon k} \left(\omega_{k \max}^* \right)^2 / \left(2 \varepsilon_{k \max}^* \right); \\ \Delta \alpha_2 = \alpha_3 - \alpha_2 &= \alpha_{k \max}^* - 2 \Delta \alpha_1; \\ \Delta t_2 = t_3 - t_2 = \Delta \alpha_2 / \omega_{k \max}^*; t_3 &= t_2 + \Delta t_2; t_4 = t_3 + \Delta t_3, \end{aligned}$$

где $k_{\varepsilon k} = \varepsilon_{k \max} / \varepsilon_{1 \max} = 1, 0; 1, 5; \pi^2 / 8; \pi / 2; 2, 0$ — относительное значение максимального ускорения для 1, 2, 4, 5 и 6 законов соответственно (см. таблицу).

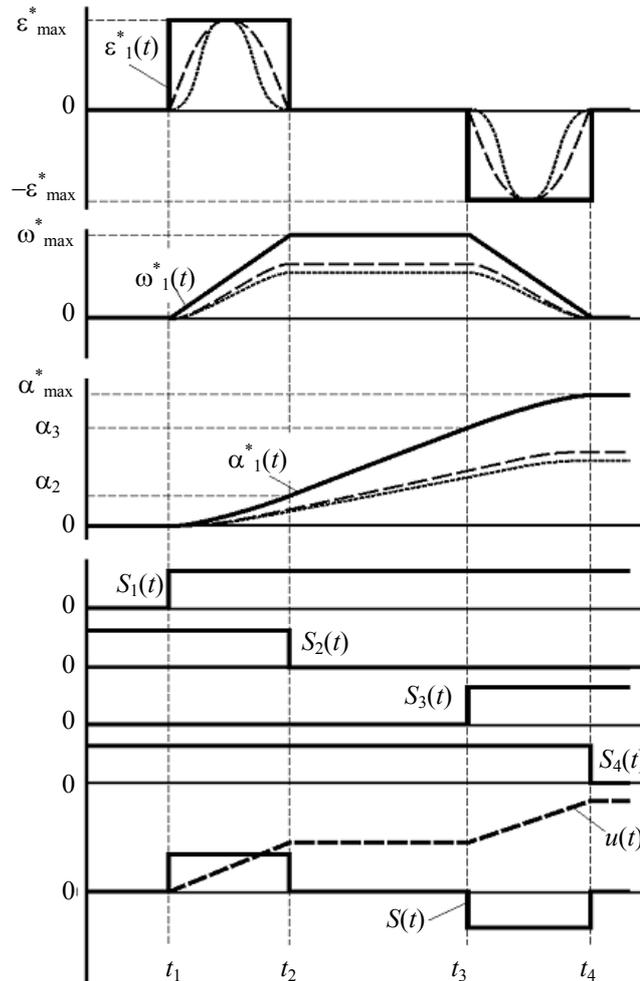


Рис. 2

При моделировании для всех законов управления исходным является сигнал $S(t) = s_1(t) \times s_2(t) - s_3(t) \times s_4(t)$ (рис. 2), где $s_1(t) = \mathbf{1}(t - t_1)$, $s_2(t) = 1 - \mathbf{1}(t - t_2)$, $s_3(t) = \mathbf{1}(t - t_3)$ и $s_4(t) = 1 - \mathbf{1}(t - t_4)$ — единичные функции.

Путем умножения $S(t)$ на заданное значение $\varepsilon_{1\max}^*$ получим временную функцию ускорения для управления с минимальным временем перемещения $\varepsilon_1^*(t)$. Остальные законы изменения ускорения можно получить, создав с помощью интегратора I_1 временную развертку сигнала $|S(t)|$ (функция $u(t)$ на рис. 2), а затем использовать соответствующие функциональные преобразователи $f(u)$.

Сигнал задания углового положения $\alpha_k^*(t)$ получается путем двойного интегрирования сигнала задания ускорения $\varepsilon_k^*(t)$ (рис. 3, а). Если максимальное значение ускорения и длительность движения при всех законах одинаковы, то величина перемещения $\Delta\alpha_k$ будет обратно пропорциональна величине $k_{\varepsilon k}$ (рис. 3, б).

