



Электротехника

10 1995



УЧРЕДИТЕЛИ

ГЛАВНОЕ УПРАВЛЕНИЕ ПО РАЗВИТИЮ ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКОЙ
ПРОМЫШЛЕННОСТИ КОМИТЕТА РФ ПО МАШИНОСТРОЕНИЮ (г. МОСКВА)
АО «ЭЛЕКТРОВЫПРЯМИТЕЛЬ» (г. САРАНСК)
АООТ «ХОЛДИНГОВАЯ КОМПАНИЯ «ЭЛЕКТРОЗАВОД» (г. МОСКВА)
АО «ЭЛЕКТРОНИКА» (г. ВОРОНЕЖ)
АО «ВЭлНИИ» (г. НОВОЧЕРКАССК)
АССОЦИАЦИЯ ИНЖЕНЕРОВ СИЛОВОЙ ЭЛЕКТРОНИКИ (г. МОСКВА)
АССОЦИАЦИЯ «АВТОМАТИЗИРОВАННЫЙ ЭЛЕКТРОПРИВОД» (г. МОСКВА)
НТА «ПРОГРЕССЭЛЕКТРО» (г. МОСКВА)
АО «РОСЭЛПРОМ» (г. МОСКВА)
НИИ «ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ» (г. ЗАПОРОЖЬЕ)

СОВЕТ УЧРЕДИТЕЛЕЙ

АРХАНГЕЛЬСКИЙ Ю.Н., ЮТЛАНДОВ Ю.Д., МАКАРЕВИЧ Л.В., МЕЩЕРЯКОВ В.М.,
ЩЕРБАКОВ В.Г., КОВАЛЕВ Ф.И., ЮНЬКОВ М.Г., ПОДАРУЕВ А.И., ГЛОВАЦКИЙ А.В.,
АНДРИЕНКО П.Д.

РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ

Главный редактор КОЧЕТКОВ В.Д.

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

Адрес редакции: 123242, Москва, Зоологическая ул., 11, комн. 212

Телефон: 254-11-52 ,



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

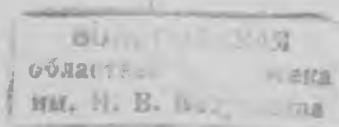
№ 10 ОКТЯБРЬ 1995

СОДЕРЖАНИЕ

Электропривод

- Фельдман Ю.И., Миронов Л.М., Машихин А.Д., Козаченко В.Ф., Бухштабер Е.Я., Подобедов Е.Г., Шипаев Г.А. Состояние и перспективы развития автоматизированных электроприводов с преобразователями частоты для крановых и судовых грузоподъемных механизмов
- Машихин А.Д., Подобедов Е.Г., Шипаев Г.А. Системы электроснабжения тягача с аккумуляторным источником энергии
- Касаткин В.П., Скибинский В.А., Хоменко А.И. Опыт разработки тиристорно-резисторной системы «Ретор» для вагонов метрополитена
- Машихин А.Д., Тухтаров А.Г., Подобедов Е.Г., Шипаев Г.А. Автоматизированный электропривод нового бурового агрегата для геологоразведочных работ с глубиной бурения до 2000 м
- Бриксман Я.А., Карасев С.И., Коваленко В.Н., Скибинский В.А. Тиристорно-импульсный тяговый электропривод «Пульс» для вагонов Московского метрополитена
- Ключев В.И. Разработка и исследование экспектораторных электроприводов
- Масандилов Л.Б. Применение системы электропривода тиристорный преобразователь напряжения—асинхронный двигатель для грузоподъемных машин
- Горнов А.О., Москаленко В.В., Анисимов В.А., Рожанковский Ю.В., Алексеева О.В., Соколов А.С., Тараков А.Э., Католиков Г.В. Развитие функциональных возможностей асинхронных электроприводов с параметрическим управлением для рабочих машин и механизмов массового применения

Андерс В.И., Ковалев Ю.И., Колобов М.Г., Никифоров В.Ф., Сафонов А.В., Реклинский С.Р., Устинов А.В. Импульсный регулятор тока	29
Электрические машины	
Астафьев Л.И. Ферродинамический трансформатор	34
Ковалев Б.Ф. Исследование ступенчатого сдвига и скоса комбинированной формы в асинхронных электродвигателях с короткозамкнутым ротором	41
Новожилов А.Н. Расчет ЭДС точечных измерительных преобразователей для защиты синхронного двигателя	45
Исследования и расчеты	
Баранова Л.К., Гуков В.И., Левин Б.М., Рожков В.М. Исследование электрической прочности электродвигателей в различных газовых средах	48
Никаноров В.В., Останин С.Ю., Шмелева Г.А. Комплекс программ расчета характеристик магнитных материалов	51
Таев И.С. Расчетно-экспериментальное определение коммутационной износостойкости электрических аппаратов	55
Коняев А.Ю., Назаров С.Л. Особенности расчета электродинамических сепараторов с бегущим магнитным полем	56
Казаков О.И. Автоматизация выбора расцветки проводов при проектировании электрооборудования	61
Наши юбиляры	
Василий Иванович Бочаров	64



ЭЛЕКТРОПРИВОД

Редакция продолжает публиковать статьи, подготовленные к юбилею факультета электрооборудования и автоматизации промышленности и транспорта

Состояние и перспективы развития автоматизированных электроприводов с преобразователями частоты для крановых и судовых грузоподъемных механизмов

Ю.И. ФЕЛЬДМАН, Л.М. МИРОНОВ, А.Д. МАШИХИН, В.Ф. КОЗАЧЕНКО,
Е.Я. БУХШТАБЕР, Е.Г. ПОДОБЕДОВ, Г.А. ШИПАЕВ

АЭК «Динамо», МЭИ

В электроприводах крановых и судовых грузоподъемных механизмов наряду с релейно-контакторными системами управления применяются также системы с преобразователями частоты непосредственного типа (НПЧ) серии ТТС [1].

Указанные преобразователи имеют два типоисполнения по мощности — 40 кВ·А и 100 кВ·А и удовлетворяют требованиям Регистра. Силовые схемы преобразователей серии ТТС реализованы в виде 18-ти тиристорного трехфазного НПЧ без нулевого провода и работают в двух режимах: непосредственного преобразования частоты с плавным изменением выходной частоты в диапазоне 3—20 Гц; реверсивного бесконтактного коммутатора с выходной частотой 50 Гц. Основу системы управления преобразователей серии ТТС составляют интегральные микросхемы цифровой логики КМ 155 и операционные усилители 140 УД9. При плавном изменении f_2 в НПЧ реализован алгоритм управления фазовой модуляции, при этом мгновенное значение выходного напряжения u_2 представляется в виде [2]:

$$u_2 = U_{m1} \cos [\omega_1 t + \Delta\varphi f(t)], \quad (1)$$

где $\Delta\varphi$ — изменение фазы, зависящее от модулирующей функции.

Алгоритм фазовой модуляции обеспечивает практически приемлемое равенство периодов модулирующей функции и выходного напряжения НПЧ в диапазоне $f_2=(0 \div 0,4)f_1$.

В ходе разработок комплектных судовых электроприводов на основе асинхронных двигателей серии МАП, выпускаемых АЭК «Динамо», и НПЧ серии ТТС выявлена необходимость введения в состав системы управления преобразователями серии ТТС ряда дополнительных устройств [3] для обеспечения специфических режимов работы различных судовых механизмов — грузовых лебедок, автоматических швартовых лебедок с брашпильными приставками, траловых барабанов, подруливающих устройств. Кроме того, для ряда электроприводов

(например, буровых установок) требуется обеспечение широкого диапазона плавного изменения частоты напряжения на выходе преобразователя $f_2=(0 \div 2)f_1$ ($f_2=0 \div 100$ Гц при $f_1=50$ Гц) и синусоидальной формы тока в двигательной нагрузке во всем диапазоне изменения частоты. Для выполнения указанных условий целесообразно применять преобразователи частоты инверторного типа.

Рассмотрим основные особенности преобразователей частоты, которые могут быть использованы для совершенствования крановых и судовых регулируемых электроприводов переменного тока, а также новых разработок.

Преобразователи на основе НПЧ. Силовые схемы НПЧ отличаются многообразием вариантов построения, режимов работы, методов анализа. В результате различных исследований и практических разработок выявлены и обоснованы рациональные варианты преобразователей на основе НПЧ, в том числе для крановых и судовых электроприводов. По совокупности функциональных и технико-экономических показателей в качестве базового признан вариант НПЧ с естественной коммутацией на основе трехфазной восемнадцатириосторной схемы без нулевого провода с раздельным управлением выпрямительными группами в выходных фазах. Два таких преобразователя при совместной работе образуют тридцатишесттиросторную схему НПЧ с независимым подключением фаз нагрузки [3]. В силовой части НПЧ используются тиристоры единой серии Т, массовое серийное производство которых освоено в середине 80-х годов в АО «Электропривод».

До настоящего времени основным сдерживающим фактором широкого внедрения комплектных электроприводов на базе указанных НПЧ является появление прерывистых режимов работы (и связанные с этим уменьшение нагрузочной способности приводных двигателей, повышенный износ механизмов) в диапазонах частот $f_2=(0,01 \div 0,1)f_1$ и $f_2=(0,4 \div 0,95)f_1$ при $f_1=50$ Гц.

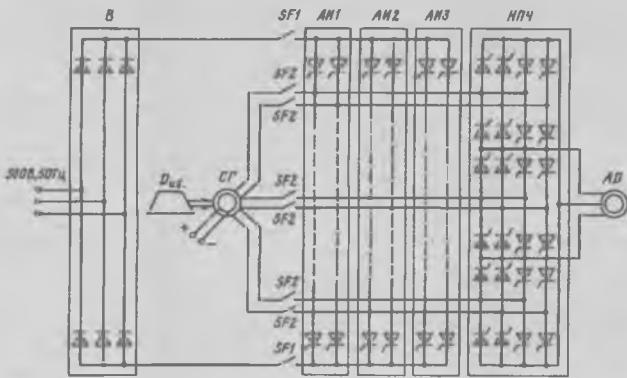


Рис. 1

Радикальным методом устранения указанных недостатков для НПЧ с естественной коммутацией является повышение частоты питающей сети. В установках с автономными источниками питания (буровые агрегаты, большегрузные автомобили, карьерные машины) для этой цели целесообразно применять дизель-генераторы с $f_{\text{ном}} = 400$ Гц. Одновременно в таких системах могут быть предельно упрощены алгоритмы управления НПЧ за счет исключения узлов фазового, раздельного управления, задающей модулирующей функции. На рис. 1 приведена функциональная схема электропривода на основе двадцатичетырехтиристорного НПЧ с раздельными источниками питания [4]. НПЧ содержит шесть двухфазных выпрямительных мостов, в каждом из которых имеется четыре тиристора. Выпрямительные мосты попарно и встречно-параллельно подключены к разделяемым источникам питания (три отдельных статорных обмотки в генераторе СГ). Выходы постоянного тока выпрямительных мостов соединены в кольцевую схему, к общим точкам которой подключены фазы асинхронного двигателя. Длительность включения каждого моста составляет $2T_2/3$, где T_2 — длительность периода напряжения на выходе НПЧ. Поскольку амплитуда напряжения на выходе НПЧ регулируется за счет изменения по цепи возбуждения напряжения СГ, не требуется фазового управления включением тиристоров в НПЧ. На рис. 2 приведены кривые изменения напряжений и токов на выходе НПЧ при $f_2 = 30$ Гц. Принципиально питание НПЧ может быть реализовано от трех однофазных автономных инверторов повышенной частоты, подключаемых к источнику постоянного напряжения. При питании АД от сети 380 В, 50 Гц автономные инверторы АИ1—АИ3 подключаются к выходу диодного выпрямителя (рис. 1), а амплитуда напряжения U_2 регулируется за счет изменения фазовых углов включения тиристоров в НПЧ.

В то же время высокие технико-экономические показатели — минимальные масса, габариты, стоимость, максимальные КПД и надежность — постоянно привлекают внимание разработчиков к совершенствованию восемнадцатиристиорных НПЧ.

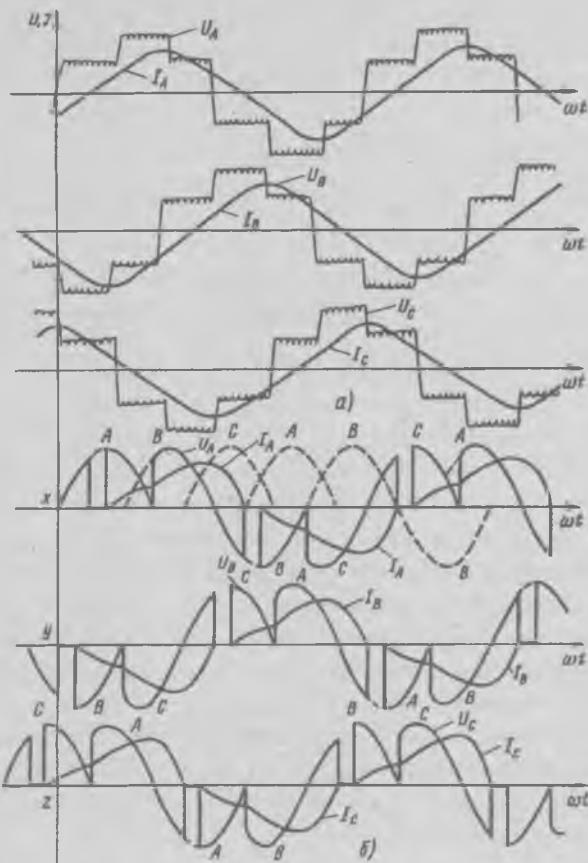


Рис. 2

На рис. 3 приведена силовая схема НПЧ на тиристорах $VS1$ — $VS18$ с дополнительным шестнадцатиристиорным коммутатором ($VS19$ — $VS24$) [5]. Введение в состав НПЧ дополнительного коммутатора обусловлено возможностью независимо от алгоритмов переключения тиристоров НПЧ образовывать короткозамкнутые контуры статорных обмоток АД после циклического отключения выходных фаз X , Y , Z от фаз A , B , C питающей сети. Этим режимом создаются условия обеспечения непрерывности токов в обмотках АД, что позволяет применять методы скользящих режимов при вращении векторов напряжений фаз A , B , C и X , Y , Z для формирования алгоритмов управления НПЧ [6]. Основным положением в использовании метода скользящих режимов для построения алгоритмов управления восемнадцатиристиорным НПЧ (рис. 3) является разбиение на два временных интервала периода коммутации тиристорами $VS1$ — $VS18$ фаз нагрузки X , Y , Z относительно фаз питающей сети A , B , C . Во время первого интервала используются некоторые из прямых соединений XYZ ; YZX ; ZXY , и продолжительность интервала времени равна $\nu \cdot 60^\circ$ от периода напряжения сети, что соответствует целому количеству пульсов напряжения в трехфазной мостовой схеме выпрямления, которые передаются в нагрузку при неизменном соответствии замкнутого состояния фаз нагрузки, относительно фаз сети, на-

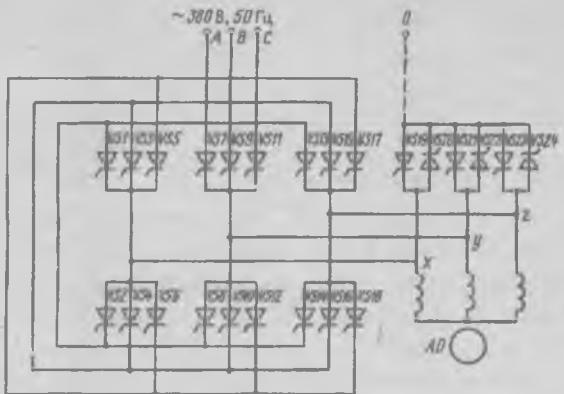


Рис. 3

пример $Y-B, Z-C, X-A$. Второй интервал времени равняется $2w \cdot 60^\circ$ от периода напряжения сети и характеризуется тем, что фазы нагрузки соединены с двумя фазами сети, имеющими $U_{\text{л max}}$. Второй интервал состоит из четного числа переключений, поскольку напряжения между фазами сети имеют максимум в течение 60° и общий сдвиг фазы между любыми из прямых соединений фаз нагрузки является множителем 120° от периода напряжения сети. При таком подходе достигается следующий набор выходных частот НПЧ:

$$f_2 = \frac{w \cdot f_1}{v + 2w}, \quad (2)$$

где v и w произвольные положительные целые числа.

Напряжение на выходе преобразователя имеет равные по длительности полуволны при $v=3$. Максимальное значение частоты при этом $f_2 = 3f_1/5 = 0,6f_1$. Дальнейшее повышение частоты f_2 возможно при $1 \leq w < 3v$. На рис. 2,б приведены кривые изменения напряжений и токов на выходе НПЧ при $f_2 = 30$ Гц, что соответствует набору $v=3, w=1$. При этом обеспечивается симметрия положительных и отрицательных полуволн напряжений в фазах нагрузки, т. е. отсутствуют постоянная составляющая и субгармоники в кривых напряжений, но появляется несимметрия сдвига фаз между векторами выходных напряжений НПЧ ($2 \times 144^\circ$ и 72° от периода U_2 , что соответствует значениям $2 \times 240^\circ$ и 120° от периода U_1). Очевидно, что использование выражения (2) для разработки алгоритмов управления, обеспечивающих с заданной областью приближения непрерывность и симметрию токов в фазах АД в диапазоне $f_2 = (0,01 \div 1,0)f_1$ требует текущей обработки информации о параметрах АД гибкими вычислительными устройствами и является предметом дальнейших исследований.

Преобразователи на основе автономных инверторов напряжения являются универсальными и на их основе можно реализовать электроприводы с различными типами приводных двигателей: трехфазные индукторные машины с встроенным датчи-

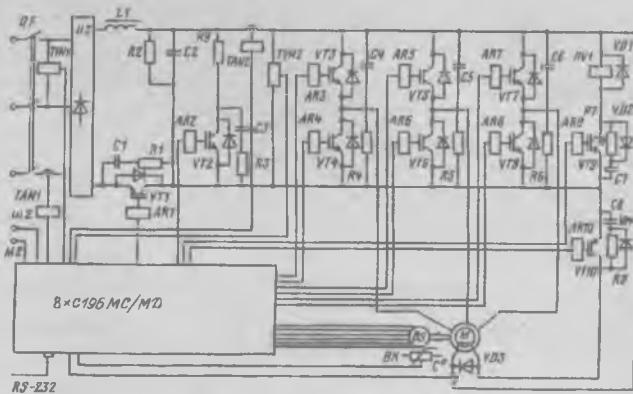


Рис. 4

ком положения, синхронные, асинхронные, шаговые двигатели. Эта идея требует по существу реализации статического преобразователя частоты со звеном постоянного тока, в состав которого входит неуправляемый выпрямитель, фильтр, инвертор, цепь «слива» энергии рекуперативного торможения и ряд дополнительных ключей для «мягкого» включения привода, управления электромагнитным тормозом, током в цепи возбуждения. На рис. 4 приведена предлагаемая структура силовой части привода. Особенностью этого решения является использование новейших достижений как в области проектирования силовой части преобразователя частоты, так и в области построения системы управления.

В качестве силовых ключей применены биполярные транзисторы с изолированным затвором IGBT, выпускаемые ведущими фирмами мира. Основными преимуществами данных ключей перед другими полностью управляемыми ключами является сочетание преимуществ сильноточных, высоковольтных мощных биполярных транзисторов с высоким быстродействием и малой мощностью управления полевых транзисторов. На сегодняшний день серийно производятся IGBT 12-го класса на токи до 1200 А и известны опытные образцы 17-го класса на эти же токи.

Данные ключи непосредственно предназначены для управления мощной активно-индуктивной нагрузкой при частотах коммутации до 15 кГц со временем переключения в сотни наносекунд. Они допускают значительные перенапряжения, их перегрузки по току — на уровне соответствующих значений для тиристоров. Ключи на IGBT позволяют строить преобразователи со звеном постоянного тока, подключенным через выпрямитель к сети 380 В без применения на ключах тяжелых демпфирующих цепей в отличие от запираемых тиристоров или биполярных транзисторов. Высокочастотное ШИМ-управление этими ключами позволяет формировать необходимую форму тока в обмотках двигателя с высоким качеством. Быстродействие ключей обеспечивает

возможность организации надежных цепей защиты по управляющему электроду, вплоть до предотвращения разрушения ключей от сквозных токов короткого замыкания через два подключенных последовательно ключа.

Ключи IGBT интенсивно вытесняют прочие силовые ключи из преобразовательной техники для электропривода. Ряд фирм, как например, широко известная «Ален Бредлей», перешли на IGBT в частотных и в вентильных электроприводах мощностью до 1500 кВт. Конструктивы преобразователей на IGBT существенно проще, легче и технологичней, чем на любых других силовых ключах, благодаря их исполнению в виде модулей, в которых собрано от одного до шести транзисторов с обратными диодами, включенными в трехфазный мост. Все модули выпускаются с изолированным теплоотводом и устанавливаются на общий охладитель. Данное преимущество в сочетании с маломощными цепями управления и демпфирующими цепями делает IGBT весьма перспективными. В России подобная элементная база еще не освоена как в производстве, так и в применении. Однако нет проблем по ее закупке за рубежом.

В качестве основного элемента системы управления предлагается использовать один из новейших микроконтроллеров фирмы «Intel» 80C196MC или 80C196MN. Главное достоинство выбранного микроконтроллера состоит в том, что в нем интегрирован целый спектр периферийных устройств, специально ориентированных на прямое цифровое управление инверторами для приводов переменного и постоянного тока. К таким периферийным устройствам относится прежде всего шестиканальный ШИМ-генератор периодических сигналов для прямого управления ключами инвертора в режиме широтно-импульсной модуляции; периферийный процессор транзакций, обеспечивающий резкое повышение быстродействия операций ввода/вывода как цифровых, так и аналоговых сигналов; процессор событий, позволяющий непосредственно вводить и обрабатывать сигналы датчиков обратных связей, например, импульсных датчиков положения и скорости; встроенный аналого-цифровой преобразователь. Имея столь мощное устройство управления, можно решать задачи формирования механических характеристик и обеспечения требуемого качества управления исключительно программным путем.

Предлагаемая система управления имеет интерфейс с любым компьютером или промышленным программируемым контроллером для ввода и настройки параметров привода и адаптации к конкретному применению. Эту наладку или адаптацию можно проводить на месте с использованием современных портативных компьютеров типа «Notebook». Кроме того, при не-

обходимости привод может быть снабжен дополнительным пультом оперативного управления как для ввода и модификации параметров, так и для технической диагностики оборудования, измерения заданных пользователем величин (токов, напряжений, скоростей и т. д.). Разумеется, имеется возможность ввода управляющих воздействий от традиционных устройств ввода — кнопочных станций, командоаппаратов и т. д.

Особым достоинством предлагаемой системы управления является возможность организации программного управления оборудованием благодаря применению новейших достижений в области использования БИС энергонезависимой памяти и БИС «часов реального времени». Так, для привода насосного агрегата имеется возможность задать желаемую суточную циклограмму поддержания давления на выходе насоса или расхода перекачиваемой жидкости.

Система управления имеет весь необходимый спектр интерфейсов для управления приводом через аналоговые или дискретные входы/выходы по последовательному каналу связи непосредственно от промышленных программируемых контроллеров или управляющих ЭВМ.

Выводы

1. Создание и ускоренное внедрение в промышленное производство современных систем электроприводов на базе тиристорных и транзисторных преобразователей частоты с повышенными технико-экономическими показателями обеспечит конкурентоспособность электрооборудования для крановых и судовых механизмов.

2. Разработка систем управления вентильными преобразователями на основе однокристальных микроконтроллеров с широкими функциональными возможностями, ориентированными на требования электроприводов, обеспечивает базу для создания целого ряда комплектных приводов для управления двигателями переменного тока различных типов.

Список литературы

1. Преобразователи частоты серии ТТС. Каталог 05.70.06-84. М.: Информэлектро, 1985.
2. Фираго Б.И. Непосредственные преобразователи частоты в электроприводе. Минск: Университетское, 1990.
3. Подобедов Е.Г., Барков В.С., Кураев М.Н. Автоматизированные электроприводы с преобразователями частоты для палубных и грузоподъемных механизмов // Электротехника. 1993. № 9. С. 24–28.
4. Пат. 1096752 РФ. Способ управления трехфазным непосредственным преобразователем частоты с раздельными источниками питания / Г.А. Шипаев, В.В. Селиверстов, В.К. Миледин и др. // Открытия. Изобретения. 1984. № 21.
5. А.с. 1750002 РФ. Непосредственный преобразователь частоты / Е.Я. Бухштабер, А.Д. Машихин, Е.Г. Подобедов и др. // Открытия. Изобретения. 1992. № 27.
6. Использование скользящих режимов в задачах управления электрическими режимами / Д.Б. Изосимов и др. // Доклады ДАН СССР. 1978. Т. 241. № 4. С. 769.

Системы электроснабжения тягача с аккумуляторным источником энергии

А.Д. МАШИХИН, Е.Г. ПОДОБЕДОВ, Г.А. ШИПАЕВ

АЗК «Динамо»

Электроприводы автомобилей и автобусов имеют ряд специфических особенностей, которые необходимо учитывать при их создании. В частности, при анализе необходимо рассматривать замкнутую систему «автономный источник энергии — преобразователи — тяговые двигатели», которая характеризуется наличием обратных связей по току, напряжению и другим параметрам, а также наличием перекрестных связей между составными частями системы. В подавляющем большинстве электроприводы автономных транспортных средств питаются от дизель-генераторных установок [1]. Однако существует целый ряд транспортных средств, в которых по условиям эксплуатации, конструктивным особенностям, требованиям безопасности и надежности применяются другие источники энергии, например, аккумуляторные батареи. Можно привести примеры глубоководных аппаратов, для которых жесткие требования к габаритам прочного корпуса определяют использование в качестве источника энергии аккумуляторных батарей, размещаемых вне прочного корпуса, а также электроаккумуляторных тягачей большой грузоподъемности, применение которых эффективно в условиях повышенных требований к пожаробезопасности объекта и надежности работы.

Рассмотрим особенности системы электроснабжения эксплуатируемых тягачей с питающим источником на основе аккумуляторных батарей типа 35 ТНК-950. После зарядки напряжение на выходе батареи равно 300 В, нижнее значение напряжения батареи при разрядке в процессе работы тягача составляет 175 В. За ядка батареи производится с помощью отдельных зарядных устройств.

На рис. 1 приведена функциональная схема системы электроснабжения тягача, включающая аккумуляторную батарею (GB1), преобразователь с набором контакторов KM1—KM21, резисторы R1—R10, диоды VD1—VD4, тяговые двигатели M1—M4 постоянного тока с последовательными обмотками возбуждения. Реверс двигателей M1—M4 производится изменением полярности напряжений на якорях. Включение контакторов KM10, KM13, KM17, KM20 соответствует направлению движения «вперед», контакторов KM9, KM12, KM18, KM21 — направлению «назад». В электроприводе применена реостатная схема управления с последовательно-параллельным соединением двигателей M1, M2 и M3, M4. Такая схема

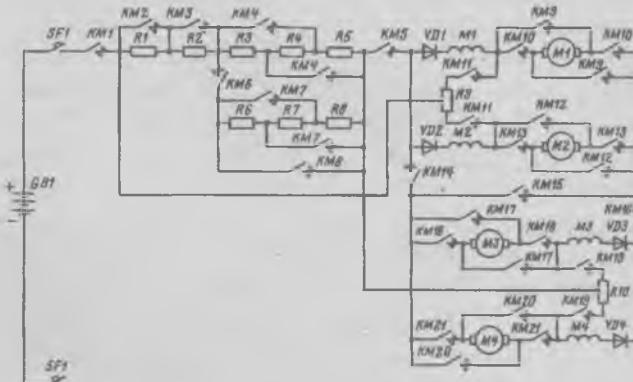


Рис. 1

уменьшает число пусковых позиций и обеспечивает равномерную нагрузку двигателей в пусковом режиме. Для обеспечения плавного пуска электропривода принято девять пусковых ступеней. В режиме динамического торможения принято пять тормозных позиций и использована перекрестная схема включения двигателей M1—M4 с дополнительными уравнительными резисторами R9, R10. При такой схеме нагрузка между двигателями распределяется равномерно и улучшается динамическая характеристика привода при торможении. На тягаче установлено четыре тяговых двигателя M1—M4 на номинальное напряжение 220 В. С 1-й по 6-ю ездовую позицию двигатели соединяются смешанно M1—M2 и M3—M4 — последовательно, с 7-й по 9-ю ездовую позицию M1—M4 — параллельно. На шестой позиции пусковые резисторы полностью выводятся при смешанном соединении двигателей, на девятой — при параллельном. Эти две безреостатные позиции предназначены для длительного режима работы электропривода. В режиме электродинамического торможения тяговые двигатели отключаются от аккумуляторной батареи контактором KM5 и работают как генераторы постоянного тока последовательного возбуждения, нагрузкой для которых служат резисторы R1—R8 и уравнительные резисторы R9, R10. Для обеспечения работы двигателей в генераторном режиме обмотки возбуждения M1, M2 включены в цепь якорей двигателей M3, M4, а обмотки возбуждения M3, M4 включены в цепь якорей двигателей M1, M2. Для поддержания тормозного усилия на определенном уровне необходимо по мере замедления тягача уменьшать сопротивление тормозных резисторов.

В таблице приведены данные по включению резисторов в цепях якорей двигателей на пусковых и тормозных позициях работы электропривода.

Обозначение ступени командоkontроллеров	Включение резисторов	Обозначение ступени	Включение резисторов
1П	R1, R2 (R3—R4—R5) — последовательное	8П	(R3—R4—R5) — параллельное (R6—R7—R8) — параллельное
2П	R1, R2 (R3—R4—R5) — последовательное (R6—R7—R8) — последовательное	9П	—
3П	R1, R2 (R3—R4—R5) — параллельное (R6—R7—R8) — последовательное	1Т	(R3—R4—R5) — параллельное R1, R2, R9, R10
4П	R2 (R3—R4—R5) — параллельное (R6—R7—R8) — последовательное	2Т	(R3—R4—R5) — параллельное R2, R9, R10
5П	(R3—R4—R5) — параллельное (R6—R7—R8) — последовательное	3Т	R2, R9, R10
6П	—	4Т	R9, R10 (R3—R4—R5) — параллельное (R6—R7—R8) — последовательное
7П	(R3—R4—R5) — параллельное (R6—R7—R8) — последовательное	5Т	R9, R10 (R3—R4—R5) — параллельное (R6—R7—R8) — параллельное

Из приведенных данных следует, что в электротягомоторном тягаче с тяговыми двигателями постоянного тока, реостатно-контакторными ступенями управления, отдельным устройством подзарядки аккумуляторной батареи реализована система электроснабжения, состоящая из двух отдельных разомкнутых контуров: электропривода и подзаряда.

Результаты разработки и двадцатилетний опыт эксплуатации в глубоководных аппаратах «Поиск-2» дают возможность оценки бесконтактного варианта системы электроснабжения с аккумуляторным источником энергии. Наряду с релейно-контакторной системой электроснабжения тягача, перспективными для ряда случаев оказываются бесконтактные системы энергоснабжения на основе преобразования нестабильного напряжения постоянного тока аккумуляторной батареи в стабилизированное трехфазное синусоидальное напряжение частотой 400 Гц. В качестве тяговых электродвигателей в данном случае используются асинхронные двигатели с частотным управлением. Стабилизированный преобразователь с $f_{\text{вых}} = 400$ Гц выполнен в виде автономного инвертора тока с тиристорно-дроссельным регулятором реактивной мощности [2]. Частотное управление асинхронными двигателями производится непосредственными преобразователями частоты (НПЧ).

Система электроснабжения (рис. 2) состоит из аккумуляторной батареи GB1, тяговых асинхронных двигателей M1—M4, преобразователя, включающего автономный инвертор тока с трех-

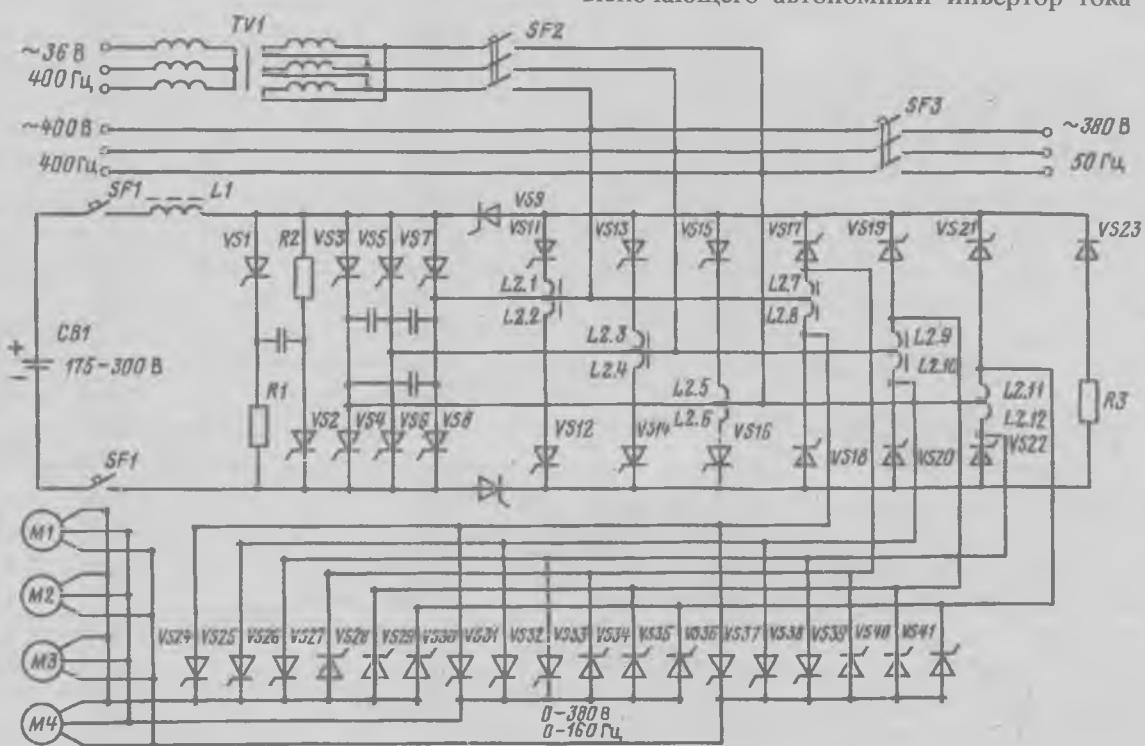


Рис. 2

фазным мостом на тиристорах $VS3$ – $VS8$ с коммутирующими конденсаторами $C2$ – $C4$ и сглаживающим дросселем $L1$; тиристорно-дроссельный регулятор реактивной мощности (PPM) на тиристорах $VS11$ – $VS22$ и многообмоточном дроселе $L2$; непосредственный преобразователь частоты на тиристорах $VS24$ – $VS41$; зарядные тиристоры $VS9$, $VS10$, тормозной резистор $R3$; узел бесконтактной защиты на тиристорах $VS1$, $VS2$, конденсаторе $C1$, резисторах $R1$, $R2$; отсекающий диод $VD23$; согласующий трансформатор $TV1$; автоматические выключатели $SF1$ – $SF3$.

Автономный инвертор тока (АИТ) формирует трехфазное синусоидальное напряжение частотой 400 Гц. Искусственная коммутация тиристоров $VS3$ – $VS8$ в АИТ происходит за счет обеспечения режима емкостной нагрузки на выходе АИТ, при которой вектор выходного тока опережает вектор напряжения на угол β . Исходя из этого, в АИТ должен обеспечиваться баланс реактивных мощностей.

$$Q_{\text{AIT}} = Q_c - Q_{\text{nагр}} - Q_{\text{пер}}, \quad (1)$$

где Q_{AIT} — реактивная мощность, потребляемая АИТ для обеспечения устойчивой работы; Q_c , $Q_{\text{нагр}}$, $Q_{\text{пер}}$ — реактивные мощности конденсаторной батареи, нагрузки и регулятора реактивной мощности. Исходя из выражения

$$\cos \beta = \frac{k_{\text{ex}} U_{AB}}{U_{\text{AIT}}}, \quad (2)$$

где β — угол опережения тока АИТ; k_{ex} — коэффициент схемы (для трехфазного АИТ $k_{\text{ex}}=0,74$), определяем значение угла β_{\min} при $U_{AB}=300$ В, $U_{\text{AIT}}=400$ В. Из (2) имеем $\beta=56^\circ$, что в масштабе времени составляет 385 мкс, предоставляемых для восстановления запорных свойств отключаемого тиристора. Таким образом, в рассматриваемых режимах работы к тиристорам в АИТ не предъявляется повышенных требований по быстродействию. Стабилизация напряжения на выходе АИТ при заданном значении U_{AB} , с учетом (1), определяется поддержанием баланса реактивных мощностей, при котором $\beta=\text{const}$, а

$Q_{\text{пер}} + \frac{U_{\text{AIT}}^2}{\omega L_{\text{экв}}} = \text{var}$. Эквивалентное значение индуктивности дросселя $L_{\text{экв}}$ изменяется в пределах $L_{\text{экв}}=L2$ при $\alpha=120^\circ$ и $L_{\text{экв}}=0$ при $\alpha=150^\circ$. Углы α отсчитываются от точек естественной коммутации отдельно для положительных и отрицательных полуволни напряжений на выходе АИТ. В приведенной схеме (рис. 2) через полуобмотки дросселя протекают односторонние прерывистые импульсы тока, поэтому все полуобмотки $L2.1$ – $L2.12$ дросселя $L2$ монтируются на одном магнитопроводе.

В зависимости от режимов формирования импульсов на тиристоры PPM , в его составе можно

выделить четыре выпрямительных мостовых схемы — I ($VS11$, $VS13$, $VS15$, $VS17$, $VS19$, $VS21$); II ($VS12$, $VS14$, $VS16$, $VS18$, $VS20$, $VS22$); III ($VS11$ – $VS16$); IV ($VS17$ – $VS22$).

Рассмотрим функциональное назначение указанных выпрямительных мостов. В выпрямителях I и II включение тиристоров синхронизировано с положительными (мост I) или отрицательными (мост II) полуволнами напряжений на выходе АИТ и их работа определяет режимы PPM . Выпрямитель III предназначен для отбора от двигательной нагрузки рекуперативной мощности и использования ее для нагрева тормозного резистора $R3$. Выпрямитель IV, при включении одновременно зарядных тиристоров $VS9$, $VS10$, обеспечивает подзаряд аккумуляторной батареи $GB1$ от внешних источников напряжения 400 В, 400 Гц или 380 В, 50 Гц, а также рекуперацию мощности при работе тяговых двигателей в генераторном режиме (например, при движении тягача под уклон). Согласующий трансформатор предназначен для питания трехфазным напряжением 36 В, 400 Гц вспомогательного оборудования (электроинструмент, обогреватели, освещение и др.). Приведенные дополнительные связи расширяют функциональные и эксплуатационные возможности системы электроснабжения тягача.

Частотное управление тяговыми асинхронными двигателями $M1$ – $M4$ производится от восемнадцатиристорного НПЧ без нулевого провода, каждая выходная фаза которого содержит трехфазный выпрямительный мост с накоротко замкнутыми выводами постоянного тока ($VS24$ – $VS29$, $VS30$ – $VS35$, $VS36$ – $VS41$). Для повышения устойчивости работы преобразователя при возникновении кратковременных режимов КЗ в фазах НПЧ (одновременное включение тиристоров в катодной и анодной группах выпрямительного моста) и сглаживания пульсаций в кривой выходного тока цепи питания НПЧ реактированы полуобмотками $L2.7$ – $L2.12$ дросселя $L2$.

Действующие тягачи с системой электроснабжения, приведенной на рис. 1, снабжены тяговыми электродвигателями постоянного тока с $n_{\text{ном}}=960$ об/мин и $n_{\text{max}}=3000$ об/мин в режиме ослабления магнитного потока двигателя. Исходя из опыта разработок тяговых асинхронных электроприводов с частотным управлением для большегрузных карьерных машин, целесообразно применять тяговые асинхронные электродвигатели с $n_{\text{ном}}=1450$ об/мин, $f_{\text{ном}}=50$ Гц, $n_{\text{max}}=4500$ об/мин, $f_{\text{max}}=160$ Гц=0,4 f_{AIT} ; $n_{\text{min}}=60$ об/мин, $f_{\text{min}}=2$ Гц=0,005 f_{AIT} . В диапазоне изменения $f_{\text{НПЧ}}=(0,005 \div 0,4)f_{\text{AIT}}$ можно использовать алгоритм синусоидальной широтно-импульсной модуляции для управления НПЧ. При этом частота пульсаций фазных токов в асинхронных двигателях, управляемых от восемнад-

циатитиристорного НПЧ без нулевого провода, составляет $6f_{AIT}=2400$ Гц, что позволяет практически без искажений формировать синусоидальную форму тока.

Защита преобразователя осуществляется автоматическими выключателями $SF1-SF3$ и устройством емкостной коммутации на основе конденсатора $C1$, тиристоров $VS1, VS2$, резисторов $R1, R2$. Автоматический выключатель $SF3$ предназначен для подключения питающей сети 380 В, 50 Гц при зарядке батареи AB , при этом выключатель $SF2$ отключает трансформатор $TV1$ от сети частотой 50 Гц. Устройство бесконтактной защиты ($C1-VS1-VS2-R1-R2$) предназначено для отключения автономного инвертора тока. В исходном положении конденсатор $C1$ заряжается по цепи $L1-R1-R2$ от аккумуляторной батареи $GB1$. При отключении АИТ блокируются управление на тиристоры $VS3-VS8$ и включаются тиристоры $VS1, VS2$. К тиристорному мосту АИТ прикладывается обратное напряжение от конденсатора $C1$, тиристоры $VS3-VS8$ закрываются, а $C1$ перезаряжается по цепи «+» $GB1-L1-VS1-C1-VS2$ «-» $GB1$.

Для повышения маневренности электроакку-

муляторного тягача тяговые двигатели $M1-M4$ могут управляться независимо через отдельные НПЧ, обеспечивающие формирование пускотормозных режимов, реверсирование и плавное регулирование частоты вращения двигателей.

Предложенный вариант бесконтактной системы электроснабжения тягача с аккумуляторными источниками энергии расширяет функциональные возможности транспортного средства, повышает эффективность его использования. Системы электроснабжения, построенные по типу рис. 2, могут рассматриваться в качестве рациональных при создании ряда других объектов с аккумуляторным источником энергии (глубоководные аппараты и др.).

Список литературы

1. Яковлев А.И. Электропривод автомобилей и автобусов. М.: Машиностроение. 1966.
2. Толстов Ю.Г. Автономные инверторы тока. М.: Энергия, 1978.
3. Пат. 115410 РФ. Полупроводниковый преобразователь / В.Ф. Красилин, Е.Г. Подобедов, А.Б. Холодов // Открытия. Изобретения. 1985. № 10.

Опыт разработки тиристорно-резисторной системы «Ретор» для вагонов метрополитена

В.П. КАСАТКИН, В.А. СКИБИНСКИЙ, А.И. ХОМЕНКО

АЭК «Динамо»

Вагоны метрополитена модели 81-717 (81-714) и их модификации выпускаются с 1977 г. Весь парк вагонов этого типа имеет достаточно высокие показатели при работе на тяжелых трассах с уклонами до 60%, обеспечивая необходимую пропускную способность (до 48 пар в час) и работу с системами АРС и автоведения.

Однако вагоны данного типа, находящиеся в производстве более 17 лет, имеют ряд существенных недостатков. Модернизационные мероприятия, использование тиристорного регулятора РТ 300/300 устраняют эти недостатки лишь частично.

Основными аппаратами, снижающими надежность системы управления привода серийных вагонов, являются силовые групповые аппараты (ЭКГ, ПКЭ), токовые реле (РЭМ-3000, Р-526) и другие контактные элементы (КШ, КСБ и др.). Эти элементы не только быстро изнашиваются, но и требуют индивидуальной подгонки моментов включения и выключения. Кроме того, система управления аппаратурой вагона и защита от перегрузок построены на электромеханических реле, которые мало надежны и обладают низкой ско-

ростью срабатывания.

Тиристорный регулятор РТ 300/300 построен на устаревшей элементной базе и используется только при торможении с высоких (до 58 км/ч) скоростей.

Разработанные и внедренные в производство новые системы привода с использованием тиристорно-импульсных способов регулирования тягового и тормозного режимов («Импульс», «Пульс») по всем параметрам существенно превосходят вагоны моделей 81-717, 81-714, но стоимость их электрооборудования выше серийного.

Привод «Ретор» должен обеспечить постепенный переход на выпуск вагонов метрополитена с параметрами, близкими к системам с ТИСУ, но при меньшей себестоимости, повышенной надежности и сохранении сплываемости с серийными вагонами.

Кроме того, в приводе «Ретор» было необходимо использовать новый способ регулирования тока возбуждения, который обеспечивает получение любой глубины ослабления поля при пуске и торможении.

Упрощенная силовая схема «Ретор» приведена

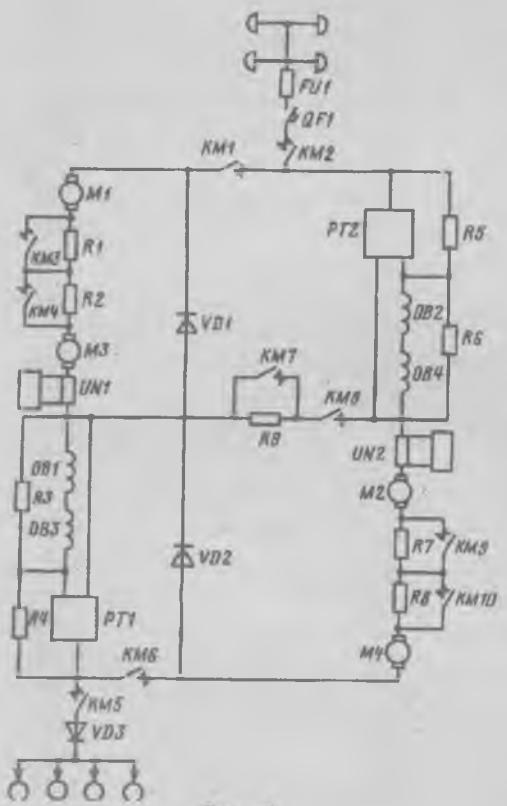


Рис. 1

на рис. 1 и содержит следующие основные аппараты:

девять электропневматических контакторов; группы пускотормозных резисторов; серийный реверсор для реверсирования обмоток возбуждения (на рис. 1 не указан); регуляторы тиристорные тяговые PT_1 и PT_2 , которые являются новым вариантом регулятора РТ 300/300; шунты с датчиками тока.

Модернизированный тиристорный регулятор используется для регулирования тока возбуждения тяговых двигателей и при выведении ступеней пускотормозных резисторов. Регулятор построен с использованием новых технических решений на современной элементной базе.

В тяговом режиме защита силовой цепи осуществляется при помощи быстродействующего выключателя с высокими защитными параметрами. Дополнительная защита силовой цепи осуществляется главным предохранителем.

В моторном и тормозном режимах защита осуществляется также бесконтактными реле перегрузки и дифференциальным устройством, которые выдают команду на отключение линейных контакторов. Для защиты от перехода второй группы ТЭД в генераторный режим при перебросе на корпус с верхнего щеткодержателя M_2 в силовую схему включен диод VD_3 .

Этот диод в режиме тяги препятствует изменению направления тока якорей M_2 , M_4 на обратное.

Режимы работы силовой части вагона. Пуск может осуществляться при трех позициях контроллера управления поездом.

«Ход 1» — маневровый режим. На этой позиции включаются контакторы KM_2 и KM_5 ; собирается последовательное соединение всех ТЭД и пусковых резисторов. Сопротивление этой цепи порядка 8,4 Ом. Пусковой ток при номинальном напряжении около 100 А при полном поле ТЭД.