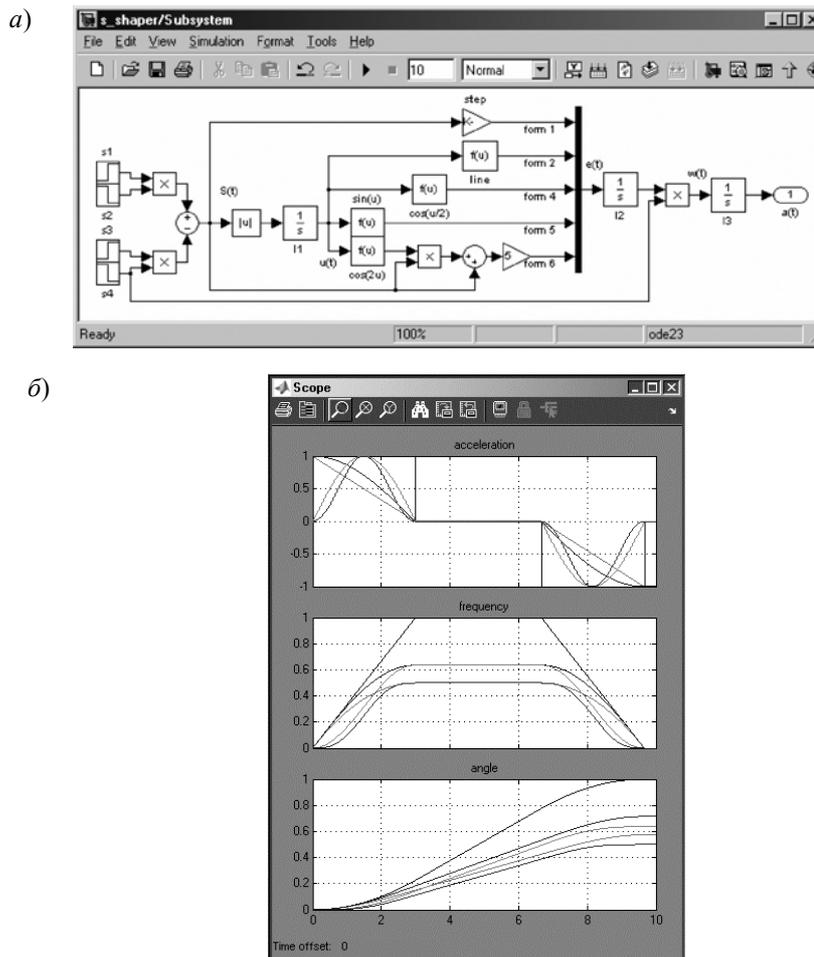


Рис. 3

Таким образом, с помощью формирователя (рис. 3, а) в среде MathLab/Simulink можно исследовать реакцию различных систем приводов регулирования положения при различных законах формирования сигнала задания.

ЛИТЕРАТУРА

Schönfeld R. Digitale regelung elektrischer Antriebe. Berlin: Verl. Technik, 1987. 240 s.

Рекомендована кафедрой
электротехники и прецизионных
электромеханических систем

Поступила в редакцию
23.01.08 г.

В. А. ТОЛМАЧЕВ

*Санкт-Петербургский государственный университет
информационных технологий, механики и оптики*

СИНТЕЗ СЛЕДЯЩЕГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА ОСИ ОПОРНО-ПОВОРОТНОГО УСТРОЙСТВА

Представлены непрерывная математическая модель и методика синтеза безредукторного силового следящего электропривода оси опорно-поворотного устройства на основе вентильного двигателя.

Современные тенденции при построении следящих электроприводов систем наведения квантово-оптических систем нового поколения, отличающихся повышенными требованиями к статической и динамической точности, состоят в отказе от согласующих редукторов, от малонадежных исполнительных двигателей постоянного тока и переходе к безредукторным следящим электроприводам на основе бесколлекторных двигателей постоянного тока, или вентильных двигателей, построенных на основе синхронных электродвигателей и управляемых от транзисторных инверторов с использованием сигналов датчика угла поворота ротора двигателя [1]. Типовые требования к статическим и динамическим характеристикам следящих электроприводов современных комплексов, описание типовой функциональной схемы безредукторного следящего электропривода оси опорно-поворотного устройства (ОПУ) на основе трехфазного вентильного двигателя и назначение ее основных узлов приведены в статьях [2, 3].