«Ход 2» — тиристорное регулирование под контролем тока якорей до выхода на параллельное соединение двух групп ТЭД. В этом режиме происходят последовательные циклы отключения пар пусковых резисторов с автоматической компенсацией сопротивления замыкаемой секции эквивалентным сопротивлением, регулируемой при помощи регуляторов PT_1 , PT_2 , части пускового резистора. Этим обеспечивается отсутствие бросков тока при замыкании очередной ступени.

Уставка тока якорей на позиции «Ход 2» в зависимости от загрузки вагона находится в пределах 310—420 А.

Если в процессе набора позиций вернуть контроллер управления КУ в положение «Ход 1», то фиксируется достигнутое состояние силовой схемы и после дорегулирования может быть получена одна из четырех естественных характеристик (три на последовательном соединении и одна — при параллельном соединении групп ТЭД с полным полем).

«Ход 3» — тиристорное регулирование тока возбуждения с ослаблением до 0,25. При переводе КУ в положение «Ход 2» или «Ход 1» происходит переход системы в режим полного поля ($\beta=0,98$).

При сбросе с ходовых позиций в нулевую вначале усиливается поле, а затем вводятся ступени пускового резистора и разбирается силовая схема. Если «сброс» происходит по команде АРС или бесконтактного реле перегрузки, то эти отключения происходят одновременно.

Торможение. Контроллер управления имеет три тормозные позиции, которые задают различные уставки тока якорей и алгоритм регулирования. При постановке КУ на любую тормозную позицию включаются контакторы KM_1 , KM_6 , KM_8 , собирается циклическая схема соединения якорей и обмоток возбуждения при максимальном сопротивлении тормозных резисторов и полном поле ТЭД.

Если скорость начала торможения более 40 км/ч, то появляется тормозной ток и начинается его регулирование в соответствии с уставкой, заданной данной позицией КУ.

На первой позиции 120—160 А, на второй 260—320 А, на третьей 310—420 А. Вначале регулируется ток возбуждения, а затем — ступени тормозных резисторов. При более низких скоростях начала торможения время, необходимое

для самовозбуждения ТЭД, оказывается больше 0,3 с и подается команда на выведение первой ступени тормозного резистора, а тиристорные регуляторы переходят в режим регулирования ступени тормозного резистора.

Процесс замыкания очередной пары тормозных резисторов продолжается с интервалом 0,3 с. При низкой (менее 10 км/ч) скорости начала торможения тормозной ток не достигает уставки и через 1,2 с включается вентиль № 2 замещающего пневматического торможения. При нормальном торможении, когда все этапы отключения тормозных резисторов происходят под контролем тока, вентиль № 2 включается через 0,3 с после начала «истощения» электрического тормоза.

Система управления позволяет фиксировать выбранную скорость методом «байпасирования», т.е. переводом *KM* из положения «тормоз 2 или 3» в «тормоз 1».

Блок управления вагоном (БУВ). Управление контактной аппаратурой, тиристорными регуляторами и вспомогательной аппаратурой вагона осуществляется электронными устройствами, которые размещены в одном конструктиве, находящемся внутри вагона.

Структурная схема БУВ изображена на рис. 2. Сигналы управления поступают по поездной магистрали с контроллера управления поездом в виде высокого (логическая единица) или низкого (логический 0) уровней. Для защиты от перенапряжений, которые возникают на поездных проводах, и согласования уровней управляющих напряжений с требованиями микросхем используются гальванические оптоэлектронные развязки. Обратные связи по токам якорей двух групп ТЭД осуществляются датчиками тока в виде ячеек гальванической развязки ЯГРАС 1 и ЯГРАС 2. Напряжение контактной сети и состояние изоляции тормозного контура контролируются датчиками напряжения, которые построены на базе ЯВКА и расположены в ящике вспомогательной контактной аппаратуры ЯВКА.

В этом же ящике расположены реле-повторители, которые размножают сигналы, полученные от электронных реле, заменяющих реле перегрузки РП, реле нулевого напряжения РН, реле

контроля изоляции РЗ и реле контроля торможения РКТТ. Контроль за положением контакторов осуществляется при помощи нормально включенных и нормально выключенных блокировок. Контакторы, размещенные в ящиках ЯПК 1 и ЯПК 2, получают напряжения управления как от поездной магистрали, так и от модуля включения контакторов МВК.

Эти модули управляются логическими схемами, которые обрабатывают сигналы, получаемые из поездной магистрали, от блокировок самих контакторов, модуля включения защиты МВЗ и модуля широтно-импульсной модуляции МШИМ.

Управление тиристорными регуляторами, расположенным в конструкции РТТ 500/1000, осуществляется МШИМ, который формирует импульсы управления «гасящими» тиристорами. Эти импульсы усиливаются в модуле усилителей импульсов МУИ. Кроме того в МУИ поступают и импульсы управления «главными» тиристорами, которые формируются в модуле временных интервалов МВИ. Тактовая частота равна 250 Гц. Система управления широтной модуляцией одноканальная, но со сдвигом для параллельных групп ТЭД на половину периода. Таким образом, частота пульсаций тока, потребляемого из контактной сети, равна 500 Гц. Широтная модуляция осуществляется в МШИМ, в котором два пилообразных напряжения от ГПН, сдвинутых на половину периода регулирования, т.е. 2000 мкс, сравниваются с напряжением на выходе компараторов схемы сравнения СС. Это напряжение формируется сравнением уставки в МЗУ и текущими значениями тока якорей, которые определяются масштабирующими выпрямителями МВ, связанными с датчиками тока ЯГРАС 1, ЯГРАС 2.

В модуле включения защиты МВЗ текущие значения токов якорей сравниваются с уставками электронных аналогов РП, РН, РМТ и РКТТ и при отклонениях от уставок включают или отключают соответствующие аппараты.

Применение системы «Ретор» позволяет по сравнению с вагонами 81.717.5 (81-714.5):

1. Вдвое повысить надежность работы электрооборудования за счет исключения силовых аппаратов ПКГ и ЭКГ, имеющих более 40 силовых контактов, индуктивного шунта, контакторов КШ, а также замены релейной системы управления бесконтактной, выполненной в виде электронного блока со средствами диагностики.

2. Повысить динамику вагона за счет использования тиристорного блока (ТБ) для регулирования магнитного потока тяговых двигателей как в режиме торможения, так и тяги, что позволяет реализовать в режиме тяги коэффициент ослабления поля 0,25, более быстрого

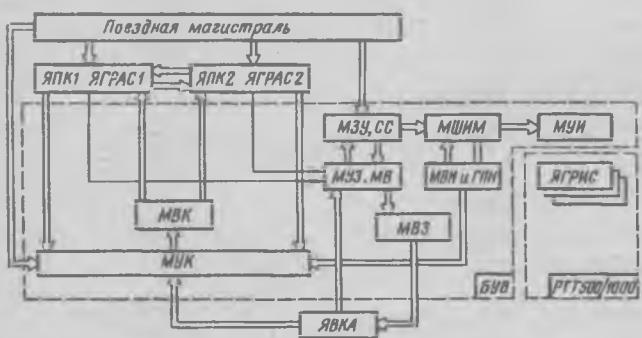


Рис. 2

самовозбуждения двигателей при торможении; возможности повышения уставки якорных токов, что обеспечивается путем плавного регулирования сопротивления пускотормозного резистора с помощью ТБ и исключения бросков тока, которые присутствуют при ступенчатом регулировании сопротивления этого резистора.

3. Снизить массу электрооборудования на 15—20% за счет исключения групповых аппаратов и резкого сокращения количества монтажных проводов.

4. Значительно упростить процесс обслуживания и ремонта электрооборудования.

5. Упростить технологию изготовления элек-

трооборудования.

Следует отметить, что масса и габариты электрооборудования системы «Ретор» на 20—30% меньше этих показателей для системы ТИСУ.

В 1994 г. завод им. Егорова изготовил опытный вагон с приводом «Ретор» на базе кузова вагона «Е».

В настоящее время, после проведения тягово-энергетических испытаний вагон № 11342 передан в опытную эксплуатацию на метрополитен С.-Петербурга. Испытания подтвердили правильность принятых при разработке привода «Ретор» решений и возможность нормальной работы его в сцепе с серийными вагонами.

Автоматизированный электропривод нового бурового агрегата для геологоразведочных работ с глубиной бурения до 2000 м

А.Д. МАШИХИН, А.Г. ТУХТАРОВ, Е.Г. ПОДОБЕДОВ, Г.А. ШИПАЕВ

В 1993—1994 гг. был разработан, изготовлен и подготовлен к эксплуатационным испытаниям экспериментальный промышленный образец нового бурового агрегата БАЭ-1200, предназначенный для колонкового бурения скважин глубиной до 2000 м.

Механическая часть, система гидравлики, электрооборудование, включая контрольно-измерительную аппаратуру, изготовлены для агрегата БАЭ-1200 на российских предприятиях. АЭК «Динамо» разработала и поставила на буровой агрегат комплект электрооборудования.

Новизна бурового агрегата БАЭ-1200 состоит в подвижном вращателе, в качестве которого использован двигатель постоянного тока с полым валом и пристроенным гидропатроном для зажима бурильной колонны. Длина каждого отрезка колонны примерно 20 м. Поскольку в механизме вращателя отсутствуют передаточные шестерни, частоты вращения бурильной колонны и двигателя вращателя равны и желательный диапазон их изменения находится в пределах от 20 до 2000 об/мин (1:100) в зависимости от требований технологического процесса. Осевое усилие на бурильную колонну до 15 т создается системой гидравлики. Длина прохода вращателя из верхнего положения в нижнее равна 80 см. После перемещения вращателя вниз производятся разжатие бурильной колонны гидропатроном, зажатие ее трубодержателем, ускоренный подъем вращателя в исходное положение, зажатие гидропатрона, разжатие трубодержателя, последующее вращение и опускание бурильной колонны. Эксплуатационные испытания макетного образца подобного бурового агрегата показали, что благодаря одностороннему действию вращателя и бурильной колонны по вертикальной оси, достигается

повышение скорости бурения путем оптимального использования алмазных режущих коронок при частотах вращения в диапазоне 800—1800 об/мин и самоцентровки бурильной колонны при увеличении глубины скважины более 1000 м. Указанные преимущества отсутствуют во всех известных типах механизмов для разведочного бурения колонковым методом (буровые станки типа ЗИФ, СКБ и др.), поскольку их кинематическая схема построена по принципу перевода горизонтальной оси вращения приводного двигателя в вертикальную ось вращения бурильной колонны через промежуточный шестеренный редуктор, в котором также предусмотрено переключение от вращателя на лебедку для производства спуско-подъемных операций с бурильной колонной. По данным, приведенным в [1], применение бурового БАЭ-1200 вместо СКБ-7, оснащенного плавно регулируемым тиристорным электроприводом постоянного тока, увеличивает производительность бурения и техническую скорость проходки в 2—3 раза, сокращает время спуско-подъемных операций на 30% и расход электроэнергии на бурение до 50%.

В настоящее время агрегатом БАЭ-1200 проводится бурение опытной скважины производственного (не разведочного) назначения для добывчи с глубины 2000 м природного газа и устройства распределительных систем для его потребления. При этом основной целью проводимых испытаний является всесторонняя проверка конструктивных решений в буровом агрегате и надежности работы электрооборудования и гидравлической системы.

Комплект электрооборудования агрегата БАЭ-1200 включает приводные электродвигатели вращателя и лебедки, шкафы управления электро-

приводом и системой гидравлики, тиристорный выпрямитель, пульт управления буровым агрегатом. Рассмотрим основные особенности приведенных составных частей электрооборудования.

Приводной электродвигатель вращателя (условное обозначение двигателя — ДК 820) разработан в соответствии с техническими требованиями НПП «Геоном» и имеет следующие номинальные данные:

Режим работы номинальный	S1
Мощность номинальная, кВт	80
Напряжение номинальное, В	440
Ток якоря номинальный, А	200
Частота вращения, 1/мин	
номинальная	1150
максимальная	2000
Возбуждение	независимое
Напряжение возбуждения номинальное, В	220

Двигатель ДК 820 допускает работу в фиксированном режиме при перегрузке по току якоря $2.5I_n$ и току возбуждения $2I_b$ в течение 1 мин. При этом врачающий момент двигателя увеличивается до трехкратного по отношению к номинальному.

Двигатель изготовлен со способом охлаждения Icd (самовентиляция) по ГОСТ 20459-87 и степенью защиты IP23 по ГОСТ 14254-69. Для защиты двигателя от попадания твердых тел, пыли, грязи и снега применен специальный воздухозаборник. Климатическое исполнение двигателя — УХЛ, категория размещения по ГОСТ 15150-69.

К буровому агрегату двигатель вращателя крепится при помощи фланца коллектором вниз с максимальным отклонением от вертикали до 20° .

Подшипниковый щит, расположенный со стороны вентилятора, имеет кольцевой выступ с посадочным местом центровки с буровым стакном.

Для подключения к внешним электрическим цепям двигатель выполнен с клеммной коробкой с панелью выводов и двумя сальниковыми уплотнениями типа СКРО-42.

Вал двигателя изготовлен полым с диаметром отверстия 72 мм. Вал двигателя разгружен от воздействия осевых и поперечных сил со стороны буровой установки при помощи специального устройства, передающего врачающий момент с вала двигателя на бурильную колонну.

Конец вала со стороны, противоположной приводу, выполнен с резьбой и приспособлен для установки втулки датчика частоты вращения.

Двигатель выполнен с изоляцией класса нагревостойкости Н. По механической прочности удовлетворяет группе условий эксплуатации М 18 по ГОСТ 17516-72.

Для повышения эксплуатационной надежности двигатель ДК 820 выполнен с полюсами моноблочной конструкции с приклейкой катушек к сердечникам при помощи компаунда без растворителей. Высокая степень коммутационной надежности обеспечена применением износостойких щеток марки ЭГ 841 разрядной конструкции и новых щеткодержателей с рулонной пружиной, обеспечивающей постоянное нажатие по мере износа щеток.

Приводной двигатель лебедки с условным обозначением ДК 821 выполнен на базе высоконадежного троллейбусного двигателя и имеет следующие технические данные:

Номинальный режим работы	S1
Мощность номинальная, кВт	75
Напряжение номинальное, В	440
Ток номинальный, А	190
Частота вращения, 1/мин	

номинальная	1200
максимальная	2000
Возбуждение	Независимое
Напряжение возбуждения номинальное, В	220

Двигатель ДК 821 выполнен в полном соответствии с требованиями ГОСТ 2582-81.

Шкафы управления электроприводом и системой гидравлики содержат наборы релейно-контакторной аппаратуры для раздельного подключения приводных электродвигателей к тиристорному выпрямителю, переключения сигналов управления и обратных связей в электроприводе, включения и отключения при ручном или автоматическом управлении электромагнитов в 15-ти гидрозолотниках, обеспечивающих медленное опускание и ускоренный подъем вращателя, включение тормоза двигателя лебедки, зажатие и разжатие гидропатрона и трубодержателя, перемещение бурового станка к скважине и от скважины, наклон вращателя до 70° для бурения наклонных скважин.

Тиристорный выпрямитель предназначен для управления электродвигателями вращателя и лебедки. Выпрямитель обеспечивает плавное изменение частоты вращения и реверс двигателей, стабилизацию заданных значений скорости, формирование пускотормозных режимов. Промышленные тиристорные выпрямители для реверсивных электроприводов серийно выпускаются в России на АО «Электровыпрямитель» (г. Саранск). Функциональная схема тиристорного выпрямителя серии ТЕР [2] мощностью 90 кВт приведена на рис. 1. Выпрямители серии ТЕР обеспечивают только однозонное (выше от номинального значения) регулирование частоты вращения двигателя постоянного тока. Более совершенные тиристорные выпрямители серии ШТУ, обеспечива-

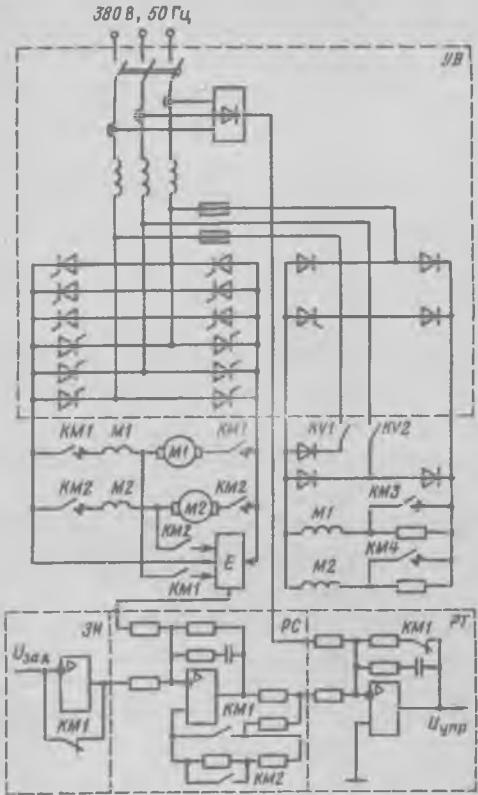


Рис. 1

вающие двухзонное регулирование двигателя, находятся в стадии промышленного освоения на АО «Электропривод». Силовая часть выпрямителя ТЕР содержит два трехфазных тиристорных моста с раздельным управлением для питания якоря двигателя и двухфазный диодно-тиристорный мост (возбудитель) для питания обмотки возбуждения двигателя. Ручным регулированием угла проводимости тиристора устанавливается напряжение 220 В на выходе возбудителя. Напряжение на выходе трехфазных мостов изменяется в пределах 0—460 В. В принятой структуре построения электропривода бурового агрегата БАЭ-1200 тиристорный выпрямитель используется для управления приводными электродвигателями вращателя и лебедки, при этом их совместная работа исключается.

Электромеханические параметры двигателей ДК 820 (привод вращателя) и ДК 821 (привод лебедки) аналогичны, но режимы их работы и параметры нагрузки в механизмах вращателя и лебедки существенно различаются.

Ввиду отсутствия редуктора в механизме вращателя, приведенный к валу двигателя максимальный момент нагрузки во вращателе $CD_{\text{вр}}^2 > 50 CD_{\text{леб}}^2$.

Интенсивность пускотормозных режимов электропривода лебедки должна составлять $1,0 \div 1,5$ с для возможно синхронной отработки лебедкой управляющих воздействий оператора. В электроприводе вращателя интенсивность переходных про-

цессов должна быть в 5—10 раз меньше во избежание возникновения значительных динамических моментов, приводящих к разрыву бурильной колонны.

В соответствии с отмеченными особенностями проведена доработка выпрямителя ТЕР 4-200/460 ($I_{\text{ном}} = 200$ А, $U_{\text{ном}} = 460$ В) в части системы регулирования привода (рис. 1).

В канал задающего напряжения $U_{\text{зад}}$ введен регулируемый задатчик интенсивности (ЗИ), обеспечивающий темп изменения напряжения $U_{\text{зад}}$ в пределах 4—10 с при работе электропривода вращателя; при работе электропривода лебедки ЗИ шунтируется размыкающим контактом $KM1$ и при этом обеспечивается максимальное быстродействие электропривода, определяемое установкой токоограничения в регуляторе скорости (РС).

Для повышения устойчивости работы выпрямителя в электроприводах вращателя и лебедки, а также обеспечения приемлемого качества переходных процессов в электроприводе лебедки регулятор скорости (РС) выполнен в виде П-регулятора (взамен ПИ-регулятора), а контур тока (РТ) — в виде П-регулятора при работе лебедки.

Уставки токоограничения на выходе РС содержат три ступени — 250 А в режиме работы вращателя (замкнут контакт $KM1$), 400 А в режиме работы лебедки (замкнут контакт $KM2$), 500 А в режиме форсировки момента двигателя при затирании бура или заклинении лебедки (контакты $KM1$, $KM2$ разомкнуты).

Исключена задержка по времени снятия импульсов с управляющих переходов тиристоров в трехфазных мостах выпрямителя после скачкообразного отключения задающего напряжения, что обеспечивает торможение двигателя вращателя свободным выбегом и соответственно плавную остановку бурильной колонны. Электропривод лебедки управляемся от рычажного командоаппарата, в котором темп изменения задающего напряжения определяется оператором.

На рис. 2 приведены механические характеристики электропривода вращателя, на которых показана возможность увеличения момента двигателя при форсировке возбуждения и увеличения уставки токоограничения. Форсировка возбуждения двигателя до значения $1,5 i_{\text{в,ном}}$ производится подключением диода в схеме возбудителя через контакт реле $KV1$ параллельно тиристору, что повышает значение выходного напряжения возбудителя до $0,9 U_{\text{л,с}}$. При подключении через контакт реле $KV2$ третьей фазы питающей сети к возбудителю его выходное напряжение возрастает до значения $U_{\text{возб}} = 1,2 U_{\text{л,с}}$ (с учетом угла проводимости тиристора в образовавшейся схеме трехфазного диодно-тиристорного моста). В качестве обратной связи в канале регулирования скорости используется значение ЭДС двигателя,

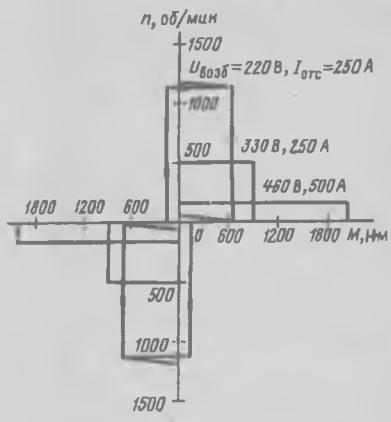


Рис. 2

и при этом диапазон регулирования частоты вращения электропривода ограничивается в пределах 1–20 [2].

Ввиду отсутствия автоматического регулирования напряжения на выходе возбудителя тиристорные выпрямители серии ТЕР не в полной мере удовлетворяют требованиям электроприводов бурового агрегата БАЭ-1200 в части диапазона регулирования частоты вращения приводных двигателей вращателя и лебедки. В цепи обмоток возбуждения двигателей M_1 и M_2 (рис. 1) введены дополнительные резисторы, шунтируемые контактами KM_3 и KM_4 при работе соответствующего двигателя. Основное назначение этих резисторов связано с выводом части мощности потерь в обмотке возбуждения двигателя для уменьшения его дополнительного нагрева в режиме стоянки. При необходимости можно повышать частоту вращения двигателя выше номинального значения путем ослабления магнитного потока при отключении шунтирующего контактора KM_3 (KM_4) в цепи возбуждения.

В пульте управления буровым агрегатом размещены командоконтроллеры маховичного типа для управления электроприводом вращателя и рычажного — для управления электроприводом лебедки, переключатели и кнопки для включения электромагнитов гидрозолотников, сигнальные лампы и измерительные приборы с устройствами обработки сигналов датчиков контроля частоты вращения и тока двигателя вращателя, расхода и давления промывочной жидкости, момента нагрузки на бурильную колонну, скорости бурения, нагрузки на забой. В пульте управления также расположено механическое устройство, позволяющее регулировать давление в гидросистеме. Оператор выбирает и поддерживает режимы бурения в зависимости от показаний измерительных приборов и личной оценки текущего процесса. Следует отметить, что такой подход к управлению буровым агрегатом не позволяет в полной мере использовать заложенные в нем потенциальные возможности и подтверждает изложенные в [3]

сведения о необходимости автоматического взаимосвязанного регулирования различных параметров в процессе бурения для достижения заданного критерия оптимальности, например, обеспечения оптимальной скорости бурения при ограничениях на расход электроэнергии. На современном этапе автоматизация процесса геологоразведочного бурения предопределяет использование вычислительных устройств, позволяющих упростить визуальную информацию оператора о взаимодействии параметров процесса бурения, а в дальнейшем производить автоматическое взаимосвязанное управление частотой вращения двигателей вращателя, бурового насоса, давлением в гидросистеме, перемещением бурового станка и автоперехватом бурильной колонны.