Следует при этом отметить необходимость реализации заданных требований в условиях воздействия ветровой нагрузки с заданными спектральными характеристиками, нагрузок типа „сухое трение“ при неравномерности их по углу поворота до 50 % от номинального значения при достаточно низких частотах механического резонанса осей ОПУ 10—20 Гц, связанных с жесткостью конструкции.

При построении систем управления осей опорно-поворотных устройств за основу была принята четырехконтурная система регулирования угла поворота со структурной схемой, представленной на рис. 1. Система управления содержит основной контур регулирования положения и подчиненные ему контуры регулирования скорости и электромагнитного момента двигателя.

Основной контур — контур регулирования угла — содержит пропорционально-интегральный (ПИ) регулятор угла, на входе которого сравнивается напряжение $u_{3\alpha}$, пропорциональное заданному значению угла поворота входного конца исполнительной оси ОПУ, с напряжением u_{α} датчика угла с коэффициентом передачи K_{α} . Выходной сигнал $u_{3\omega}$ регулятора угла с коэффициентом передачи $K_{п3}$ и постоянной времени интегрирования $T_{п3}$ является напряжением задания для внешнего контура регулирования скорости первой массы ω_1 .

Первый внешний контур регулирования скорости содержит интегральный (И) регулятор скорости, на входе которого напряжение $u_{3\omega}$, пропорциональное заданному значению скорости входного конца исполнительной оси ОПУ, сравнивается с напряжением u_{ω} , поставляемым датчиком скорости с коэффициентом передачи K_{ω} . Выходной сигнал регулятора с постоянной времени интегрирования $T_{п2}$ поставляет напряжение задания для внутреннего контура регулирования скорости, содержащего пропорциональный регулятор с коэффициентом передачи $K_{п2}$. Такое двухконтурное построение скоростной подсистемы при настройке каждого из контуров на „технический оптимум“ позволяет снизить перерегулирование при реакции на скачок сигнала.

ла задания до 4,3 % относительно перерегулирования в одноконтурной скоростной подсистеме (43 %) с ПИ-регулятором скорости и настройкой на „симметричный оптимум“ [4].

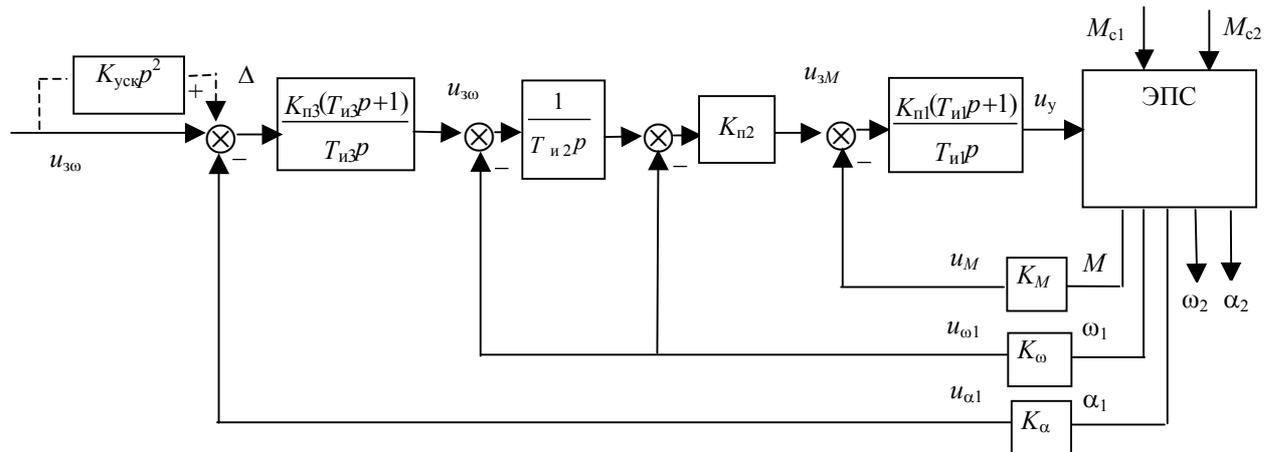


Рис. 1

Выходной сигнал u_{3M} регулятора скорости внутреннего контура является сигналом задания для контура регулирования электромагнитного момента двигателя, содержащего ПИ-регулятор момента с коэффициентом передачи $K_{п1}$ и постоянной $T_{и1}$. Сигнал задания на входе регулятора сравнивается с сигналом u_M датчика момента, обладающего коэффициентом передачи K_M . Выходной сигнал u_y регулятора момента поступает на вход управляемого преобразователя электрической энергии энергетической подсистемы.