Результаты разработки комплекта электропривода, стендовых, заводских и начальной стадии эксплуатационных испытаний бурового агрегата БАЭ-1200 подтвердили эффективность построения электроприводов вращателя и лебедки по системе «тиристорный выпрямитель—двигатель постоянного тока» и реальность промышленного выпуска электрооборудования этих буровых агрегатов на основе изделий, освоенных российскими предприятиями. В то же время выявился ряд факторов, требующих доработки комплекта электрооборудования перед выпуском опытной партии буровых агрегатов. В первую очередь это связано с тем, что разведочное бурение производится преимущественно в необжитых районах, в которых отсутствуют стационарные источники электрической энергии (промышленная сеть). В этих условиях буровой агрегат должен получать электроэнергию от дизель-электрической установки ограниченной мощности, соизмеримой с мощностью приводных двигателей вращателя и лебедки. Учитывая, что тиристорные выпрямители имеют средневзвешенный $\cos \varphi = 0,6 \div 0,7$ при работе в составе регулируемого электропривода постоянного тока, необходимо предусматривать компенсацию реактивной мощности, потребляемой выпрямителем от источника питания. Кроме того, в настоящее время складывается новое ценообразование промышленных изделий, и, в частности, становятся соизмеримыми стоимости шкафов управления аналогичных по объему и максимально заполняемых релейно-контакторной аппаратурой или тиристорными устройствами с микропроцессорной системой управления. Указанное условие позволяет рассматривать вариант питания электродвигателей вращателя и лебедки от отдельных тиристорных выпрямителей с двухзонным регулированием, что позволит исключить из состава электроприводов релейно-контакторную аппаратуру, повысить качество настройки выпрямителей на конкретный электропривод, получить диапазон регулирования 1:100 в системе привода

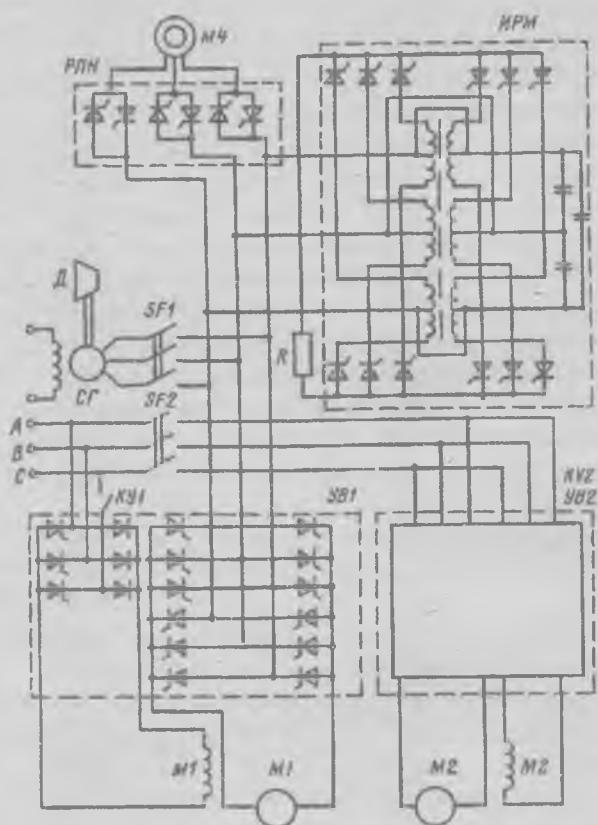


Рис. 3

замкнутой по скорости двигателя. Регулирование частоты вращения асинхронного двигателя бурового насоса в ограниченных пределах 0,7–1,0 $n_{\text{ном}}$ можно производить с помощью мало-

вентильного регулятора переменного напряжения. Рациональный вариант усовершенствованного бесконтактного комплекта электропривода приведен на рис. 3, где использованы тиристорные преобразователи — выпрямители УВ1 и УВ2, регулятор переменного напряжения РПН, трехфазный регулируемый источник реактивной мощности ИРМ [4].

Выводы

1. Показана эффективность единого подхода к созданию комплекта электрооборудования для новых буровых агрегатов типа БАЭ.

2. Намечены конкретные направления совершенствования комплекта электрооборудования, выполнение которых позволит выпустить опытную партию буровых агрегатов, предназначенных для эксплуатации в различных регионах.

3. Повышенные технические характеристики буровых агрегатов типа БАЭ могут быть обеспечены только при условии комплексной автоматизации процесса бурения.

Список литературы

1. Буровой агрегат БАЭ-1 (проспект). М.: Геологический комитет РФ, 1992.
2. Агрегаты тиристорные серий ТЕ, ТП, ТЕР. Саранск: АО «Электропривод», 1988.
3. Козловский Е.А., Гафиятуллин Р.Х. Автоматизация процесса геологоразведочного бурения. М.: Недра, 1977.
4. Пат. 801184 РФ. Трехфазный источник реактивной мощности / Е.Г. Подобедов, В.Н. Рябов // Открытия. Изобретения. 1981, № 4.

Тиристорно-импульсный тяговый электропривод «Пульс» для вагонов Московского метрополитена

Я.Л. БРИКСМАН, С.И. КАРАСЕВ, В.Н. КОВАЛЕНКО, В.А. СКИБИНСКИЙ

Создание и внедрение на вагонах метрополитена тягового электропривода (ТЭП) с тиристорно-импульсными системами управления (ТИСУ) позволяет обеспечить качественно новый уровень технико-экономических показателей электроподвижного состава, в том числе, улучшение динамических свойств, сокращение расхода электроэнергии, повышение надежности и безопасности работы, автоматизацию управления и диагностики электрооборудования, сокращение эксплуатационных затрат, улучшение условий труда поездных бригад и обслуживающего персонала, повышение комфортности перевозок пассажиров.

ВНИПТИ АЭК «Динамо» ведет работы по созданию и внедрению ТИСУ для вагонов метрополитена в нескольких направлениях [1]. В настоящее время на Харьковском метрополитене в эксплуатации с пассажирами находятся четыре пятивагонных поезда, состоящих из вагонов типов

81-718, 81-719, оснащенных комплектами тягового электрооборудования (КТЭ) «Импульс», разработанными и изготовленными АЭК «Динамо». В 1995 г. будут изготовлены еще 15 таких комплектов (три пятивагонных состава).

Одновременно в 1993–1994 гг. для нового поколения вагонов типов 81-720, 81-721 Московского метрополитена разработан ТЭП «Пульс». В 1995 г. шесть опытных КТЭ «Пульс» изготовлены АЭК «Динамо» и поставлены АО «Метровагонмаш» (г. Мытищи) для оснащения и испытаний первого шестивагонного поезда.

При создании ТЭП «Пульс» использован опыт, накопленный при испытаниях ТИСУ вагонов «И» на Горьковской линии Московского метрополитена в 1983 г. [2].

ТЭП «Пульс» обеспечивает автоматический безреостатный пуск, автоматическое регулирование возбуждения ТЭД, следящее рекуперативно-

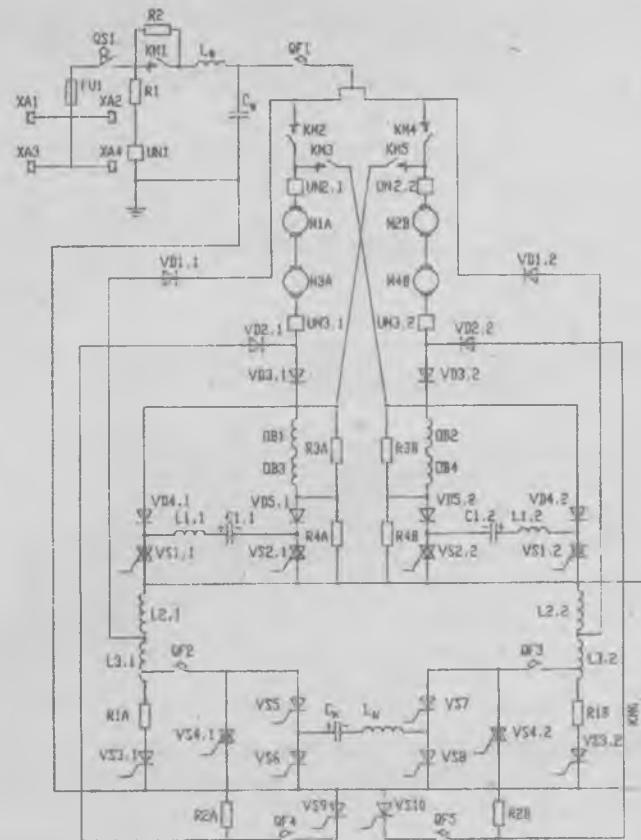
реостатное торможение, автоматическое замещение электрического торможения пневматическим, совместную работу с системами безопасности движения, автоворедения и управления вагонами по системе многих единиц с использованием кодовой телемеханической системы передачи информации, резервное управление поездом. Технические характеристики ТЭП «Пульс» и оснащенного им вагона метрополитена приведены ниже.

Номинальное напряжение на токо- приемнике, В

в режиме тяги	750
в режиме рекуперативного торможения	975
Суммарная мощность ТЭД в часовом режиме, кВт	4 × 115
Максимальный пусковой ток вагона, А	2 × 450
Масса вагона с предельной нагрузкой, кг	58000
Диаметр колеса по ободу катания, м	0,86
Передаточное число зубчатой передачи	5,5
Время набора скорости на горизонтальном участке, с	
скорость 30 км/ч	8
60 км/ч	19
80 км/ч	38
Максимальная (конструкционная) скорость, км/ч	100
Время изменения ускорения во всем диапазоне нагрузок, м/с ³ , не более	0,6
Расчетная скорость сообщения на горизонтальном участке (при длине перегона 1700 м и длительности стоянки 25 с), км/ч	48
Удельный расход электроэнергии на тягу, Вт·ч/(т·км)	62
Расчетная длина тормозного пути на горизонтальном участке при служебном электродинамическом торможении со скорости 100 км/ч, м	280
Удельный расчет возврата энергии при рекуперации, Вт·ч/(т·м)	12
Масса комплекта электрооборудования, кг, не более	6000
Расчетная наработка на отказ комплекта электрооборудования, км, не более	160000

Упрощенная принципиальная схема силовых цепей ТЭП «Пульс» дана на рисунке.

Схема содержит четыре ТЭД, включенных в две параллельные группы A и B, по два ТЭД последовательно в каждой группе (*M1A*, *M3A* и *M2B*, *M4B*).



Упрощенная принципиальная схема силовых цепей ТЭП «Пульс»

Напряжение ТЭД регулируется двухфазным тиристорным регулятором напряжения (РТН) на тиристорах *VS4.1* и *VS4.2* с общим узлом коммутации, содержащим конденсатор *C_k*, дроссель *L_k* и тиристоры *VS5—VS8*. Благодаря параллельному включению фаз РТН и сдвигу в работе на 180° приведенная к цепи якоря ТЭД частота работы РТН равна удвоенной частоте коммутации каждой фазы (200 Гц), что снижает уровень пульсаций тока якоря ТЭД при импульсном регулировании напряжения. В качестве *VS4.1*, *VS4.2* применены тиристоры с обратной проводимостью ТБ 800/400-18, содержащие в одной структуре главный тиристор и шунтирующий его обратный диод. Замыкание тока якорной цепи ТЭД в паузах импульсного цикла РТН происходит через обратные диоды *VD1.1*, *VD1.2*. Для исключения потерь энергии в РТН после выхода на автоматическую характеристику полного поля, цепи РТН совместно с фазными *L2.1*, *L2.2* и токоограничивающими *L3.1*, *L3.2* дросселями шунтируются контактором *KM6*.

Регулирование токов возбуждения ТЭД каждой группы осуществляется посредством индивидуальных тиристорных регуляторов возбуждения (*PTB1* и *PTB2*), выполненных соответственно на элементах *VS1.1*, *VS2.1*, *VD4.1*, *VD5.1*, *C1.1*, *L1.1*

и $VS1.2$, $VS2.2$, $VD4.2$, $VD5.2$, $C1.2$, $L1.2$. В качестве тиристоров РТВ, как и в случае РТН, применены тиристоры с обратной проводимостью. Ослабление поля ТЭД производится путем изменения относительной длительности включенного состояния тиристоров $VS1.1$ и $VS1.2$, шунтирующих цепи обмоток возбуждения ТЭД. Замыкание токов обмоток возбуждения при включении $VS1.1$, $VS1.2$ (выключении $VS2.1$, $VS2.2$) происходит через резисторы $R3A$, $R4A$ и $R3B$, $R4B$ соответственно. Минимальное расчетное значение коэффициента ослабления поля ТЭД $\beta_{min}=0,25$.

Силовая цепь тягового режима замыкается линейным контактором $KM1$ и ходовыми контакторами $KM2$, $KM4$.

Изменение направления движения вагона осуществляется изменением направления тока в обмотках возбуждения $OB1$, $OB3$ и $OB2$, $OB4$ ТЭД с помощью группового электропневматического реверсора (на рисунке не показан).

Управление ТЭП в тяговом режиме состоит в поддержании заданной уставки тока якоря путем раздельного регулирования напряжения (на две позиции контроллера управления КУ) или тока возбуждения ТЭД (на 3 и 4 позиции КУ). Первая позиция КУ используется для задания маневрового режима с ограниченным током ТЭД, при котором работает только узел коммутации РТН. Предусмотрена коррекция уставки в функции загрузки вагона по сигналу устройства авторежима. Для исключения боксования при увеличении уставки и плохих условиях сцепления предусмотрено уменьшение темпа задания уставки с пульта машиниста.

Для обеспечения возможности выезда поезда из депо при питании от постороннего источника пониженного напряжения цепи ТЭД подключаются к источнику через контроллер $KM6$ и резисторы $R4A$, $R4B$ при неработающих РТН и РТВ.

Силовая цепь тормозного режима замыкается тормозными контакторами $KM3$, $KM5$, при этом образуется перекрестная схема, в которой якори одной группы ТЭД питают обмотки возбуждения другой и наоборот. Реверсирование полярности напряжения ТЭД при переходе в тормозной режим не производится.

При рекуперативном торможении включается контактор $KM1$ и тормозной ток ТЭД $M1A$, $M3A$ замыкается на сеть через $KM3$, $PTB2$, $L2.2$, обратный диод $VD1.2$, балластный резистор $R2A$ и тормозной диод $VD2.1$, а тормозной ток ТЭД $M2B$, $M4B$ — через $KM5$, $PTB1$, $L2.1$, обратный диод $VD1.1$, балластный резистор $R2B$ и тормозной диод $VD2.2$.

При превышении напряжения на конденсаторе фильтра C_f в процессе рекуперации значения

975 В включаются тиристоры $VS3.1$ и $VS3.2$ и в контуры тормозного тока параллельно сетевому напряжению вводятся тормозные резисторы $R1A$ и $R1B$ — происходит автоматическое замещение рекуперативного торможения реостатным. Регулируя относительную длительность включенного состояния тиристоров $VS3.1$, $VS3.2$, обеспечивают стабилизацию напряжения U_{C_f} на максимально возможном уровне, не превышающем 975 В.

Балластные резисторы $R2A$, $R2B$ предназначены для согласования напряжения на двух последовательно включенных ТЭД в зоне высоких скоростей (примерно 1500 В) с напряжением контактной сети. При скорости ниже 30 км/ч эти резисторы выводятся из цепи тормозного тока путем шунтирования их тиристорами $VS9$, $VS10$, что позволяет расширить диапазон эффективного электрического торможения в зоне низких скоростей.

Управление ТЭП в тормозном режиме состоит в поддержании заданной контроллером уставки тока якоря путем последовательного раздельного регулирования по мере снижения скорости коэффициентов заполнения: K_{3PTB} (в диапазоне скоростей 100–60 км/ч), K_{3PTH} при включенных резисторах $R2A$, $R2B$ (в диапазоне скоростей 60–30 км/ч), K_{3PTH} при выключенных резисторах $R2A$, $R2B$ (в диапазоне скоростей ниже 30 км/ч).

Для автоматического замещения электрического торможения пневматическим, а также взаимодействия с системой АРС, в аппаратуре ТЭП предусмотрены контроль минимального тормозного тока («Наличие электрического торможения») и контроль уровня тормозного тока («эффективность электрического торможения»). Для ускорения процесса начального возбуждения ТЭД, а также устойчивой коммутации тиристоров РТН и РТВ при включении тормозного режима в ТЭП предусмотрены специальные преобразователи, обеспечивающие начальную подпитку обмоток возбуждения ТЭД и коммутирующих конденсаторов РТН и РТВ от бортовой сети напряжением 75 В.

Задача силовых цепей ТЭП в аварийных режимах осуществляется автоматическими выключателями $QF1$ – $QF5$.

Конструктивно КТЭ «Пульс» выполнен в виде отдельных изделий высокой заводской готовности, обеспечивающих удобное размещение и монтаж их под кузовом вагона, а также оперативное техническое обслуживание в процессе эксплуатации. Перечень основных изделий комплекта и их технические характеристики представлены в таблице.

Микроэлектронная аппаратура управления ТЭП реализована на ИМС малой и средней степени интеграции и содержит аналоговую аппаратуру автоматического регулирования (ИМС серий KP544, KP574) и цифровую, в том числе

Наименование и тип изделия	Состав изделия	Технические характеристики. тип комплектующих изделий	Масса, кг
			Габаритные размеры, мм
Электродвигатель тяговый типа ДК120 (4 шт.)	—	Самовентилируемый, четырехполюсный, последовательного возбуждения. $P_n = 115$ кВт	760 860 × 570
Блок преобразователей тиристорно-импульсных БПТИ-500/1000У2	Силовые тиристоры и диоды РГН и РТВ	Модульная конструкция. Естественное охлаждение. Двустороннее обслуживание	500 1900 × 700 × 750
Блок силовой коммутационной аппаратуры БСКА-ОЗУ2	Электропневматические контакторы КМ1—КМ6, электропневматический реверсор	ПК-163У2 ЭПР-01У2 Двустороннее обслуживание	425 1800 × 700 × 730
Реактор секционный РС-1-Ф-18-640-2,5У2	Фильтровой реактор L_{th}	$I = 640$ А, $L = 2,5$ мГн	335 555 × 640 × 650
Реактор секционный РС-1-С-26-280-5/5У2	Фазные дроссели L2.1, L2.2	$I = 280$ А, $L = 2 \times 5$ мГн	380 725 × 640 × 650
Блок конденсаторов фильтровых и коммутирующих БКФК-02У2	Коммутирующие конденсаторы РТН и РТВ. Фильтровый конденсатор. Реакторы L3.1, L3.2	ПСК1.6-100У2 ФС-1-600У2	340 1000 × 650 × 680
Блоки силовых резисторов БСР10-6 (6 шт.)	R1A, R1B R2A, R2B R3A, R3B R4A, R4B	$R = 2,37$ Ом $R = 1,43$ Ом $R = 1,52$ Ом $R = 0,97$ Ом	70 655 × 280 × 738
Блок выключателей автоматических БВА-1У2	QF1 QF2—QF5	ВА41-39 А3722П Дистанционное управление. Двустороннее обслуживание	200 850 × 650 × 680
Блок вспомогательной контактной аппаратуры БВКА-01У2	Коммутационные аппараты вспомогательных цепей	МК1-20 МК1-10 Одностороннее обслуживание	37 1280 × 285 × 360
Блок управления тяговым приводом БУТП-3У2	Микроэлектронная аппаратура управления ТЭП	Модульная конструкция. Встроенная диагностика. Одностороннее обслуживание	12 620 × 370 × 365
Блок с аппаратурой бортового электроснабжения ББЭ-6У2	Преобразователь напряжения 750 В КС в напряжение 80 В бортовой сети	Модульная конструкция. Естественное охлаждение. Встроенная диагностика. Двустороннее обслуживание	260 1262 × 670 × 660

программируемую аппаратуру общей автоматики (ИМС серий К561, 556). Микроэлектронная аппаратура КТЭ «Пульс» имеет высокую степень унификации с аналогичной аппаратурой КТЭ «Импульс».

Аппаратура управления КТЭ «Пульс» предназначена для совместной работы в составе поезда с комплексной системой управления, безопасности и технологической диагностики ЭПС метрополитена (система «Витязь»), разработанной НИИП (г. Жуковский).

Дальнейшее повышение технико-экономических показателей поездов метрополитена, оборудованных КТЭ «Пульс» и «Импульс», связано с созданием ТЭД повышенной мощности с высоколежащими характеристиками, оптимально ис-

пользующими возможности ТИСУ и позволяющими уменьшить число моторных вагонов в составе поезда.

В настоящее время ВНИПТИ АЭК «Динамо» приступил к разработке такого ТЭД (условное наименование ДК121) с параметрами $P_n = 145$ кВт, $n = 1800$ об/мин, $M_n = 770$ Н·м в габаритах существующего ТЭД ДК120.

Список литературы

1. Фельдман Ю.И., Машхин А.Д., Скибинский В.А. Автоматизированные электроприводы для городского электротранспорта, большегрузных автосамосвалов и краново-подъемных механизмов // Электротехника, 1993, № 8.
2. Гаврилов Я.И., Мицаканов В.А. Вагоны метрополитена с импульсными преобразователями. М.: Транспорт, 1986.

Разработка и исследование экскаваторных электроприводов

В.И. КЛЮЧЕВ, доктор техн. наук, проф.

Сложный комплекс требований, предъявляемых к электроприводу основных механизмов одноковшовых экскаваторов, издавна определил необходимость применения регулируемого экскаваторного электропривода по системе управляемый преобразователь — двигатель (УП—Д) и постоянных усилий ученых, направленных на совершенствование его систем управления по мере развития техники. Определенный вклад в развитие экскаваторных электроприводов внесла и научная группа экскаваторного электропривода, созданная на кафедре Автоматизированного электропривода МЭИ доцентом В.И. Яковлевым в начале 50-х годов.

В послевоенные годы начался этап интенсивного развития замкнутых систем регулируемого электропривода на базе вначале электромашинных, а в 50-х годах — магнитных усилителей. Возникла актуальная в те годы задача замены системы трехобмоточный генератор — двигатель (Г—Д), применявшейся на экскаваторах, системой Г—Д с магнитными усилителями. В середине 50-х годов кафедрой АЭП совместно с заводом «Динамо» была разработана система с силовым магнитным усилителем в качестве возбудителя генератора для экскаватора Э-6 (ЭКГ-8, ЭКГ-8И), основанная на использовании нелинейностей характеристик реверсивного магнитного усилителя и регулируемого смещения. Позже, в 1961 г. была совместно с НКМЗ и ХЭМЗ создана двухконтурная система подчиненного регулирования тока и напряжения генератора, в которой роль регулятора тока выполнял силовой, а регулятора напряжения — промежуточный магнитный усилитель, внедренная на экскаваторах-драглайнах ЭШ-6/60, ЭШ-10/60, ЭШ-10/70А и ЭШ-6/45. Обе эти системы до настоящего времени работают на множестве действующих экскаваторов. Сегодня актуальной задачей является модернизация их приводов путем замены магнитных усилителей тиристорными возбудителями (ТВ) и электронными системами управления.

Главной особенностью экскаваторных электроприводов является их эксплуатация без постоянного квалифицированного технического ухода: экскаваторы работают в полевых условиях при отсутствии в составе экипажа электрика, способного ремонтировать электронные системы управления. При отказах электроники время восстановления работоспособности экскаватора значительно увеличено из-за затрат времени на вызов и ожидание прибытия электрика. При переходе к тиристорным системам управления вероятность отказов в связи с их сложностью и многокомпонентностью в принципе возрастает, поэтому

без принятия специальных мер возможные простои могут свести на нет ожидаемое за счет улучшения динамики повышение производительности машин.

На основе анализа проблемы по заданию НКМЗ на кафедре АЭП МЭИ в середине 80-х годов была выполнена разработка системы ТВ—Г—Д, имеющей оптимальную по быстродействию и качеству регулирования структуру, реализованную в виде двух компактных полностью безналадочных блоков — блока унифицированного тиристорного преобразователя ПТЭМ-1Р и ячейки управления (ЯУ). При возможных отказах неисправный блок заменяется машинистом на предусмотренный в комплекте резервный. Как показал опыт эксплуатации системы, при отказах таким образом обеспечивается время восстановления работоспособности экскаватора ($t_b < 10$ мин) и простои практически исключаются. В то же время ремонт неисправной электроники в стационарных условиях с соблюдением технологии обеспечивает надежную работу отремонтированной техники.