Процессы в энергетической подсистеме привода (ЭПС), содержащей трехфазный синхронный электромеханический преобразователь с активным ротором и числом пар полюсов p_p , транзисторный инвертор (формирующий трехфазную симметричную систему напряжений на обмотках двигателя с использованием сигнала датчика положения ротора, ДПР) и двух-массовую модель механизма исполнительной оси можно описать системой уравнений [5]:

$$\left. \begin{aligned} Ri_a + L \frac{d}{dt}(2i_a - i_b - i_c) - C_e \omega_1 \cos\left(p_p \alpha - \frac{\pi}{3}\right) &= u_a, \\ Ri_b + L \frac{d}{dt}(2i_b - i_a - i_c) - C_e \omega_1 \cos\left(p_p \alpha + \frac{\pi}{3}\right) &= u_b, \\ Ri_c + L \frac{d}{dt}(2i_c - i_a - i_b) - C_e \omega_1 \cos(p_p \alpha + \pi) &= u_c, \\ \omega_1 &= \frac{d\alpha_1}{dt}, \\ J_1 \frac{d\omega_1}{dt} &= M - M_{c1} - M_{12}, \\ \frac{dM_{12}}{dt} &= C_{12}\omega_1 - C_{12}\omega_2, \\ J_2 \frac{d\omega_2}{dt} &= -M_{c1} + M_{12}, \\ \omega_2 &= \frac{d\alpha_2}{dt}, \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

где R, L — соответственно активное сопротивление и индуктивность фазной обмотки двигателя, C_e — конструктивная постоянная по ЭДС вращения, ω_1, α_1 и ω_2, α_2 — угловая скорость и угол поворота первой и второй массы оси соответственно, M_{12} — момент упругой связи оси,

C_{12} — коэффициент упругой связи масс оси, J_1, J_2 — соответственно моменты инерции входного конца оси ОПУ с ротором двигателя (первой массы) и выходного конца с нагрузкой (второй массы), M_{c1}, M_{c2} — моменты нагрузок на опорах оси.

В приведенной системе (1) u_a, u_b, u_c — синусоидальные напряжения на фазных обмотках двигателя, формируемые инвертором и образующие симметричную трехфазную систему с амплитудой u_m

$$u_a = U_m \cos(p_p \alpha_1 - \pi/3), \quad u_b = U_m \cos(p_p \alpha_1 + \pi/3), \quad u_c = U_m \cos(p_p \alpha_1 + \pi),$$

а i_a, i_b, i_c — синусоидальные токи в фазных обмотках, формирующие электромагнитный момент двигателя в соответствии с уравнением

$$M = C_M [i_a \cos(p_p \alpha_1 - \pi/3) + i_b \cos(p_p \alpha_1 + \pi/3) + i_c \cos(p_p \alpha_1 + \pi)],$$

где C_M — моментная постоянная двигателя.

Проведенный анализ и математическое моделирование показывают, что системе уравнений (1) можно поставить в соответствие обобщенную структурную схему ЭПС, представленную на рис. 2, где β — жесткость линеаризованной механической характеристики вентильного двигателя, T_3 — электрическая постоянная времени фазной обмотки двигателя, $K_{ШИП}$ — статический коэффициент передачи усилительно-преобразовательного устройства с широтно-импульсным регулированием выходного напряжения (ШИП) в линейной зоне его регулировочной характеристики.

Выбранная структура привода обеспечивает астатизм второго порядка относительно задающего воздействия, т.е. при идеальных датчиках угла α_1 и скорости ω_1 она обеспечивает нулевые установившиеся значения ошибки Δ при работе системы с постоянным сигналом задания и с линейным во времени заданием независимо от значений постоянных моментов трения на валу двигателя. При слежении за сигналом, меняющимся во времени с постоянным ускорением ε , системе свойственна постоянная по величине ошибка, пропорциональная ускорению. Эффективным средством устранения этой ошибки является подача сигнала второй производной от сигнала задания по углу непосредственно на вход контура регулирования положения с коэффициентом $K_{уск}$, обратно пропорциональным добротности привода по ускорению D_ε (см. рис. 1).

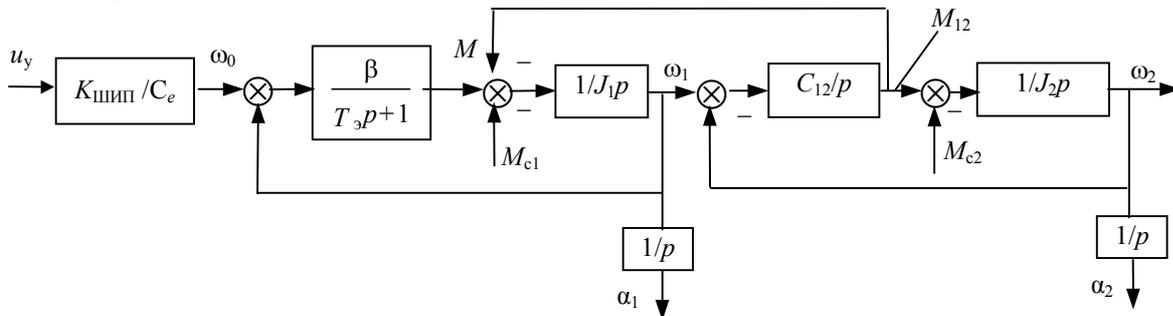


Рис. 2

Оптимизация внутреннего контура регулирования момента осуществляется из условия обеспечения апериодического переходного процесса с заданной постоянной времени T_T на основе соотношений $T_{п1} = T_3$ и

$$K_{п1} = \frac{T_3}{\beta K_{ШИП} K_M T_T}. \quad (2)$$

Величина эквивалентной постоянной времени T_T замкнутого контура регулирования момента определяется в конечном итоге периодом коммутации T силовых ключей инвертора, формирующего фазные напряжения двигателя. В процессе моделирования минимально возможную постоянную рекомендуется ограничивать на уровне $T_T = 2T$.

Настройка внутреннего контура регулирования скорости на технический оптимум осуществляется из условия реализации полосы пропускания частот $2\Omega_0$, связанной с резонансной частотой двухмассового механизма Ω_0 соотношением [6]

$$\Omega_0^* < \Omega_0 / \sqrt[4]{\gamma^3}, \quad (3)$$

где $\gamma = (J_1 + J_2)/J_1$ — коэффициент соотношения масс на концах оси, а Ω_0 — угловая частота механического резонанса, определяемая соотношением

$$\Omega_0 = \sqrt{\frac{C_{12}(J_1 + J_2)}{J_1 J_2}}. \quad (4)$$

Коэффициент передачи П-регулятора $K_{п2}$ выбирается на основе соотношения

$$K_{п2} = \frac{(J_1 + J_2)K_M}{2T_{т1}K_\omega}, \quad (5)$$

где $T_{т1} = 1/2\Omega_0^*$.

Внешний контур регулирования скорости синтезируется из условия обеспечения настройки на технический оптимум, при которой его передаточная функция принимает вид

$$W_{з\omega}(p) = \frac{\omega_1(p)}{u_{з\omega}(p)} = \frac{1/K_\omega}{8T_{т1}^2 p^2 + 4T_{т1}p + 1}. \quad (6)$$

Указанная настройка достигается выбором значения постоянной времени интегрирования И-регулятора скорости на основе соотношения $T_{и2} = 4T_{т1}$. При этом полоса пропускания частот внешнего контура равна Ω_0^* , а расчетное время реакции на скачок задающего воздействия — $6/\Omega_0^*$.