Разработанная система ТВ—Г—Д внедрена с 1986 г. на экскаваторах НКМЗ (ЭШ-11/70, ЭШ-6/45, ЭШ-14/70 и др.). В 1992 г. на кафедре АЭП разработан на базе ячейки ЯУ и блока ПТЭМ-1Р шкаф управления приводами экскаваторов ЭКГ-8И и ЭКГ-10, который освоен в производстве на предприятии «Рудоавтоматика» (г. Железногорск Курской области). Длительный опыт эксплуатации системы на различных экскаваторах подтвердил ее высокие технические и эксплуатационные качества.

Электроприводы основных механизмов одноковшовых экскаваторов работают в реверсивном режиме с большой частотой включений, с механическими перегрузками вплоть до резких стопорений. Механическая часть электроприводов инерционных механизмов поворота содержит увеличенные кинематические зазоры и погрешности передач в крупномодульном венцовом зацеплении. Механические перегрузки, удары при выборе зазоров, резонансные упругие колебания, обусловленные кинематической погрешностью передач, вызывают ускоренный износ механизмов и их поломки, поэтому проблема ограничения динамических нагрузок относится к числу наиболее сложных и важных проблем экскаваторного электропривода.

На наш взгляд, начало интенсивным исследованиям динамики упругих электромеханических систем у нас в стране положил анализ причин опасных резонансных колебаний в электроприводах поворота экскаваторов ЭШ-15/90 и

ЭШ-15/90А, выполненный во второй половине 60-х годов группой экскаваторного электропривода кафедры АЭП МЭИ по заданию УЗТМ. Известно, что вибрации и тряска экскаватора ЭШ-15/90 при работе двухдвигательного электропривода поворота недопустимо увеличивали износ механизма, а переход к четырехдвигательному электроприводу поворота на экскаваторе ЭШ-15/90А усилил эти явления до уровня, препятствовавшего нормальной эксплуатации машины.

Проведенные исследования позволили выявить ряд важных особенностей динамики упругих электромеханических систем. Было доказано, что электропривод с линейной механической характеристикой оказывает на возникающие в механической части упругие колебания демпфирующее действие и с помощью ЭВМ определена зависимость колебательности от параметров электромеханической системы. Исследования нелинейной системы с зазорами и кинематическими погрешностями передач показали, что при отсутствии демпфирующего действия электропривода резонансные колебания с повторными зазорообразованиями вызывают изменения резонансной частоты системы в сторону уменьшения, зона резонанса расширяется и при торможении затягивается в сторону низких скоростей движения, причем амплитуды нелинейных колебаний зависят от средней нагрузки передач. Наконец, было доказано, что в многодвигательном приводе при определенной расстановке редукторов относительно венца последовательное соединение двигателей в системе Г—Д ослабляет или полностью исключает демпфирующее действие электропривода. Работоспособность экскаватора ЭШ-15/90А была восстановлена благодаря переходу от последовательного к последовательно-параллельному соединению четырех двигателей [1, 2].

В дальнейшем исследования динамики упругих электромеханических систем продолжались в направлении исследования влияния параметров двухмассовой электромеханической системы на динамические нагрузки и разработки методов оптимизации электроприводов по критерию минимума колебательных динамических нагрузок. Известно [2], что колебательность двухмассовой упругой электромеханической системы, не замкнутой обратными связями по координатам механизма, при данных параметрах механической части определяется передаточной функцией динамической жесткости

$$\beta_{\text{дин}}(p) = \frac{M(p)}{\omega_1(p)},$$

где M и ω_1 — момент и скорость двигателя.

Установлено, что для разомкнутых и замкнутых по координатам двигателя электроприводов с линейной (или линеаризованной) механической характеристикой, обладающей статизмом, дина-

мическая жесткость может быть представлена обобщенным соотношением

$$\beta_{\text{дин}}(p) = -\frac{\beta_3}{T_{\text{з.3}} p + 1}, \quad (1)$$

где β_3 — модуль жесткости статической характеристики, $\text{Н}\cdot\text{м}\cdot\text{с}$; $T_{\text{з.3}}$ — электромагнитная постоянная времени, с.

В частности, для привода постоянного тока в системе ТП—Д с контурами регулирования тока и скорости, настроенными на технический оптимум,

$$\beta_3 = \frac{c^2}{R_{\text{я.2}}} \frac{T_M}{4T_\mu}, \quad T_{\text{з.3}} = 2T_\mu,$$

где c — коэффициент ЭДС, В·с; $R_{\text{я.2}}$ — сопротивление якорной цепи, Ом; $T_M = \frac{J_\Sigma R_{\text{я.2}}}{c^2}$ — электромеханическая постоянная времени, с; $J_\Sigma = J_1 + J_2$ — суммарный момент инерции двухмассовой системы, $\text{кг}\cdot\text{м}^2$; T_μ — суммарная некомпенсируемая постоянная времени объекта регулирования.

Для электроприводов с абсолютно жесткой (статической) механической характеристикой обобщенное выражение динамической жесткости может быть представлено в виде

$$\beta_{\text{дин}}(p) = -\frac{\beta_3(T_k p + 1)}{T_\mu p (T_{\text{з.3}} p + 1)}. \quad (2)$$

В той же системе при настройке контура скорости на симметричный оптимум:

$$T_k = 8T_\mu; \quad T_i = 8T_\mu; \quad T_{\text{з.3}} = 2T_\mu.$$

В основу исследований положены нормированные структуры двухмассовой электромеханической системы с динамической жесткостью вида (1), представленной на рис. 1,а, и вида (2) — рис. 1,б. Структурные схемы предназначены для анализа процессов по управлению и не учитывают внутреннего вязкого трения. Нормированные параметры:

$t_* = \Omega_{12} t \doteq p_* = \frac{\Omega_{12}}{p}$ — безразмерное время и его изображение по Карсону; $\Omega_{12} = \sqrt{\frac{C_{12} J_\Sigma}{J_1 J_2}}$ — частота свободных колебаний двухмассовой упругой системы; $\gamma = \frac{J_\Sigma}{J_1}$ — соотношение масс, $T_{\text{з.3}*} = T_{\text{з.3}} \Omega_{12}$; $T_{k*} = T_k \Omega_{12}$; $T_{M13*} = \frac{J_1}{\beta_3} \Omega_{12}$ — для статической системы; $T_{M13**} = \frac{J_1}{\beta_3} T_i \Omega_{12}^2$ — для астатической системы.

Структуре статической системы (рис. 1,а) при $T_{\text{з.3}*} = 0$ соответствует характеристическое уравнение третьего порядка:

$$T_{M13*} p_*^3 + \gamma p_*^2 + T_{M13*} p + 1 = 0. \quad (3)$$

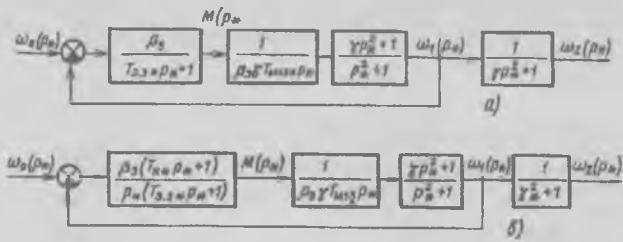


Рис. 1. Структурные схемы двухмассовой электромеханической системы со статическим (а) и астатическим (б) регулированием скорости

Здесь $T_{M,3*} = \gamma T_{M13*}$.

То же при $T_{3,3*} \neq 0$

$$T_{M,3*} T_{3,3*} p_*^4 + T_{M,3*} p_*^3 + (T_{M,3*} T_{3,3*} + \gamma) p_*^2 + \\ + T_{M,3*} p_* + 1 = 0. \quad (4)$$

Характеристическое уравнение астатической системы (рис. 1, б):

$$T_{M,3*} T_{3,3*} p_*^5 + T_{M,3*} p_*^4 + (T_{M,3*} T_{3,3*} + \gamma T_{K*}) p_*^3 + \\ + (T_{M,3*} + \gamma) p_*^2 + T_{K*} p_* + 1 = 0. \quad (5)$$

Характеристические уравнения (3)–(5) позволяют анализировать с помощью ЭВМ колебательность широкого круга электромеханических систем при условии отсутствия обратных связей по координатам второй массы.

При исследованиях в качестве количественной характеристики колебательности принимались наименьшие значения логарифмического декремента пар комплексно-сопряженных корней

$$\lambda = \frac{2\pi\alpha}{\Omega}. \quad (6)$$

При разложении характеристического уравнения системы на колебательные звенья с коэффициентом затухания ξ связь последнего с логарифмическим декрементом определяется соотношением

$$\lambda = \frac{2\pi\xi}{\sqrt{1-\xi^2}}. \quad (7)$$

С помощью ЭВМ для статической структуры (рис. 1, а) были получены обобщенные зависимости $\lambda_{\max} = f(T_{3,3*} T_{M,3*})$ при $\gamma = \text{const}$ (рис. 2), позволяющие оценивать колебательность системы при данных параметрах и определять сочетания параметров, позволяющие реализовать предельно возможное демпфирование при заданном γ . На рис. 3 построены характеристики предельного демпфирования $\lambda_{\text{пред}} = f(y)$ для статической системы при $T_{3,3*} = 0$ (кривая 1), при $T_{3,3*} \neq 0$ (кривая 2) и для астатической системы (кривая 3).

Оптимизация электропривода с упругой механической связью по критерию минимума колебательности имеет целью определение сочетаний параметров электромеханической системы,

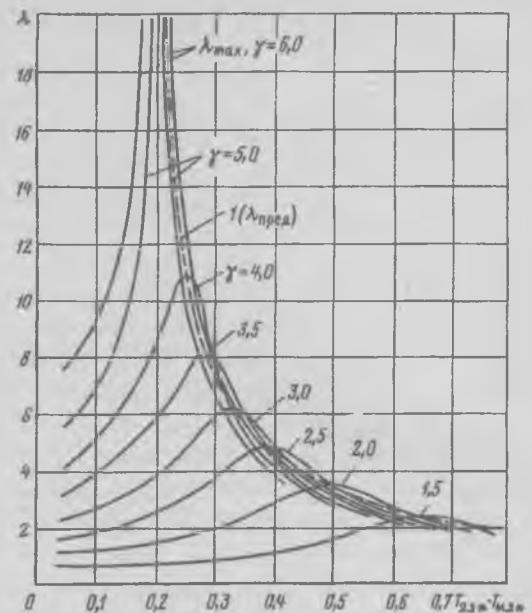


Рис. 2. Характеристики колебательности статической системы, полученные с помощью ЭВМ

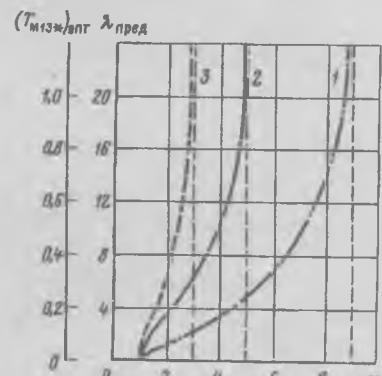


Рис. 3. Характеристики предельного демпфирования $\lambda_{\text{пред}} = f(y)$

обеспечивающих предельное или требуемое максимальное демпфирование упругих колебаний при работе механизма. При этом необходимо учитывать весь комплекс требований к динамике электроприводов и их взаимовлияние.

Например, если требования определяют необходимость статического регулирования скорости, сочетание оптимальных обобщенных параметров электромеханической системы может быть определено по кривой 1 на рис. 2. При этом, если требуются высокая плавность переходных процессов, отсутствие перерегулирований, по кривой 1 следует принять $\gamma=5$ и сконструировать механическую часть электропривода так, чтобы приведенный момент инерции J_2 в четыре раза превышал момент инерции J_1 , т. е. создать условия для реализации критического демпфирования $\lambda_{\text{пред}}=\infty$ ($\xi_{\text{пред}}=1$). Напротив, если выдвигается требование максимума быстродействия при минимуме колебательности и перерегули-

рования, необходимо принять настройку на модульный (технический) оптимум, выбрав $\gamma_{\text{опт}}$ из условия $\lambda_{\text{опт}}=6,28$ ($\xi_{\text{опт}}=0,7$), которая обеспечит рациональное удовлетворение двух противоречивых требований к динамике электропривода.

В 80-х годах внимание исследователей динамики упругих электромеханических систем привлекли корневые методы оптимизации, на основе которых были получены аналитические оценки предельного демпфирования в системе с характеристическим уравнением четвертого порядка [3]. Аналогичный подход в применении к нормированным структурам рис. 1, а также опыт их исследования на ЭВМ позволили разработать аналитический метод оптимизации по критерию минимума колебательности, основанный на знании распределения корней характеристического уравнения при максимуме демпфирующего действия электропривода.

Для системы с характеристическим уравнением третьего порядка (3) с помощью диаграммы Вышнеградского можно установить, что предельному демпфированию при каждом γ соответствует равенство действительного корня $p_1=-\alpha$ действительной части комплексно-сопряженных корней $p_{2,3}=(-\alpha+j\Omega)$ при $\xi=1$. Указанное распределение корней позволяет разложить уравнение (3) на сомножители и представить в виде:

$$(T_{1*}^2 p_*^2 + 2\xi_{\text{пред}} T_{1*} p_* + 1)(T_{1*} p_* + 1) = 0, \quad (8)$$

где $T_{1*}=T_1 \Omega_{12}$ — относительная постоянная времени колебательного звена.

Перемножив сомножители и приравняв коэффициенты при одинаковых степенях p_* в уравнениях (3) и (8), можно получить систему уравнений, позволяющих определить оптимальные параметры рассматриваемого электропривода

$$\xi_{\text{пред}} = \frac{\sqrt{\gamma}-1}{2}; \quad \lambda_{\text{пред}} = \frac{2\pi(\sqrt{\gamma}-1)}{\sqrt{3+2\sqrt{\gamma}}-\gamma}, \quad (9)$$

$$T_{\text{м.з*опт}} = \sqrt[4]{\gamma}. \quad (10)$$

Зависимость (9) дает значения, совпадающие с кривой 1 на рис. 3. С помощью (10) определяется оптимальная жесткость в замкнутой системе регулирования скорости ω_1 :

$$\beta_{\text{з.опт}} = \frac{\gamma J_1 \Omega_{12}}{T_{\text{м.з*опт}}} = \frac{\gamma J_1 \Omega_{12}}{\sqrt[4]{\gamma}}, \quad (11)$$

Учет электромагнитной инерции, характеризуемой T_{3*} , расширяет возможности оптимизации системы по рассматриваемому критерию. Исследованиями на ЭВМ установлено, что в обширной области существенных значений T_{3*} частным максимумам λ_{max} при $\gamma=\text{const}$ соответствует равенство колебательностей парциальных электрической и механической систем и пропорциональ-

ность комплексно-сопряженных корней. Этому условию соответствует разложение (4) на следующие сомножители:

$$(T_{1*}^2 p_*^2 + 2\xi_{\text{max}} T_{1*} p_* + 1) \times \\ \times \left(\frac{T_{1*}^2}{k^2} p_*^2 + 2\xi_{\text{max}} \frac{T_{1*}}{k} p_* + 1 \right) = 0. \quad (12)$$

Аналогично изложенному для уравнения третьего порядка можно получить с помощью (4) и (12) расчетные соотношения для определения частных максимумов λ_{max} , ξ_{max} :

$$\xi_{\text{max}} = \sqrt{\frac{\gamma+3}{8}} - \sqrt{\frac{(\gamma+3)^2}{64} - \frac{1}{16T_{3*}^2}}; \quad (13)$$

$$T_{\text{з.з*опт}} \geq T_{\text{з.з*мин}} = \frac{2}{\gamma+3}; \quad (14)$$

$$T_{\text{м.з*опт}} = 1/T_{\text{з.з*опт}}. \quad (15)$$

Задавшись значениями T_{3*} из области (14), можно по (13) определить реализуемый максимум демпфирования и далее по (15) рассчитать параметры контура регулирования скорости.

Предельному демпфированию соответствуют две пары равных комплексно-сопряженных корней, чему в уравнении (12) соответствует $k=1$. Приравнивание коэффициентов уравнений (14) и (12) позволяет получить следующие соотношения:

$$\xi_{\text{пред}} = \sqrt{\frac{\gamma-1}{4}}, \quad \lambda_{\text{пред}} = \frac{2\pi\sqrt{\gamma-1}}{\sqrt{5-\gamma}}; \quad (16)$$

$$T_{\text{з.з*опт}} = \frac{1}{2\sqrt{\gamma-1}}; \quad (17)$$

$$T_{\text{м.з*опт}} = 2\sqrt{\gamma-1}. \quad (18)$$

Расчеты по (16) дают зависимость $\lambda_{\text{пред}}=f(\gamma)$, совпадающую с представленной на рис. 3 зависимостью 2, полученной при исследованиях динамики электромеханической системы с помощью ЭВМ.

Аналитическое решение задачи оптимизации электропривода с упругими связями по критерию минимума колебательности для астатического регулирования скорости, которому соответствует характеристическое уравнение пятого порядка (5), может быть получено аналогично, если известно распределение корней, соответствующее оптимуму. Эта задача для частных максимумов еще не получила удобного решения, но распределение корней при предельном демпфировании установлено. Указанному условию соответствует равенство комплексно-сопряженных корней и пятый корень нормированного уравнения (5), равный $p_{*5}=-1$. Следовательно, уравнение (5) при предельном де-

мифировании может быть представлено в виде:

$$(T_{1*}^2 p_*^2 + 2\xi_{\text{пред}} T_{1*} p_* + 1)^2 (p_* + 1) = 0. \quad (19)$$

Изложенным методом получены следующие аналитические выражения для определения параметров, обеспечивающих предельное демпфирование электропривода с абсолютно жесткой статической механической характеристикой:

$$\xi_{\text{пред}} = \frac{1}{2} \left(\sqrt{\frac{2y^2}{y+1}} - \sqrt{\frac{y+1}{2}} \right) + \\ + \sqrt{\frac{1}{4} \left(\sqrt{\frac{2y^2}{y+1}} - \sqrt{\frac{y+1}{2}} \right)^2 + \frac{y^2+6y+1}{8(y+1)}} - 0,5; \quad (20)$$

$$T_{k*\text{опт}} = 4\xi_{\text{пред}} \sqrt{\frac{y+1}{2}} + 1; \quad (21)$$

$$T_{m.z*\text{опт}} = T_{k*\text{опт}} + \frac{y+1}{2} (2 + 4\xi_{\text{пред}}^2) - (y+1); \quad (22)$$

$$T_{z.z*\text{опт}} = \frac{(y+1)^2}{4T_{m.z*\text{опт}}}. \quad (23)$$

Расчет зависимости $\lambda_{\text{пред}} = f(y)$ по (20) и (7) дает значения, практически совпадающие с кривой 3 на рис. 3, полученной с помощью ЭВМ.

Значения $T_{z.z*\text{опт}}$, $T_{k*\text{опт}}$ и $T_{m.z*\text{опт}}$ позволяют рассчитать реальные оптимальные параметры системы с помощью приведенных формул нормированных переменных.

В заключение необходимо отметить, что с 1992 г. в научной группе экскаваторного электропривода кафедры АЭП МЭИ ведется совместно с АО «Рудоавтоматика» разработка второго поколения унифицированных тиристорных преобразователей ПТЭМ-2Р. Учет опыта эксплуатации преобразователей ПТЭМ-1Р и использование современной микроэлектроники позволили повысить надежность работы моноблоков, уменьшить их габариты и стоимость, расширить функци-

ональные возможности преобразователей. При этом сохранены основные достоинства преобразователей первого поколения — полная безнадежность, возможность неквалифицированной замены отказавшего преобразователя резервным, исключающая простой экскаваторов при отказах электроники.

Преобразователи ПТЭМ-2Р представляют собой унифицированный модуль для комплектования электроприводов по системам ТВ-Г-Д, ТП-Д, ТРИ-АД и НПЧ-АД в диапазоне мощностей от 10 до 1500 кВт. Разработки экскаваторных электроприводов переменного тока по системе НПЧ-АД и электроприводов хода буровых станков по системе ТРН-АД ведутся в научной группе в течение ряда лет и выявившиеся в процессе исследований требования учтены в новой разработке. Гамма преобразователей ПТЭМ-2Р в настоящее время осваивается в производстве на предприятии АО «Рудоавтоматика».

Завершая краткий обзор разработок и исследований экскаваторных электроприводов, выполненных в научной группе экскаваторного электропривода кафедры АЭП МЭИ, автор выражает благодарность коллегам, принимавшим на разных этапах активное участие в работах группы, значительный вклад которых в науку отражен в большом числе научных публикаций и в 23 успешно защищенных кандидатских диссертациях.

Список литературы

- Ключев В.И. Ограничение динамических нагрузок электропривода. М.: Энергия, 1971.
- Ключев В.И. Теория электропривода. М.: Энергоатомиздат, 1985.
- Земляков В.Д., Задорожный Н.А. О демпфировании электроприводом постоянного тока упругих электромеханических колебаний. // Изв. вузов. Электромеханика. 1984. № 5.

Применение системы электропривода тиристорный преобразователь напряжения — асинхронный двигатель для грузоподъемных машин

Л.Б. МАСАНДИЛОВ

Для механизмов грузоподъемных машин (кранов, лифтов) применяются различные системы асинхронного электропривода, которые можно разделить на две группы. Первая группа осуществляется на основе релейно-контакторной аппаратуры с использованием реостатного регулирования, динамического торможения, многоскоростных двигателей и т.д. Вторая группа выполняется с полупроводниковыми устройствами: преобразователями напряжения, частоты, импульсными регуляторами. Для кранов и лифтов мас-

сового назначения до настоящего времени в основном находят применение системы электроприводов первой группы, в которых отсутствуют управляемые полупроводниковые преобразователи. Однако релейно-контакторные системы управления часто не обеспечивают желаемого качества регулирования координат в электроприводах рассматриваемого класса. Поэтому до сих пор имеется потребность в разработках более совершенных электроприводов второй группы.

Выбор систем электропривода для данных ме-

ханизмов зависит от стоимостных, массогабаритных, энергетических показателей, надежности оборудования и существенным образом определяется условиями и уровнем эксплуатации. Поскольку грузоподъемные машины имеют массовое применение, то для них часто требуются максимально простые и дешевые электроприводы, которые имели бы по возможности простое схемное выполнение и вместе с тем обладали бы требуемыми техническими показателями. Одной из таких систем является система преобразователь напряжения—асинхронный двигатель. На кафедре автоматизированного электропривода МЭИ в течение многих лет проводилась большая работа по исследованию, совершенствованию и внедрению этой системы электропривода. Первоначально (с конца 50-х годов) в качестве преобразователя напряжения использовались магнитные усилители [1], а после того, как они повсеместно были вытеснены тиристорными устройствами, применяются (с конца 60-х годов) тиристорные преобразователи напряжения. С самого начала разработок асинхронного электропривода с преобразователем напряжения и в течение ряда лет научным руководителем исследовательских работ по данному направлению являлся доктор технических наук, проф. М.М. Соколов.

Важной областью практического использования результатов, полученных при выполнении комплекса научно-исследовательских работ по системе электропривода тиристорный преобразователь напряжения—асинхронный двигатель (ТПН—АД), являются общепромышленные и, прежде всего, грузоподъемные механизмы: крановые и лифтовые. Ряд работ проведен в сотрудничестве с ведущими предприятиями в области кранового и лифтового электрооборудования: ВНИПТИ ПО «Динамо», ВНИИПТмаш, СКТБ башенного краностроения, ВНИИэлектропривод, Карабаровский механический завод, ЦПКБ по лифтам и др. В частности, по заданию ВНИПТИ ПО «Динамо» разработан ряд узлов для крановых электроприводов с тиристорными преобразователями напряжения, для ВНИИПТмаш осуществлены разработки электроприводов механизмов передвижения однобалочных мостовых кранов, для Карабаровского механического завода создан электропривод пассажирского лифта, в котором при отсутствии тахогенератора и других вращающихся датчиков обратных связей обеспечиваются надлежащие комфортные условия в процессе пуска и торможения кабины.