Стандартная настройка на симметричный оптимум контура регулирования угла поворота исполнительной оси обеспечивается при выборе параметров регулятора угла на основе соотношений

$$T_{и3} = 16T_{т1}, \quad K_{п3} = \frac{K_\omega}{8T_{т1}K_\alpha}. \quad (7)$$

При этом передаточная функция замкнутого углового контура принимает вид

$$W_{з\alpha}(p) = \frac{\alpha_1(p)}{u_{з\alpha}(p)} = \frac{(16T_{т1}p + 1)/K_\alpha}{512T_{т1}^3 p^3 + 128T_{т1}^2 p^2 + 16T_{т1}p + 1}.$$

Расчетное время реакции углового контура на задающие воздействия определяется величиной $48T_{т1}$ или $24/\Omega_0^*$, а полоса пропускания частот — $\Omega_0^*/4$.

Добротность следящего привода по ускорению $D_\varepsilon = K_{п3}K_\alpha/K_\omega T_{и3}$ и, следовательно,

$$K_{уск} = 128T_{т1}^2. \quad (8)$$

На основе выбранной структуры и предложенной математической модели следящего электропривода оси ОПУ были созданы программы для моделирования процессов в типовых режимах работы в средах MathLab и MathCad при заданных параметрах двухмассовой модели оси, синхронного электромеханического преобразователя и моментах трения в опорах. В программах предусмотрен автоматизированный расчет параметров регуляторов с использованием расчетных соотношений (2)—(8). Корректность программ подтверждена совпадением результатов моделирования в обоих пакетах.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. *Синицын В. А., Толмачев В. А., Томасов В. С.* Системы управления комплексом позиционирования и слежения // Изв. вузов. Приборостроение. 1996. Т. 39, № 3. С. 22—27.
2. *Васильев В. Н., Томасов В. С., Шаргородский В. Д., Садовников М. А.* Состояние и перспективы развития прецизионных электроприводов комплексов высокоточных наблюдений // Изв. вузов. Приборостроение. 2008. Т. 51, № 6. С. 5—12.
3. *Денисов К. М., Жданов И. Н.* Оптимизация каналов скорости и положения прецизионных следящих электроприводов // Изв. вузов. Приборостроение. 2008. Т. 51, № 6. С. 45—51.
4. *Ключев В. И.* Теория электропривода: Учеб. для вузов. М.: Энергоатомиздат, 2001.
5. *Аракелян А. К., Афанасьев А. А.* Вентильные электрические машины. М.: Энергоатомиздат, 1997.
6. *Борцов Ю. А., Соколовский Г. Г.* Автоматизированный электропривод с упругими связями. СПб: Энергоатомиздат, 1992.

Рекомендована кафедрой
электротехники и прецизионных
электромеханических систем

Поступила в редакцию
23.01.08 г.

РЕФЕРАТЫ

УДК 62.83:621.3

СОСТОЯНИЕ И ПЕРСПЕКТИВЫ РАЗВИТИЯ ПРЕЦИЗИОННЫХ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ КОМПЛЕКСОВ ВЫСОКОТОЧНЫХ НАБЛЮДЕНИЙ / В. Н. ВАСИЛЬЕВ, В. С. ТОМАСОВ, В. Д. ШАРГОРОДСКИЙ, М. А. САДОВНИКОВ // Изв. вузов. Приборостроение. 2008. Т. 51, № 6. С. 5—12.

Освещаются состояние и перспективы использования современных информационных технологий при проектировании, исследовании и эксплуатации прецизионных электроприводов комплексов высокоточных наблюдений с целью сокращения сроков их разработки, автоматизации процедур настройки, повышения точности сопровождения космических объектов. Показаны преимущества централизованного управления сетью телескопов одной организации с использованием технологии удаленного доступа.

Библиогр. 13.

УДК 621.314.333

ЭНЕРГОПОДСИСТЕМЫ СЛЕДЯЩИХ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ТЕЛЕСКОПОВ / В. А. СИНИЦЫН, В. С. ТОМАСОВ // Изв. вузов. Приборостроение. 2008. Т. 51, № 6. С. 12—17.

Изложены принципы построения энергоподсистем следящих электроприводов измерительных телескопов. Анализируются характеристики и свойства основных узлов энергоподсистем: первичных источников питания, электромеханических преобразователей энергии, усилительно-преобразовательных устройств. Даны рекомендации по выбору элементов различных структур поперечной ветви сетевого модуля и определению их параметров. Отмечается преимущество систем переменного тока с преобразователями частоты и приводятся варианты их реализации на современной элементной базе.

Ил. 2, табл. 1, библиогр. 9.

УДК 681.5.11

МАТЕМАТИЧЕСКИЕ МОДЕЛИ И ДИНАМИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ С ОГРАНИЧЕННЫМ УГЛОМ ПОВОРОТА / В. А. ТОЛМАЧЕВ, Г. Л. ДЕМИДОВА // Изв. вузов. Приборостроение. 2008. Т. 51, № 6. С. 18—23.

Рассмотрены вопросы применения бесконтактного магнитоэлектрического преобразователя (МЭП) мостового типа с возбуждением от постоянных магнитов с ограниченным углом поворота в электроприводе сканирования системы наведения инфракрасного телескопа. Предложены математические модели МЭП и проведен анализ динамических характеристик. На основе анализа обоснована целесообразность построения системы управления электропривода оси сканирования по двухконтурной схеме, содержащей внутренний контур регулирования скорости с П-регулятором и внешний контур регулирования угла с ПИД-регулятором. Приведены аналитические соотношения для выбора коэффициента передачи П-регулятора и для расчета переходных процессов в скоростном контуре. Корректность соотношений подтверждена результатами математического моделирования.

Ил. 5, библиогр. 3.

УДК 314.621.088

СИНТЕЗ ШИРОТНО-ИМПУЛЬСНОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ НАПРЯЖЕНИЯ С РАЗВЕТВЛЕННОЙ НАГРУЗКОЙ / А. А. БИЗЯЕВ, Б. Ф. ДМИТРИЕВ, А. М. ЛИХОМАНОВ, А. Ю. РОЗОВ // Изв. вузов. Приборостроение. 2008. Т. 51, № 6. С. 24—30.

Рассматривается синтез структуры и параметров сглаживающих фильтров преобразователей напряжения понижающего типа с разветвленной нагрузкой. Сформулированы условия низкой чувствительности качественных показателей преобразователя к изменению параметров активно-индуктивной нагрузки. Рекомендуется настраивать параметры сглаживающего фильтра из условия максимального значения активного сопротивления и минимального значения индуктивности нагрузки. Приводятся примеры синтеза.

Ил. 3, библиогр. 4.

УДК 621.313

ОПТИМАЛЬНЫЙ УГОЛ ОПЕРЕЖЕНИЯ ВЕНТИЛЬНЫХ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ДВИГАТЕЛЕЙ С АКТИВНЫМ РОТОРОМ / И. Е. ОВЧИННИКОВ // Изв. вузов. Приборостроение. 2008. Т. 51, № 6. С. 30—37.

Представлено аналитическое выражение характеристик вентильных двигателей с возбуждением от постоянных магнитов для случая нерегулируемого и регулируемого в функции скорости угла опережения включения фаз при очередной коммутации. Показывается, что в случае, когда отношение индуктивного сопротивления фазы на скорости идеального холостого хода к ее активному сопротивлению превосходит значение 2—3, введение регулируемого угла опережения позволяет существенно увеличить момент и мощность двигателя при незначительном снижении идеализированного КПД, учитывающего только потери в обмотках.

Ил. 2, библиогр. 3.

УДК 621.0:531.15

ОПРЕДЕЛЕНИЕ АМПЛИТУДНО-ЧАСТОТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК АЛЬТ-АЗИМУТАЛЬНОГО ОПОРНО-ПОВОРОТНОГО УСТРОЙСТВА КРУПНОГАБАРИТНОГО НАЗЕМНОГО ТЕЛЕСКОПА / А. Н. ИСУПОВ, К. С. ИСУПОВ, С. Н. ХРАМОВ // Изв. вузов. Приборостроение. 2008. Т. 51, № 6. С. 38—44.

Изложен подход к расчету амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) альт-азимутального опорно-поворотного устройства крупногабаритного наземного телескопа как многомассовой системы с нелинейными элементами сухого трения. Показано, что дальность расчетной схемы объекта управления влияет на характер расчетной АЧХ, определенной по переходной характеристике объекта.

Ил. 6, библиогр. 6.

УДК 621.314

ОПТИМИЗАЦИЯ КАНАЛОВ СКОРОСТИ И ПОЛОЖЕНИЯ ПРЕЦИЗИОННЫХ СЛЕДЯЩИХ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ / К. М. ДЕНИСОВ, И. Н. ЖДАНОВ // Изв. вузов. Приборостроение. 2008. Т. 51, № 6. С. 45—51.