Несмотря на то, что ТПН для крановых установок разработаны в ПО «Динамо» уже давно (в конце 70-х годов), широкого распространения на практике они не получили. В настоящее время все более доступными становятся преобразователи частоты (ПЧ), которые выпускаются серийно в

различных странах для широкого диапазона мощностей, охватывающего также крановые и лифтовые электроприводы. В связи с этим представляются актуальными вопросы целесообразности дальнейших разработок систем ТПН—АД для грузоподъемных машин и возможности замены системами ПЧ—АД. Для ответа на эти вопросы следует проанализировать особенности работы и эксплуатации электроприводов грузоподъемных машин.

Приводные двигатели крановых и лифтовых механизмов работают в повторно-кратковременном режиме. При этом основную часть рабочего времени (60—70% и более) приводной двигатель вращается с высокой частотой, близкой к номинальной, и примерно 5—15% — с пониженней частотой. В процессе работы на высокой частоте АД лучше всего подключать непосредственно к сети. Следовательно, в течение большей части рабочего времени между питающей сетью и статором АД никакой преобразователь не нужен — ни ПЧ, ни ТПН. В течение же небольшой части рабочего времени управляемый преобразователь электрической энергии необходим как для обеспечения пониженной частоты вращения ротора, так и для надлежащего формирования переходных процессов пуска и торможения. В качестве управляемого преобразователя лучше всего подходит, конечно, ПЧ, поскольку он обеспечивает более высокое качество регулирования координат АД (скорости, момента, тока). При работе на высокой скорости больше подходит ТПН, так как при нулевом угле управления тиристоры полностью открыты и сеть не загружается высшими гармониками. В случае же использования ПЧ при работе на высокой скорости (и номинальной частоте) возникают определенные проблемы, связанные либо с известными трудностями по обеспечению генераторного режима с рекуперацией энергии в сеть (такой режим является характерной особенностью для рассматриваемого класса механизмов) при наличии инвертора напряжения, либо с ухудшением коэффициента мощности при наличии инвертора тока.

Поэтому представляется, что проблема выбора рациональной системы электропривода для грузоподъемных механизмов не имеет однозначного решения. Системы ПЧ—АД, ТПН—АД имеют свои области применения. Если уровень требований к электроприводу высокий (например, необходимо обеспечить повышенные скорости подъема и спуска легких грузов для механизмов подъема или регулирование скорости кабины лифта в установленвшемся режиме при поэтажном разъезде), то, возможно, следует отдать предпочтение системе ПЧ—АД. В тех же многочисленных случаях, когда для крановых механизмов или лифтов достаточно получить установленшиеся режимы с

двумя уровнями скорости и сформировать требуемые переходные процессы, можно выбрать любой из рассматриваемых типов электроприводов, если только система управления удовлетворяет заданным требованиям. При этом представляется целесообразным выбрать тот преобразователь (ПЧ или ТПН), который дешевле, лучше всего отработан в конструктивном плане, имеет доведенную до мелочей рациональную схему и систему диагностики, хорошо приспособлен к условиям эксплуатации, удобен и надежен в работе.

По мнению автора, система ТПН—АД имеет достаточно широкую область применения в грузоподъемных машинах. Помимо отмеченных обстоятельств, это обусловлено серьезным уровнем теоретических и практических разработок, проведенных в ряде учебных и отраслевых исследовательских институтов, возможностью использования отечественных тиристоров (которые хорошо освоены нашей промышленностью) и рядом других обстоятельств.

Основным режимом работы системы ТПН—АД является фазовый. Исследования показывают, что технические возможности этой системы можно значительно расширить за счет специальных режимов АД: квазичастотного и шагового. Теоретический анализ этих режимов возможен только с использованием полного математического описания АД [2]. На кафедре АЭП МЭИ разработаны теория и методы расчетов таких режимов, а также методика экспериментальных исследований переходных моментов [3]. Разработана система программ для расчетов на ЭВМ фазового, квазичастотного и шагового режимов двигателя в системе ТПН—АД. Для реализации КЧУ предложены алгоритмы и способы управления [4—6]. При осуществлении одного из способов частоты значимых гармоник выражаются в виде

$$f_v = \frac{f_{v1}(m_1 + n_1)q_1 + f_{v2}(m_2 + n_2)q_2}{(m_1 + n_1)q_1 + (m_2 + n_2)q_2}, \quad (1)$$

где

$$f_{v1} = f_c \left[1 - \frac{T_c}{t_p} \frac{k_1}{m_1 + n_1} \right]; \quad (2)$$

$$f_{v2} = f_c \left[1 - \frac{T_c}{t_p} \frac{k_2}{m_2 + n_2} \right]. \quad (3)$$

В (1)–(3) $m_1, n_1, q_1, m_2, n_2, q_2$ — параметры КЧУ [4]; T_c — частота сети; t_p — минимальное время такта переключений при КЧУ [4]; $k_1, k_2 = 0, 1, 2, \dots$ — целые числа, удовлетворяющие неравенству

$$k_1 q_1 + k_2 q_2 \leq 2 [(m_1 + n_1)q_1 + (m_2 + n_2)q_2] \frac{t_p}{T_c}. \quad (4)$$

Согласно (1) частоту f_v значимой гармоники напряжения можно приблизить к любой заданной частоте в области между f_{v1} и f_{v2} . Следовательно,

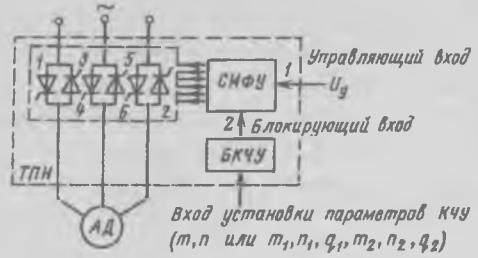


Рис. 1. Система ТПН—АД с блоком квазичастотного управления

изменив параметры КЧУ, можно осуществить в широком диапазоне плавное регулирование частоты значимой гармоники.

На рис. 1 приведена схема управления АД, в которой обеспечиваются как квазичастотный (КЧУ), так и фазовый режимы управления. Система импульсно-фазового управления (СИФУ) снабжена двумя входами: входом управления 1 и релейным входом блокировки 2. К входу 2 подключен блок квазичастотного управления (БКЧУ). При изменении U_y на входе 1 осуществляется регулирование амплитуд значимых гармоник напряжения на статоре АД, а при изменении параметров КЧУ на входе БКЧУ регулируются частоты этих гармоник. На рис. 2 изображены два семейства экспериментальных механических характеристик 1—5 и 6—8, которые получены при осуществлении указанного способа. В каждом из этих семейств механические характеристики расположены близко друг к другу, что говорит о высокой плавности регулирования скорости.

КЧУ имеет следующие достоинства: обеспечение стабильной пониженной скорости в разомкнутой системе управления, регулирование момента в широком диапазоне с плановым переходом из двигательного режима АД в тор-

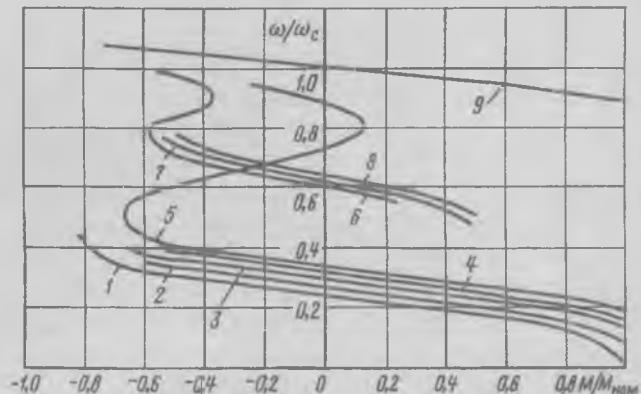


Рис. 2. Экспериментальные механические характеристики АД при плавном способе регулирования частот значимых гармоник: 1 — $m_1=2, n_1=6$; 2 — $m_1=2, n_1=6, q_1=3, m_2=3, n_2=6, q_2=1$; 3 — $m_1=2, n_1=6, q_1=1, m_2=3, n_2=6, q_2=1$; 4 — $m_1=2, n_1=6, q_1=1, m_2=3, n_2=6, q_2=3$; 5 — $m_1=2, n_1=6, q_1=1, m_2=3, n_2=6, q_2=1$; 6 — $m_1=4, n_1=12, q_1=2, m_2=5, n_2=12, q_2=1$; 7 — $m_1=4, n_1=12, q_1=2, m_2=5, n_2=12, q_2=1$; 8 — $m_1=4, n_1=12, q_1=2, m_2=5, n_2=12, q_2=1$; 9 — естественная характеристика

мозной, осуществление электрического торможения в определенной зоне скоростей. Кроме достоинств, КЧУ имеет и недостатки: трудность осуществления торможения вблизи синхронной скорости, а также наличие шума и вибраций АД. Последний недостаток является наиболее существенным. Вместе с тем КЧУ представляет значительный интерес для виброприводов, в которых рабочий орган совершает колебательное движение. КЧУ целесообразно использовать для создания вибростендов. Квазичастотный режим представляет интерес и как специальный режим работы электропривода, выполненного по системе ТПН—АД. Рациональное сочетание квазичастотного, фазового и шагового режимов значительно расширяет функциональные возможности этой системы. На базе системы ТПН—АД разработаны электроприводы механизма передвижения однобалочных мостовых кранов и тельферов [7].

Значительный интерес представляет использование ТПН для управления низкоскоростными линейными асинхронными двигателями (ЛАД), которые, в отличие от АД, имеют ряд особенностей. Из-за повышенного воздушного зазора у ЛАД большой намагничивающий ток, а ток индуктора мало зависит от скорости (от скольжения). Поэтому электрические потери в первичных обмотках ЛАД при питании от ПЧ или от ТПН не так резко отличаются между собой, как в АД. Также из-за повышенного воздушного зазора быстрее затухают электромагнитные переходные процессы и имеет место более высокая устойчивость работы электропривода в замкнутых системах регулирования [8]. В системе ТПН—ЛАД при фазовом управлении с обратной связью по

скорости обеспечивается без корректирующих устройств регулирование в диапазоне до (150—200):1, а при КЧУ в разомкнутой системе регулирование скорости осуществляется в диапазоне (10—15):1 и выше при плавном переходе из двигательного режима в тормозной. Система ТПН—ЛАД, в частности, может быть использована для осуществления безредукторного электропривода кабины лифта.

Из приведенных соображений следует, что система ТПН—АД является перспективной для применения в грузоподъемных машинах.

Список литературы

1. Чиликин М.Г., Соколов М.М., Шинянский А.В. Асинхронный электропривод с дросселями насыщения. М.: Энергия, 1964.
2. Электромагнитные переходные процессы в асинхронном электроприводе / М.М. Соколов, Л.П. Петров, Л.Б. Масандилов, В.А. Ладензон. М.: Энергия, 1967.
3. Соколов М.М., Масандилов Л.Б. Измерение динамических моментов в электроприводах переменного тока. М.: Энергия, 1975.
4. Масандилов Л.Б., Гетман Ю.И., Мелихов В.Л. Особенности квазичастотного управления асинхронного двигателя // Электротехника. 1994. № 5—6. С. 16—20.
5. А.с. 1097156 СССР. Устройство для управления преобразователем переменного напряжения асинхронного двигателя / Ю.В. Рожанковский, Л.Б. Масандилов, Н.Р. Степанова и др. // Открытия. Изобретения. 1985. № 18.
6. А.с. 1376212 СССР. Способ регулирования скорости асинхронного электропривода / Л.Б. Масандилов, Ю.В. Рожанковский, Н.В. Крылов // Открытия. Изобретения. 1988. № 7.
7. А.с. 1810978 СССР. Устройство для управления асинхронным электродвигателем / Л.Б. Масандилов, Ю.И. Гетман, В.Л. Мелихов и др. // Открытия. Изобретения. 1993. № 15.
8. Масандилов Л.Б. Динамические свойства и возможности регулирования скорости цилиндрического линейного асинхронного двигателя // Автоматизированный электропривод. М.: Энергоатомиздат. 1990.

Развитие функциональных возможностей асинхронных электроприводов с параметрическим управлением для рабочих машин и механизмов массового применения

А.О. ГОРНОВ, В.В. МОСКАЛЕНКО, В.А. АНИСИМОВ, Ю.В. РОЖАНКОВСКИЙ,
О.В. АЛЕКСЕЕВА, А.С. СОКОЛОВ, А.Э. ТАРАСОВ, Г.В. КАТОЛИКОВ

Одно из классических направлений, связанное с развитием теории и практики регулируемого асинхронного электропривода, сложилось на основе разработки электромеханических систем с короткозамкнутыми и фазовыми асинхронными двигателями (АД) и регуляторами напряжения в цепи статора (РН—АД). Наиболее существенный вклад в теорию и практику разработки таких систем был вложен московской, уральской и одесской школами электромехаников. На кафедре АЭП МЭИ эти работы начались с конца 50-х годов.

На базе этой силовой структуры с магнитными, а затем тиристорными регуляторами напряжения (РН) было решено много теорети-

ческих, прикладных и инженерных задач реализации электроприводов механизмов повторнократковременных режимов работы, в основном подъемно-транспортных механизмов на базе АД краново-металлургической серии, когда повышенные потери при регулировании напряжения в системе ТРН—АД не меняют кардинальным образом баланс энергопотребления силового привода.

В середине 70-х годов резко активизировались научно-технический интерес и разработки систем с данной структурой электропривода и для рабочих машин и механизмов продолжительного режима работы на основе АД общепромышленных

серий. Энергетические проблемы определили, в первую очередь, внимание к реализации энергосберегающих режимов системы ТРН—АД в зоне номинальной скорости при недогрузках или холостых ходах (ХХ) электропривода за счет снижения напряжения статора и связанных с этим снижением потерь от тока намагничивания и потерь в стали. Конечный эффект энергосбережения, реализованный на этой основе, зависит от нагрузочной диаграммы двигателя, относительного значения потерь ХХ двигателя, сопротивления линии питания. Для машин малой мощности эффекты энергосбережения в отдельных случаях составляют 20–30% активной мощности в период недогрузки и до 45–55% реактивной мощности. С ростом мощности АД относительная доля экономии электроэнергии снижается, так как потери ХХ относительно малы, но абсолютные значения экономии электроэнергии возрастают, сохраняя, в принципе, технико-экономическую целесообразность режима экономии энергии в нерегулируемом по скорости асинхронном электроприводе при длительных недогрузках на основе системы ТРН—АД.

Работы в направлении повышения эффективности массового асинхронного электропривода на кафедре АЭП ведутся с начала 80-х годов. Накоплен существенный опыт как в получении уже известных энергосберегающих эффектов, так и в решении задач повышения эффективности за счет дополнительных возможностей, которые были выявлены при развитии традиционной структуры силовой части регуляторов напряжения.

Отличительной особенностью регуляторов напряжения, которые разрабатываются на кафедре АЭП МЭИ для асинхронных электроприводов массового применения, является гибридная структура их силовой части. В этой структуре традиционный регулятор напряжения, собранный по схеме встречно-параллельного включения пары тиристоров в каждую фазу статора или трех тиристоров, включенных в нулевую точку статора, гибридизирован с низковольтным малогабаритным контактором, как показано на рисунке.

Такое решение, структурно и алгоритмически соединяя в одну схему контактную и бесконтактную части регулятора, определяет специфику конструктивного исполнения в зависимости от выполняемых функций, повышает эффективность использования активных элементов тиристорного регулятора напряжения и контактора [1].

Известно, что эффективность энергосбережения реализуема, в принципе, при нагрузках $M_c < 0,4 M_n$ двигателя. Поэтому в традиционных, негибридных схемах при $M_c > 0,4 M_n$ двигателя приходится учитывать потери в тиристорах регулятора от проходной мощности привода, работающего при этом при углах проводимости,

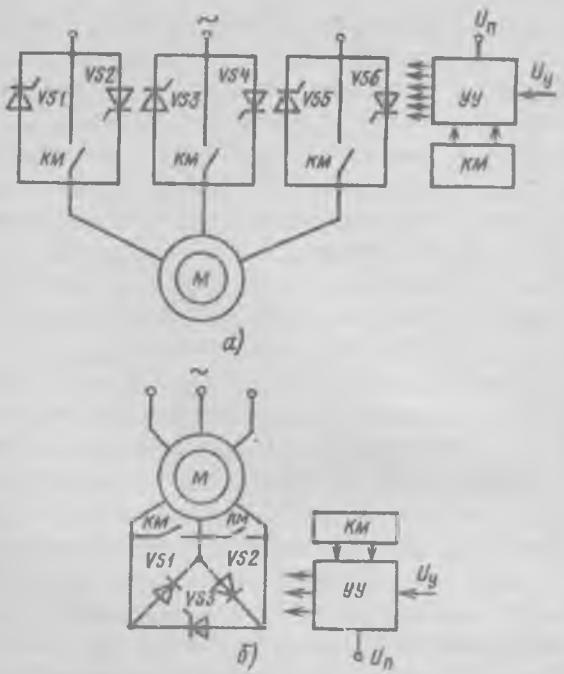


Схема электропривода с шеститиристорным (а) и трехтиристорным (б) регуляторами напряжения:
М — асинхронный двигатель; VS1—VS6 — тиристоры;
KM — контактор; УУ — устройство управления

равных 180° . В гибридной структуре при $M_c > 0,4 M_n$ в силовой части включен контактор, при этом потери в силовой части меньше, чем в тиристорах более чем на порядок (с учетом энергопотребления в тяговой катушке). Кроме того, указанные контакторы, как низковольтные и рассчитанные на низкоиндуктивные цепи, лишены дугогасящих устройств и имеют в несколько раз более благоприятные характеристики по отношению к силовому контактору на напряжение питания привода. Коммутационные функции (включение—отключение) в таком гибридном исполнении тиристорного регулятора реализуются тиристорной частью. При этом очевидно, что применительно к режиму энергосбережения исходные расчетные нагрузки тиристоров ниже.

В процессе разработки и практического применения гибридного регулятора напряжения авторам удалось существенно расширить и практически эффективно реализовать дополнительно большое число функций [2]. Наиболее полно специфика силового гибридного регулятора напряжения проявляется наряду с функциями энергосбережения для асинхронных электроприводов с машинами средней мощности общепромышленных серий в кратковременных (импульсных, пусковых и тормозных) режимах. При этом такие показатели качества как, например, массогабаритные, возрастают в большей степени, чем при простом сложении преимуществ тиристорной и контакторной частей. Поэтому совместно с нашими разработками и в зарубежной практике также выделились специальные системы ТРН—

АД — пусковые устройства «Soft-Starters», «Runmaster», «EASY-Start» и др.

В течение последних лет на основе концепции многофункциональных гибридных регуляторов авторы на большой группе различных механизмов мощностью (3,0—350) кВт накопили опыт реализации разнообразных систем электроприводов с АД с режимами управления, снижающих термические, механические, электромагнитные, электрические перегрузки в электрической и механической частях привода и механизма и в системах электроснабжения. Среди них — электроприводы кузнечно-прессового оборудования, различных нагнетателей, транспортных устройств, механизмов с повышенными моментами трогания.

Конструктивно базовая функциональная структура системы гибридного регулятора напряжения реализуется с разделением по мощностям силовой части регулятора и содержит тиристорно-контакторные, магнитно-тиристорные модули с различной интенсивностью охлаждения и обеспечивает быструю адаптацию силовой части устройства к режимам работы асинхронного электропривода мощностью (3—350) кВт. Функциональные возможности, которые обеспечиваются элементами устройства и алгоритмами управления — управ-

ляемый пуск с созданием режимов пониженных промежуточных скоростей в циклах, допустимых по нагреву для данного АД; регулирование момента АД при пуске; повышение числа пусков «подряд»; увеличение пускового момента; экономия энергии при малых нагрузках привода; согласование скоростей нескольких АД; пуск привода при малой мощности источников питания; комплекс защит АД и механизмов от аномальных режимов и др. [3].

Ряд решений разработан совместно с ЗВИ, который реализовал уже более 500 гибридных регуляторов в комплекте с двигателями мощностью (55—320) кВт.

Список литературы

- Повышение эффективности использования асинхронных электроприводов / В.А. Королев, В.А. Анисимов и др. // Техника в сельском хозяйстве. 1991. № 1.
- Анисимов В.А., Горнов А.О., Рожанковский Ю.В. Особенности тиристорных преобразователей напряжения для электроприводов механизмов массового применения // Промышленная энергетика. 1990. № 10.
- Опыт разработки и применения тиристорных преобразователей напряжения для управления асинхронными электроприводами / В.А. Анисимов, А.О. Горнов, М.Ю. Катаев и др. // Электротехника. 1993. № 6.

Импульсный регулятор тока

В.И. АНДЕРС, Ю.И. КОВАЛЕВ, М.Г. КОЛОБОВ, В.Ф. НИКИФОРОВ,
А.В. САФРОНОВ, С.Р. РЕКЛИНСКИЙ, А.В. УСТИНОВ

Рассматриваемый импульсный регулятор тока реализует принцип «токового коридора», поэтому обладает достаточно высокими энергетическими и массогабаритными показателями (рис. 1).

Активно-индуктивная нагрузка включается

между коллекторами транзисторов VT1 и VT2 через дроссель Dr и резистор R20. Эти элементы, а также диоды VD1 и VD2 относятся к силовой части регулятора. Цепь управления состоит из цепей заряда и разряда конденсатора C2, опе-

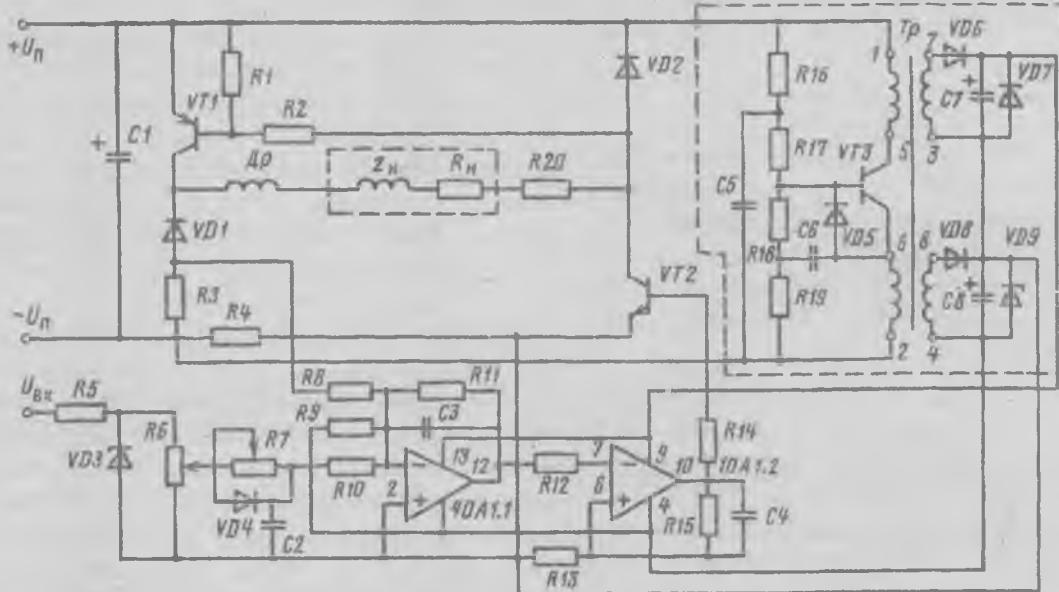


Рис. 1. Схема импульсного регулятора тока

рационного усилителя $DA1.1$, компаратора $DA1.2$ и резисторов обратной связи $R3$ и $R4$.

Приведенная мостовая схема импульсного регулятора обеспечивает регулирование тока в нагрузке и рекуперацию энергии нагрузки в источник питания.