Рассматриваются способы построения информационных подсистем прецизионных следящих электроприводов современных комплексов позиционирования и слежения. Предложена структура организации канала обратной связи по углу положения при использовании в качестве датчика СКВТ с цифровой обработкой выходных сигналов. Проведена коррекция сигналов обратной связи по скорости при использовании 3- или 6-фазного тахогенератора с целью уменьшения пульсаций. Предложено несколько вариантов алгоритмов коррекции, отличающихся объемом производимых вычислений и степенью сглаживания пульсаций. Приведены результаты моделирования.

Ил. 8, библиогр. 5.

УДК 681.532.8

ИЗМЕРЕНИЕ СКОРОСТИ ДВИЖЕНИЯ СИЛОВОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА С ПОМОЩЬЮ ОПТИЧЕСКИХ ДАТЧИКОВ УГЛА / М. А. САДОВНИКОВ // Изв. вузов. Приборостроение. 2008. Т. 51, № 6. С. 52—57.

Рассмотрена возможность применения оптических угловых датчиков с разрешающей способностью 23—26 разрядов в качестве измерителей как углового положения, так и угловой скорости. Рассмотрены варианты построения измерителей скорости по данным угловых измерений. Проанализировано влияние разрешающей способности оптических датчиков на точность измерения скорости и работу контуров управления. Сделан вывод о возможности применения таких датчиков для создания систем силового электропривода, обеспечивающих наведение и позиционирование оптических телескопов с погрешностью менее угловой секунды в широком диапазоне угловых скоростей движения.

Ил. 3, библиогр. 3.

УДК 621.314.52

КОРРЕКЦИЯ РАССОГЛАСОВАНИЯ ОСЕЙ ДАТЧИКА ПОЛОЖЕНИЯ И СИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ / А. В. ГУРЬЯНОВ, И. Н. ЖДАНОВ, А. Г. ИЛЬИНА, А. А. УСОЛЬЦЕВ // Изв. вузов. Приборостроение. 2008. Т. 51, № 6. С. 57—62.

Предложена методика коррекции рассогласования осей датчика положения ротора и синхронного двигателя в системе приборного электропривода с вентильным двигателем. Угол рассогласования осей определяется по показаниям датчика положения ротора и положению векторов тока статора синхронного двигателя на границах „мертвой“ зоны угловой характеристики, создаваемой моментом трения в опорах вала.

Ил. 2, библиогр. 2.

УДК 621.314.52

ОПТИМАЛЬНОЕ УПРАВЛЕНИЕ ДВИЖЕНИЕМ ПРИ ПОЗИЦИОНИРОВАНИИ И ЕГО МОДЕЛИРОВАНИЕ В СРЕДЕ MATHLAB/SIMULINK / А. Г. ИЛЬИНА, Д. В. ЛУКИЧЁВ, А. А. УСОЛЬЦЕВ // Изв. вузов. Приборостроение. 2008. Т. 51, № 6. С. 63—67.

Рассмотрены основные законы оптимального управления движением в прецизионных приводах регулирования положения. Приведены соотношения параметров движения при различных законах оптимизации, предложена модель формирователя сигнала, позволяющая исследовать в среде MathLab/Simulink реакцию сложных электромеханических систем на сигналы управления, сформированные по этим законам.

Ил. 3, табл. 1, библиогр. 1.

УДК 681.5.11

СИНТЕЗ СЛЕДЯЩЕГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА ОСИ ОПОРНО-ПОВОРОТНОГО УСТРОЙСТВА / В. А. ТОЛМАЧЕВ // Изв. вузов. Приборостроение. 2008. Т. 51, № 6. С. 68—72.

Предлагаются математическая модель и методика синтеза безредукторного силового следящего электропривода оси опорно-поворотного устройства (ОПУ) прецизионного оптического комплекса, позволяющие на стадии выбора технического решения оценить при заданных параметрах оси ОПУ и вентильного синхронного двигателя возможность реализации требований по статической и динамической точности в типовых режимах работы привода в предположении идеальности датчиков координат (угла, скорости и момента).

Ил. 2, библиогр. 6.