До прихода импульса управления напряжение на резисторах $R5$ и $R6$ равно нулю. Напряжение на конденсаторе $C2$ и резисторе $R10$ также равно нулю. Транзисторы силовой цепи $VT1$ и $VT2$ закрыты, ток нагрузки равен нулю, ток через резисторы $R3$ и $R4$ не протекает и напряжение на них равно нулю. На входах операционного усилителя $DA1.1$, содержащего резисторы $R8$ и $R10$, напряжение также равно нулю. На средний вход ОУ через $R9$ подано постоянное смещение $\Delta U_{cm} = 5,6$ В, что на выходе усилителя задает постоянное положительное смещение, определяемое отношением $R11$ и $R9$ и равное $\frac{R_{11}}{R_9} \Delta U_{cm} = 0,6$ В. Это напряжение подано на инвертирующий вход компаратора $DA1.2$. На выходе компаратора напряжение отрицательное, близкое к напряжению источника питания компаратора, и составляет около -5 В. Делитель, включающий резисторы $R13$ и $R15$, определяет гистерезисную зону компаратора, которая принята $\Delta U = \pm 0,13$ В. Отрицательное напряжение компаратора удерживается в закрытом состоянии транзистор $VT2$ силовой части цепи. По резистору $R1$ ток не протекает, потенциал базы транзистора $VT1$ равен потенциальному его эмиттера и он закрыт.

Рассмотрим работу регулятора при частоте $f=2$ Гц, при ширине импульса $T_i=0,018$ с, при верхнем положении подвижного контакта RG и левом крайнем $R7$ ($R7$ полностью выключено). После прихода первого импульса на систему управления ($t=0$) конденсатор $C2$ начинает заряжаться с напряжения, равного нулю, с постоянной времени для нашего случая:

$$\tau = \frac{R_5 \cdot R_6}{R_5 + R_6} C_2 = 0,26 \cdot 10^{-3} \text{ с.} \quad (1)$$

В выражение (1) включены только параметры низкоомной части цепи, так как сопротивлением $R10$ и сопротивлением диода $VD4$ в прямом направлении можно пренебречь, если учесть их малый вклад в скорость заряда конденсатора $C2$. Напряжение на конденсаторе растет по экспоненте:

$$U_{C_2}(t) = U_m (1 - \exp(-t/\tau)), \quad (2)$$

где для конкретного рассматриваемого случая $U_m = U_i \frac{R_6}{R_5 + R_6} = 15$ В; U_i — сигнал от системы управления (рис. 2).

Зависимость (2) изображена на рис. 3. Стабилитрон $VD3$ имеет напряжение стабилизации

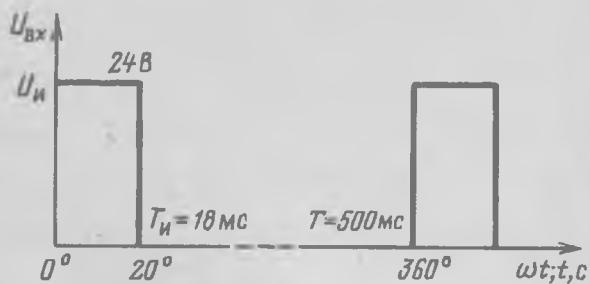


Рис. 2. Импульс на входе системы управления ($f=2$ Гц)

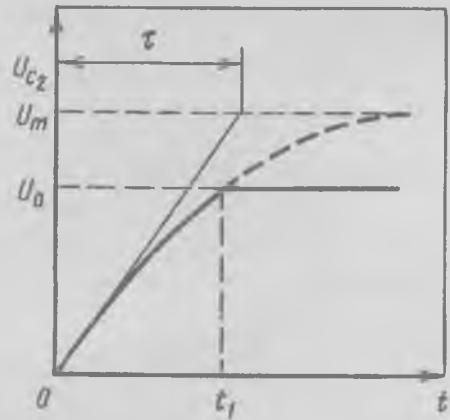


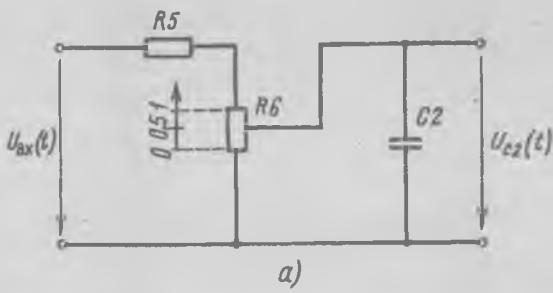
Рис. 3. Изменение напряжения на конденсаторе $C2$

10 В и в начале заряда конденсатора не оказывает никакого влияния на этот процесс. Когда напряжение на конденсаторе достигает значения 10 В, стабилитрон фиксирует в момент t_1 это напряжение, и дальнейший рост напряжения на конденсаторе прекращается. Длительность переднего фронта импульса на конденсаторе составит согласно (2) $0,29 \cdot 10^{-3}$ с.

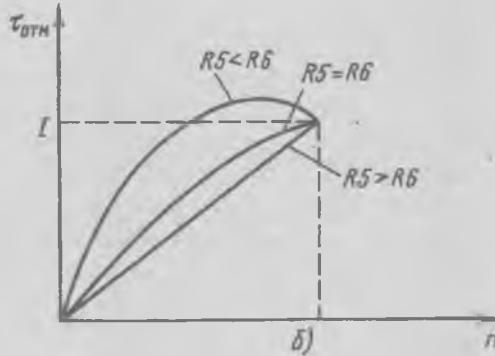
Необходимо оценить влияние сопротивлений резисторов $R5$ и $R6$ и положения контакта $R6$ на передний фронт импульса и значение величины U_0 . На рис. 4 представлена цепь заряда конденсатора $C2$, причем нижнее положение подвижного контакта n будет соответствовать $n=0$, верхнее $n=1$. Тогда амплитуда напряжения на конденсаторе

$$U_m = n U_0. \quad (3)$$

Постоянная времени существенно зависит не только от положения подвижного контакта n , но и от соотношения $R5$ и $R6$. Зависимость постоянной времени заряда конденсатора $C2$ в относительных единицах приведена на рис. 4, б. Если $R5 > R6$, то постоянная времени заряда изменяется практически линейно от n . Если $R5 < R6$, то постоянная времени будет иметь максимум при $n < 1$, что существенно



a)



b)

Рис. 4. Цепь (а) и режимы (б)
заряда конденсатора C_2

больше значения $n=1$. Поэтому следует выбирать $R5 \geq R6$, что дает однозначность между положением подвижного контакта $R6$ и передним фронтом входного напряжения операционного усилителя $DA1.1$ по входу $R10$.

Оценим влияние обратной связи $R11, C3$ усилителя. Постоянная времени обратной связи $\tau_1 = R_{11} \cdot C_3 = 110 \cdot 10^3 \cdot 51 \cdot 10^{-12} = 5,6 \cdot 10^{-6}$ с.

Как правило, $\tau_1 \ll \tau$, поэтому влиянием конденсатора $C3$ на диаграмму процессов $OY DA1.1$ можно пренебречь.

Напряжение выхода OY складывается из трех слагаемых в соответствии с количеством входов усилителя. Пронумеруем входы сверху вниз числами 1, 2, 3, они же будут служить индексами у соответствующих коэффициентов усиления по каждому входу и их напряжений. Тогда напряжение OY :

$$U_{\text{вых}}(t) = -(k_{10} U_1(t) + k_{20} U_2(t) + k_{30} U_3(t)), \quad (4)$$

где $k_1 = R11/R8 = 12,1$; $k_2 = R11/R9 = 0,11$; $k_3 = R11/R10 = 1$; $U_1(t) = -R_3 i_h(t) - R_4 i_h(t)$; $U_2(t) = -5,6$ В; $U_3(t) = U_{C_2}(t)$.

Следует отметить, что ток нагрузки при открытых транзисторах протекает по ним и резистору $R4$, при закрытых — по диодам $VD1$ и $VD2$ и резистору $R3$. Если $R3 = R4$, то при любом режиме $U_1(t) = -1 \cdot i_h(t)$. Здесь множитель -1 подчеркивает тот факт, что слагаемые имеют одинаковую размерность. Конкретное решение имеет вид (рис. 5):

$$U_{\text{вых}}(t) = 12,1 i_h(t) + 0,6 - U_{C_2}(t). \quad (5)$$

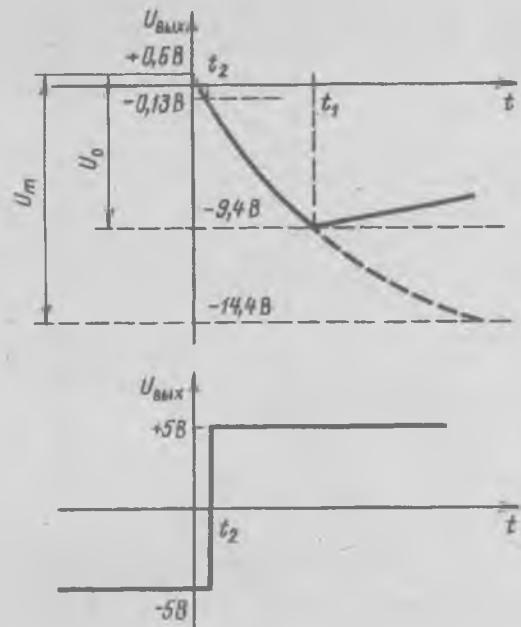


Рис. 5. Напряжение на выходе OY

Видно, что в моменты времени $t \in [0, t_1]$ компаратор $DA1.2$ находится в исходном состоянии и напряжение его выхода равно -5 В, транзисторы $VT1$ и $VT2$ закрыты, ток нагрузки равен нулю. Когда $U_{\text{вых}}(t)$ достигает границы гистерезисной зоны компаратора, последний сигнал меняет свое состояние (от -5 В до $+5$ В), что вызывает открытие силовых транзисторов $VT2$ и $VT1$ (последовательность указания номеров транзисторов соответствует причинно-следственной связи прохождения процессов открытия транзисторов силовой части цепи). В момент t_1 ток в нагрузке z_h начинает нарастать. Время задержки t_1 открытия силовых транзисторов по отношению к переднему фронту импульса управления можно определить из выражения:

$$U_{\text{вых}}(t_1) = -14,4 + 15 \exp(-t_1/\tau) = -0,13 \text{ В}. \quad (6)$$

В данном конкретном случае ($i_A = 0$) оно будет не более $t_2 = 53 \cdot 10^{-6}$ с, что позволяет считать открытие $VT1$ и $VT2$ мгновенным (при указанных положениях $R6$ и $R7$).

Как только ток нагрузки начнет расти, начнет действовать обратная связь по цепи: резистор $R4$, вход OY с $R8$, OY , компаратор, база транзистора $VT2$.

Нарастание тока нагрузки i_h вызывает увеличение напряжения на $R4$, что приводит к росту напряжения на выходе OY .

Если принять эквивалентное сопротивление силовой цепи $R_s = 6,15$ Ом, $L_s = L_h + L_{\text{др}} = 0,176$ Гн, то после первого открытия силовых транзисторов ток нагрузки нарастает по экспоненте, на-

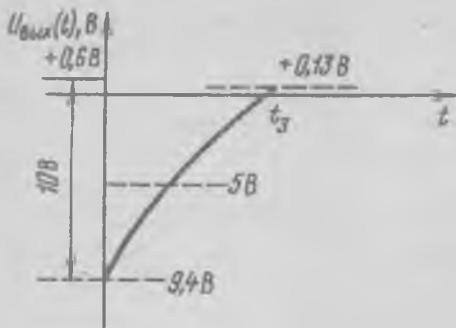


Рис. 6. Выходное напряжение ОУ при открытии транзисторов

чиняя с нуля (рис. 6)

$$i_h(t) = I_m (1 - \exp(-t/\tau_h)), \quad (7)$$

где $I_m = U_p/R_s = 4,4$ А — установившееся значение тока нагрузки; $\tau_h = L_s/R_s = 29 \cdot 10^{-3}$ с — постоянная времени нагрузки.

Сравнивая постоянную времени заряда конденсатора $C2$ $\tau = 0,26 \cdot 10^{-3}$ с с постоянной времени нагрузки, заключаем, что в первые мгновения после момента t_1 напряжение выхода ОУ в основном определяется быстрым ростом напряжения на конденсаторе $C2$. Обратная связь действует на два порядка медленнее процесса заряда конденсатора $C2$. Медленное увеличение $U_{вых}(t)$ на рис. 5 после момента t_2 отрицает действие обратной связи. Силовые транзисторы $VT1$, $VT2$ находятся в открытом состоянии до тех пор, пока напряжение $U_{вых}(t)$ не достигнет значения гистерезисной границы компаратора, уровня $+0,13$ В (момент времени t_3) (рис. 6). Вычислим это время для контрольного примера. Из (5) следует, что ток $i_h(t_3) = 0,78$ А. Тогда, используя (7), получаем $t_3 = 5,1 \cdot 10^{-3}$ с. В момент t_3 компаратор переключается: напряжение на его выходе скачком изменится со значения $+5$ В до -5 В, что вызывает закрытие транзисторов $VT2$ и $VT1$, ток нагрузки переключается с транзисторов на диоды $VD1$ и $VD2$. Происходит разряд индуктивности на источник питания 27 В с той же постоянной времени (если считать падение напряжения на диодах и транзисторах примерно одинаковым). Коммутация транзисторов, вызывающая изменение пути нагрузки, не влияет на обратную связь. После закрытия транзисторов ток нагрузки уменьшается, напряжение на выходе ОУ стремится к нижней границе гистерезисной зоны компаратора — $-0,13$ В и в момент её достижения последний переключается, транзисторы вновь открываются и ток нагрузки начнет нарастать. Напряжение на выходе ОУ $U_{вых}(t)$ снова начинает стремиться к верхней границе гистерезисной зоны, в момент ее достижения тран-

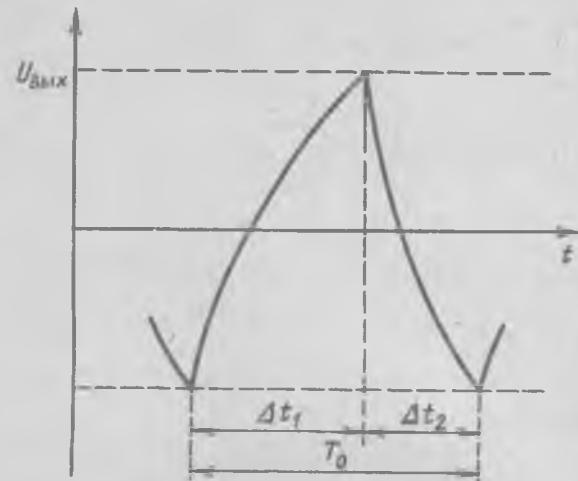


Рис. 7. Напряжение на выходе ОУ при действии импульса управления

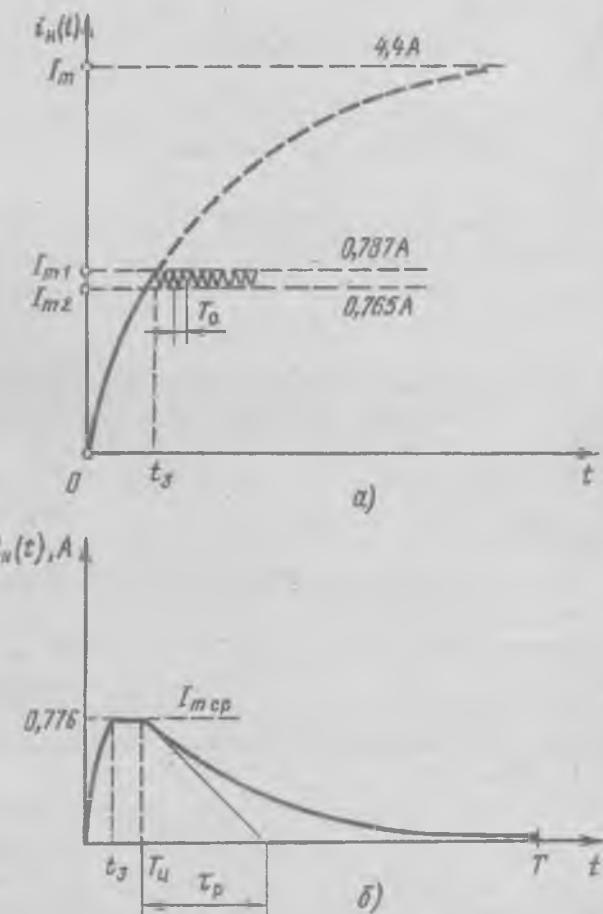


Рис. 8. Работа ключа «токовым коридором» ($t_3 = 5,1$ мс; $T_h = 18$ мс; $T = 500$ мс; $t_p = 69$ мс)

зисторы закроются и т. д. (описан процесс при заряженном $C2$).

Период колебаний системы определим следующим образом. Форма выходного напряжения ОУ пилюобразная, состоящая из участков нарастания и спадания экспоненты.

Постоянная времени экспонент определяется

параметрами нагрузки и последовательно включенных элементов, которые не меняются.

Подставим в (5) значение тока из (7), тогда

$$\Delta t_1 = 0,174 \cdot 10^{-3} \text{ с}, \Delta t_2 = 0,812 \cdot 10^{-3} \text{ с}.$$

Период колебаний $T_0 = \Delta t_1 + \Delta t_2 = 0,986 \cdot 10^{-3}$ с, что соответствует частоте $f = 1015$ Гц (рис. 7).

Ток нагрузки изображен на рис. 8, а, причем значения $I_{m1} = 0,787$ А и $I_{m2} = 0,765$ А получены из (7) при $U_{\text{вых}}(t) = +0,13$ В, $U_{\text{вых}}(t) = -0,13$ В соответственно.

Описанный процесс для $t \in [0, T_i]$ приводит к стабилизации тока нагрузки в пределах 0,787–0,765 А. Когда импульс управления равен $t = T_i$, то работа регулятора изменится. Конденсатор C_2 разряжается на резисторы R_7 и параллельно соединенные R_5 и R_6 с постоянной времени

$$\tau_p = \left(\frac{R_6 R_5}{R_6 + R_5} + R_7 \right) C_2 = 69 \cdot 10^{-3} \text{ с}.$$

Регулятор будет поддерживать ток нагрузки, спадающий по экспоненте с этой постоянной времени (рис. 8, б). Постоянная составляющая тока нагрузки

$$I_0 = \int_0^T i_H(t) dt = 0,13 \text{ А.}$$

Постоянную времени спада можно регулировать от значения $69 \cdot 10^{-3}$ с до постоянной времени нагрузки $\tau_h = 29 \cdot 10^{-3}$ с резистором R_7 , что позволяет регулировать среднее значение тока в период $(t_3 - T_i)$:

$$I_{mc} = \frac{I_{m1} + I_{m2}}{2},$$

а также постоянную составляющую тока I_0 .

Экспериментальная проверка работы ключа проводилась при частотах сигнала управления $f_y = 2 \div 12$ Гц на индуктивность $L_3 = 0,156$ Гн при использовании дросселя защиты от короткого замыкания 0,02 Гн.

Осциллограммы на рис. 9, а, б, в, г иллюстрируют работу ключа при регулируемой задержке $\alpha = 0, 90^\circ$ и 180° . Из осциллограммы на рис. 9 видно, что ключ имеет хорошую ре-

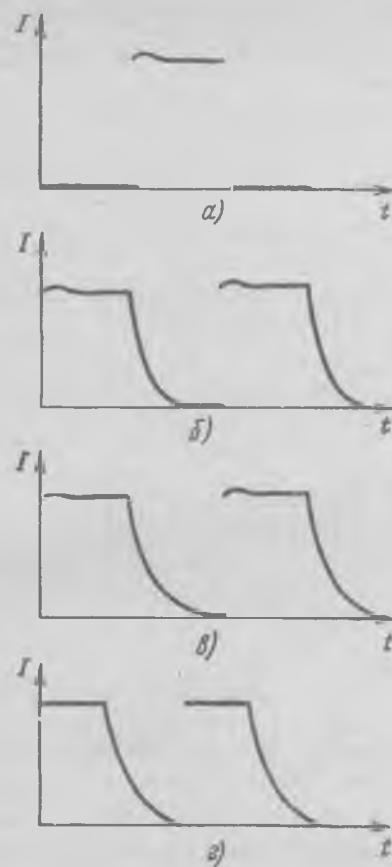


Рис. 9. Осциллограммы, иллюстрирующие работу ключа при частоте управления $f_y = 2$ Гц (а, б, в) и 12 Гц (г) и угле управления $\alpha = 0$ (а), 90° (б), 180° (в, г)

гулировочную способность: при низшей рабочей частоте $f_y = 2$ Гц время спадания обеспечивается до 250 мс, задний фронт регулируется до $90 \div 100^\circ$. Шире регулировочные возможности ключа при частоте 12 Гц (рис. 9, г). Для испытания режима стабилизации тока осуществляется режим «короткого» замыкания нагрузки, причем при остаточном сопротивлении защитного дросселя $L_d = 0,02$ Гн, $R_d = 1,15$ Ом ток составил 0,784 А, что в сравнении с рабочим током 0,78 А ($R_h = 5$ Ом, $L_3 = 0,176$ Гн) показывает удовлетворительную работу ключа в режиме «токового коридора».

Список литературы

- Леоненко Л.И. Полупроводниковые форсирующие схемы. М.: Энергия, 1974.

Ферродинамический трансформатор

Л.И. АСТАФЬЕВ

В современной технике обычна картина, когда за тем или иным устройством тянутся кабели, воздухо- и маслопроводы. Передача энергии из механических систем с подвижными звенями является проблемой, особенно проявившей себя в робототехнике и на транспорте. На транспорте, например, эту проблему пытаются решить даже с помощью вольтовой дуги [1].

Теория статического трансформатора изучается в курсах электромашин, но в конструктивном плане эти устройства, очевидно, различны.

В обобщенной аксиальной машине [2] синтезируются конструктивные принципы построения аксиальных электромашин, бронестержневых трансформаторов [3] и физические свойства двухтактных магнитных схем [4]. При этом новое устройство, которое может быть названо ферродинамическим трансформатором, может работать не только в известных режимах (двигателя или генератора), но и в режиме бесконтактной передачи электроэнергии на подвижные объекты (робототехнический комплекс, моторный вагон на линейном транспортере, горнорудный комбайн и т. п.). Конструктивно ферродинамический трансформатор — это обобщенная аксиальная электромашинна, развернутая на плоскость. При этом в окне индуктора (или реактора) размещается дополнительная — трансформаторная обмотка.

Машина выполняется в линейном (передача электроэнергии в моторные вагоны, другие линейные объекты) или в линейно-кольцевом (передача энергии на вращающиеся платформы) вариантах. Ниже будет показано, что можно создать линейно-кольцевые трансформаторы с высокими удельно-массовыми показателями и КПД. Параметры линейных трансформаторов несколько ухудшаются из-за потерь и рассеяния магнитного потока в путевой части.

Ферродинамический трансформатор состоит из множества стержневых магнитопроводов, образующих двухтактные ячейки [2, 4]. По ширине машины $L_{\text{щ}}$ размещается N_m ячеек, где N — целое число; m — число фаз; по длине L_d размещается $z = L_d / \tau_{\text{ц}}$ ячеек в каждой фазе, где $\tau_{\text{ц}}$ — зубцовое деление. На рис. 1 показана первая ячейка одной из фаз.

В линейном варианте число стержневых магнитопроводов в путевом полотне определяется его длиной. Статор может быть распределен на секции по числу вагонов или платформ с исполнитель-

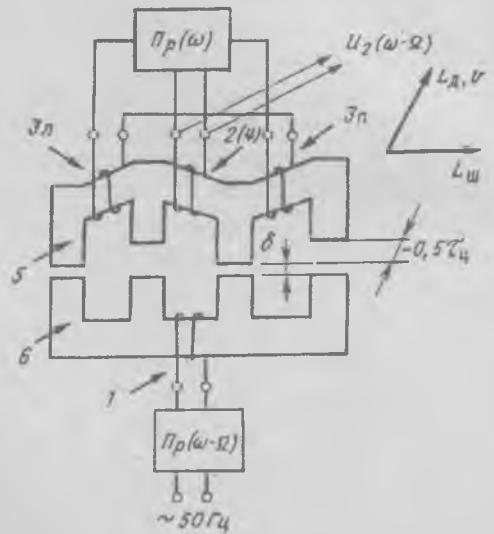


Рис. 1. Схема бесконтактной передачи электроэнергии (и силы тяги) на подвижный объект (вариант ФТ-Д)

ными механизмами N_b . В этом случае $z_{\text{секц}} = z / N_b$ и $L_{\text{секц}} = L_d / N_b$.

Стержневые магнитопроводы вклеиваются в пазы, фрезеруемые в корпусе статора и путевом полотне. Последние должны выполняться из немагнитных материалов. В качестве материала для путевого полотна можно попробовать применить бетон, керамические и другие материалы, приемлемые с экономической точки зрения. Возможна и может оказаться полезной сборно-разборная конструкция путевого полотна. Корпус статора может выполняться из легкого сплава, пластмассы и т. п.

Пазы фазных ячеек статора фрезеруются относительно друг друга со сдвигом по длине L_d на треть ($0, \tau_{\text{ц}}/3; 2\tau_{\text{ц}}/3$) цикла движения. Магнитопроводы выполняются из листовой стали. Магнитопроводы статора изгибаются (на рис. 1, 2 это показано условно) и склеиваются под прессом так, чтобы четные зубцы были сдвинуты относительно нечетных на $0,5\tau_{\text{ц}}$. Соответственно сдвигаются фазы гармонических составляющих магнитной проводимости под каждым зубцом. Пренебрегая высшими гармониками, можно написать

$$\lambda_{\text{ц}} = \lambda_{\text{ц}}(0) + \lambda_{\text{ц}}(1) \cos(\Omega t - \alpha_{\phi}), \quad (1)$$

где $\Omega = 2\pi f_{\Omega}$ и $f_{\Omega} = v / \tau_{\text{ц}}$ — частота пульсаций проводимости; v — скорость перемещения статора.

Проводники обмотки 1 протягиваются в окнах стержневых магнитопроводов по всей длине путевого полотна и соединяются на концах по известным правилам. Проводники обмоток 3 и 2(4) протягиваются по длине статора L_d или $L_{\text{секц}}$. Обмотки 3 $_l$ и 3 $_p$ в каждой фазе соединяются последовательно-встречно. Электрическая схема на рис. 1 дана для одной фазы. Обмотки показаны условно — намотанными на стержневой магнитопровод.

Обмотка 1 (первичная обмотка трансформатора) подключается к преобразователю Pr частоты $f_{\omega}-\Omega$. Трансформатор, в принципе, может работать непосредственно от сети 50 Гц, если реализуются варианты с медленными перемещениями объекта (удельная сила тяги не зависит от частоты). Однако высокие удельно-массовые показатели в ферродинамических трансформаторах можно получить только на повышенных частотах, поскольку удельная мощность пропорциональна частоте.

Расчет вариантов показывает, что наивысшие показатели в линейно-кольцевых машинах можно получить (с учетом свойств современных сталей) на частотах 1,5—3,5 кГц. При реализации линейных машин, по-видимому, будет необходимо наладить производство проводников, kleеных из алюминиевой фольги или тонкой ленты.

С совместной обмоткой 2(4) (2 — вторичная обмотка трансформатора; 4 — обмотка возбуждения двигателя) энергия подается потребителям на движущемся объекте и частично в преобразователь Pr частоты f_{ω} . Ток частоты f_{ω} из преобразователя подается в первичную обмотку 3 двигателя, осуществляющую преобразование координат электроэнергии и движение объекта.

Многие термины, используемые в теории электромашин, в приложении к машинам поступательного действия приобретают двойственный, часто неприемлемый смысл. Например, движущуюся часть некоторые авторы называют «ротором», но очевидно, что в таких машинах нет вращающихся узлов. Двойственность терминов, а также условных обозначений усиливается в приложении к рассматриваемой трехобмоточной машине. Здесь будем придерживаться терминов и условных обозначений, принятых в [2, 4].

Стержневые магнитопроводы на подвижном объекте будем называть статором 5, в путевой части — якорем 6. Части магнитопроводов статора и якоря с обмотками 3 в окнах будем называть реактором, с обмоткой 4 — индуктором (возбудителем). Индуктор и реактор в двухтактной схеме обратимы подобно статору и ротору в радиальных машинах: процессы будут различаться лишь деталями, если обмотки 1 и 2(4) разместить в крайних окнах, а обмотку 3 — в центральном окне.

Машину в целом, ее трансформатор и дви-

житель, следовало бы называть «ферродинамическими» (ФДМ, ФТ, ФД). Общепринятый термин «индукторная машина» мало что объясняет, а к ферродинамическому трансформатору явно не подходит.

На рис. 1 показан один из вариантов построения трехобмоточной машины. Обозначим этот вариант аббревиатурой ФТ-Д. На рис. 2 дан еще один вариант — ФД-Т. Ниже будет показано, что этот вариант исполнения позволяет создать наиболее экономичный двигатель для скоростного транспорта. На рис. 2: 3(1) совместная первичная обмотка двигателя и трансформатора; 2 — вторичная обмотка трансформатора; 4 — обмотка возбуждения двигателя. Обмотка возбуждения подключена к вторичной обмотке трансформатора через выпрямитель V . Индуктор и реактор в этом варианте также обратимы. Варианты исполнения ФТ не исчерпываются перечисленными. В принципиальном отношении все варианты сводятся к показанным на рис. 1, 2.

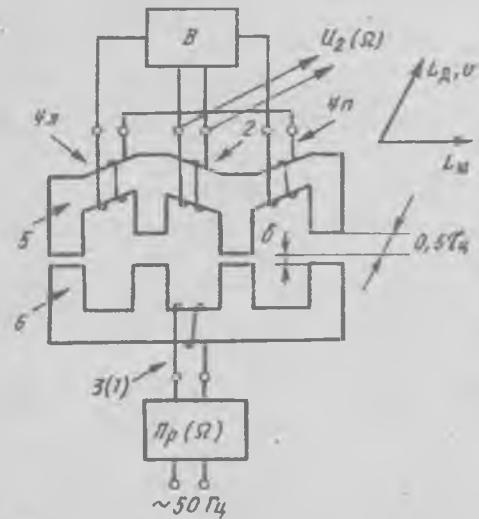


Рис. 2. Схема бесконтактной передачи силы тяги (и электроэнергии) на подвижный объект (вариант ФД-Т)

Вариант ФТ-Д. Электромагнитную схему фазной ячейки по рис. 1 можно представить в виде, показанном на рис. 3. Схеме соответствует матрица:

$$\begin{vmatrix} r_1+r_2 & -r_2 & 0 & F_p \\ -r_2 & r_2+r_3 & -r_3 & F_u \\ 0 & -r_3 & r_3+r_4 & F_p \end{vmatrix}, \quad (2)$$

где r_i — магнитные сопротивления в зазоре (с учетом сдвига зубцов статора относительно зубцов якоря); F_u — МДС обмоток индуктора; F_p — МДС одной обмотки реактора. Величины, относящиеся к процессам возбуждения, будем отмечать знаком ', к процессам реакции — ''.

Индукция в зазоре ФДМ выбирается из ус-

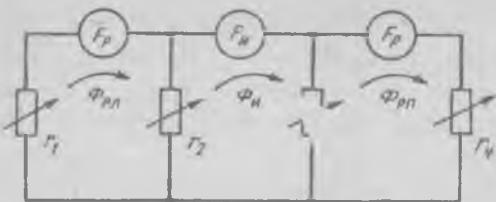
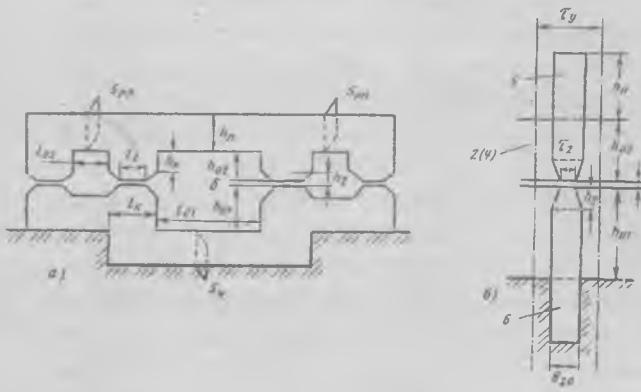


Рис. 3. Электромагнитная схема двухтактной ячейки

ловия $B_\delta \leq B_{\delta\text{крит}}$. Это позволяет пренебречь нелинейностью магнитной цепи и, используя принцип наложения, раздельно исследовать потоки возбуждения и реакции в основных сечениях ($S_{p\mu}$, S_u , $S_{p\mu}$ — на рис. 4). Из формулы (2) и рис. 3 при $F_p = 0$ можно найти намагничивающий поток ФТ (поток возбуждения Φ_D):

$$\left. \begin{aligned} \Phi_{p\mu} &\equiv F_u 0,5 \lambda_{\mu(0)} + F_u 0,5 \lambda_{\mu(1)}; \\ \Phi_u &\equiv F_u 0,5 \lambda_{\mu(0)} + F_u 0,5 \lambda_{\mu(0)}; \\ \Phi_{p\mu} &\equiv F_u 0,5 \lambda_{\mu(0)} - F_u 0,5 \lambda_{\mu(1)}. \end{aligned} \right\} \quad (3)$$



$$l_{01} = a \tau_{\text{ц}} \quad \text{и} \quad h_{01} = B_1 \tau_{\text{ц}}.$$

Перейдем к анализу процессов в движителе ФТ-Д. Движитель может работать, в принципе, в различных режимах на переменном токе. В варианте по рис. 1, по-видимому, наиболее целесообразно использовать режим двойного питания (МДП), поскольку необходимая для работы движителя МДС возбуждения создается обмотками 1 и 2 ФТ [формула (4)].

Тогда сечение первичной обмотки ФТ: $s_1 = k_{3e} ab_1 \tau_{\text{ц}}^2$ и ток

$$I_1 = k_{3e} ab_1 \tau_{\text{ц}}^2 \Delta_h / w_1. \quad (10)$$

Полагаем, что потери в стали, рассеяние потока и потери в проводниках обмотки 1 компенсируются преобразователем $Pr(\omega - \Omega)$. Мощность, передаваемую на выходные клеммы ФТ, можно определить через реактивную мощность

$$P_{\text{ФТ}} = NL_d \tau_{\text{ц}} l_z f_{\omega - \Omega} B_\delta^2 k_{\text{ФТ}} \eta_2 k_\psi \times \cos qrc \sin I/k_\psi. \quad (11)$$

Коэффициентом η_2 учитываются потери активной мощности в обмотке 2, коэффициент $k_\psi = I_1/I_\mu \approx 2/4$ определяется приемлемыми размерами окна и сечений обмоток 1 и 2 (коэффициентами a, b_1 и $b_2 = h_{02}/\tau_{\text{ц}}$). Основные данные расчета ФТ приведены в табл. 1–4.

Исходя из соотношения содержания меди и алюминия в земной коре (дефицита меди), следует считать неприемлемым использование меди

в путевой части машин поступательного действия. Эта проблема решается в аксиальных электромашинах [2]. В табл. 3 приведены данные первичной обмотки ФТ, выполненной из алюминия. В линейно-кольцевом ФТ расход алюминия составляет всего $31 \cdot 10^{-3}$ кг/(кВ·А). Аналогичный расход алюминия и другие параметры в обмотке 2 статора. Возможен минимальный расход электротехнической стали (табл. 4).

Расчет погонных сопротивлений (табл. 3) показывает, что путевая часть линейного ФТ может составлять до ± 1 км от места установки преобразователя. При этом потери в обмотке 1 и рассеяние потока будут находиться в приемлемых пределах. Расход стали примерно равен массе 2 км железнодорожных рельсов.

Аксиальная машина в режиме МДС была испытана автором в одной из лабораторий ВВМИ-ОЛУ в 1956 г. Токи в обмотках и ЭДС наблюдались на экране осциллографа ЭО-7. Полное исследование режима МДП в аксиальных электромашинах не является целью статьи. Поэтому дадим лишь краткое обоснование работы ФД МДП как элемента ФТ.

Из теории электромагнетизма известно, что две катушки с токами i_i и i_p или их магнитная система всегда стремятся занять положение, соответствующее максимуму потокосцепления. Множество зубцов в предлагаемой машине, сдвинутых относительно друг друга по перечисленным правилам, создают в зазоре магнитное поле, изменяющееся во времени по длине L_d и ширине

Таблица 1

$D, \text{м}$	$L_d, \text{м}$	$L_{\text{ш}}, \text{м}$	$\tau_{\text{ц}} \times 10^{-3}, \text{м}$	$l_z \times 10^{-3}, \text{м}$	$\delta \cdot 10^{-3}, \text{м}$	$\tau_z \times 10^{-3}, \text{м}$	$h_z \times 10^{-3}, \text{м}$	$b_{z0} \times 10^{-3}, \text{м}$	$l_{01} \times 10^{-3}, \text{м}$	$l_{02} \times 10^{-3}, \text{м}$	$R_{01} \times 10^{-3}, \text{м}$	$h_{02} \times 10^{-3}, \text{м}$	$h_{\text{п}} \times 10^{-3}, \text{м}$
8,59	27,0	1,07	15,0	15,0	0,24	5,83	5,39	7,0	51,7	18,1	22,0	16,6	17,5

Таблица 2

z	$f_{\omega - \Omega}, \text{Гц}$	$\Phi_{\text{Н}}'(\omega - \Omega) \cdot 10^{-6}, \text{Вб}$	$F_i, \text{А}$	$P_\mu, \text{kV}\cdot\text{A}$	$I_\mu, \text{А}$	k_ψ	$I_1, \text{А}$	$P_{\text{ФТ}}, \text{kV}\cdot\text{A}$	
1800	1500	110	—	404,4	2269	35,9	3	107,6	6433

Таблица 3

Линейно-кольцевой ФТ					Линейный ФТ				Обмотка 2		
$S_1 \cdot 10^{-6}, \text{м}$	$G_{\varepsilon 1}, \text{кг}$	$P_{\varepsilon 1}, \text{kVt}$	w_1	$E_1, \text{В}$	$G_{\varepsilon 1}, \text{кг/м}$	$P_{\varepsilon 1}, \text{kVt/m}$	$r_1 \cdot 10^{-3}, \text{Ом/м}$	$X_{\varepsilon 1} \cdot 10^{-3}, \text{Ом/м}$	w_2	$E_2, \text{В}$	η_2
455,3	199,2	11,95	8	10549	7,38	0,442	6,38	93,7	3	3956	0,998

Таблица 4

Якорь			Статор		Потери P_μ (кВт) на частоте			
G_μ	$G_\mu/P_{\text{ФТ}}$		G_μ	$G_\mu/P_{\text{ФТ}}$	$f_{\omega - \Omega}$	f_w	$f_{\omega + \Omega}$	$f_{\omega - 2\Omega}$
кг	кг/м	кг/(кВ·А)	кг	кг/(кВ·А)				
2015	74,6	0,31	2138	0,33	184,5	14,1	2,27	1,46

$L_{\text{ш}}$ зазора.

Можно показать [7], что в ферродинамическом движителе m пар обмоток с токами $i_{\text{и}}$ и $i_{\text{р}}$ имеют максимум потокосцепления, когда

$$f_{\text{и}} + f_{\Omega} = f_{\text{р}}. \quad (12)$$

В машинах радиального исполнения, как известно, этому условию соответствует неподвижность относительно друг друга вращающихся полей статора и ротора.

В аксиальных электромашинах движение полей носит более сложный характер. Всплеск индукции под зубцом статора происходит, когда последний проходит над зубцом якоря. Движение переднего фронта этого всплеска совпадает с направлением магнитной силы. Всплески перемещаются при движении от одной фазной ячейки к другой. В результате магнитное поле на всей поверхности S зазора ФД волнообразно колеблется. В этих колебаниях можно выделить прямобегущие волны, создаваемые основными (m -фазными) потоками индуктора и реактора. При этом условие взаимной неподвижности полей остается тем же, что и в радиальных машинах.

Из формулы (2) и рис. 3 при $F_{\text{и}}=0$ можно найти составляющие магнитного потока от МДС $F_{\text{р}}$:

$$\left. \begin{array}{l} \Phi_{\text{р},\text{л}} \equiv F_{\text{р}} 0,5 \lambda_{\text{и}(0)} + F_{\text{р}} 0,5 \lambda_{\text{и}(1)}; \\ \Phi_{\text{и}}'' \equiv F_{\text{р}} 0,5 \lambda_{\text{и}(1)} + F_{\text{р}} 0,5 \lambda_{\text{и}(0)}; \\ \Phi_{\text{р},\text{п}} \equiv -F_{\text{р}} 0,5 \lambda_{\text{и}(0)} + F_{\text{р}} 0,5 \lambda_{\text{и}(1)}. \end{array} \right\} \quad (13)$$

Непосредственно из формулы (13) видно: однонаправленные составляющие потока $F_{\text{р}} 0,5 \lambda_{\text{и}(1)}$ в сечениях реактора нейтрализуются, поскольку обмотки Зл и Зп включены последовательно-встречно. Эти составляющие индуцируют в обмотке 4(2) ЭДС реакции.

Составляющие $F_{\text{р}} 0,5 \lambda_{\text{и}(0)}$ в сечениях $S_{\text{р},\text{л}}$ и $S_{\text{р},\text{п}}$ направлены встречно. Эти составляющие индуцируют в обмотках Зл и Зп ЭДС самоиндукции.

ЭДС самоиндукции в обмотках Зл и Зп не зависит ($\equiv \lambda_{\text{и}(0)}$) от перемещения статора относительно якоря.

Результирующий поток в сечениях $S_{\text{р}}$ создается совместным действием независимых МДС $E_{\text{р}}$ и $E_{\text{и}}$:

$$\left. \begin{array}{l} E_{\text{р},\text{рез}} = E_{\text{и}} + E_{\text{р}}; \\ E_{\text{р},\text{рез}} = E_{\text{р}(\omega)} + k_s E_{\text{р}(\omega)} = -U_{\text{пр}(\omega)}. \end{array} \right\} \quad (14)$$

Таким образом, по сумме перечисленных признаков ферродинамический двигатель эквивалентен асинхронно-синхронной машине в режиме двойного питания.

Синусоидальные МДС $F_{\text{и}} \cos(\omega t - \Omega t - \alpha_{\phi})$ и $F_{\text{р}} \sin(\omega t - \alpha_{\phi})$ в цепи с переменной проводимостью (1) возбуждают пары потоков (биения) раз-

ной частоты. Из уравнений (3) и (13) легко получить формулы для этих потоков. С обмоткой реактора сцеплены потоки возбуждения:

$$\Phi_{\text{р}(\omega)} = k_{\mu} F_{\text{и}} \mu_0 l_z k_{\Delta} k_{\Phi} k_{\Gamma} 0,25 \lambda_{\text{и}(1)}, \quad (15)$$

$$\Phi_{\text{р}(\omega-2\Omega)} = \Phi_{\text{р}(\omega)}$$

и собственный поток (самоиндукции)

$$\Phi_{\text{и}(\omega)} = k_{\mu} \sqrt{2} I_3 w_3 l_z \mu_0 0,5 \lambda_{\text{и}(0)}. \quad (16)$$

Элементарными тригонометрическими преобразованиями можно показать, что потоки $\Phi_{\text{р}(\omega)}$ в фазных ячейках сдвинуты относительно друг друга на 120° и (ф-ла (14)) алгебраически суммируются с потоками $\Phi_{\text{р}(\omega)}$ [формула (14)]. Потоки $\Phi_{\text{р}(\omega-2\Omega)}$ в фазных ячейках имеют одну и ту же фазу. ЭДС, индуцируемые этими потоками, не создают токов во внешней цепи реактора, если обмотки соединены в звезду без нулевого провода.

С обмоткой индуктора сцеплены потоки

$$\Phi_{\text{i}(\omega-\Omega)} = k_{\mu} \sqrt{2} I_3 w_3 l_z \mu_0 k_{\Phi} k_{\Delta} k_{\Gamma} 0,5 \lambda_{\text{и}(1)}. \quad (17)$$

$$\Phi_{\text{i}(\omega+\Omega)} = \Phi_{\text{i}(\omega-\Omega)}$$

и собственный поток (возбуждения)

$$\Phi_{\text{i}(\omega-\Omega)} = k_{\mu} F_{\text{i}} \mu_0 l_z \lambda_{\text{i}(0)}. \quad (18)$$

Как и в цепи реактора, потоки $\Phi_{\text{i}(\omega-\Omega)}$ — трехфазные, потоки $\Phi_{\text{i}(\omega+\Omega)}$ — однофазные.

Расчет потерь в стали можно выполнить по [8]. Потоки $\Phi_{\text{р}(\omega-2\Omega)}$, $\Phi_{\text{р}(\omega)}$ и $\Phi_{\text{i}(\omega+\Omega)}$ много меньше основного потока трансформатора — $\Phi_{\text{i}(\omega-\Omega)}$.

Поэтому потери в стали (табл. 4) определяются в основном индукцией $B_{\text{i}(\omega-\Omega)}$. На повышенных частотах велика добротность обмоток. Однофазные потоки $\Phi_{\text{р}(\omega-2\Omega)}$ и $\Phi_{\text{i}(\omega+\Omega)}$ можно подавить практически без ухудшения параметров ФДМ. Обмотки 2 и 3 для этого включаются по схеме треугольника.

Формулу мощности двигателя ФТ можно вывести по методике, подробно изложенной в [4]

$$P_{\text{ФД}} = N L_{\Delta} l_z \tau_{\text{ц}} B_{\delta}^2 f_{\omega} k_{\Phi} k_{\Delta} k_3, \quad (19)$$

где $k_{\Phi} = 0,125 N_{\text{o,p}} m k_{\Phi}^2 k_{\Delta}^2 / \pi \mu_0 k_{\mu}^2$ и $k_3 = k_1^2 \times \delta_R^2 \lambda_{\text{i}(1)}^2 / \lambda_{\text{i}(0)}$.

В расчетах электромашин обычно задаются относительным реактивным сопротивлением $x_0 = E_{\text{р}}' / E_{\text{и}}'$. Полагаем, что $x_0 = 1$. Тогда $\Phi_{\text{р}(\omega)} = \Phi_{\text{р}(\omega)} + \Phi_{\text{i}}'' = k_s \Phi_{\text{р}(\omega)}$ и $E_{\text{р}(\omega)} = k_s E_{\text{р}(\omega)}$. Диаграмма ЭДС и потоков двигателя показана на рис. 5. Диаграмма соответствует формуле (14). Из диаграммы

$$F_{\mu} = N N_{\text{o,p}} m U_{\text{пр}(\omega)} I_{\text{p}} \cos \varphi_3 / f_{\omega} \tau_{\text{ц}} = 6,3 \text{ кН}. \quad (20)$$

Аксиальная машина в режимах двойного пи-

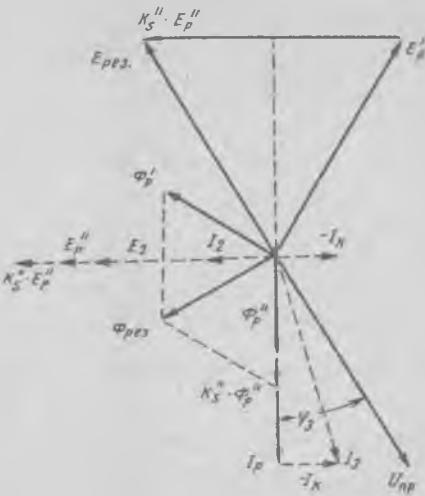


Рис. 5. Диаграмма ЭДС и потоков

тания не является полным аналогом асинхронной классической машины [9], поскольку в ее обмотках 3 и 4 индуцируются ЭДС самоиндукции, пропорциональные $\lambda_{\text{ц}(0)}$ [формулы (3) и (13)].

Соотношение мощностей P_2 и P_3 в ферродинамическом трансформаторе, устройстве с тремя входами, можно определить из анализа ЭДС. В обмотке 2 потоком $\Phi_{\text{ц}(0)}$ [формула (3)] индуцируется трансформаторная ЭДС $E_{\text{тр}2} = \lambda_{\text{ц}(0)}$. В обмотке 3 потоком $0,5\Phi_{\text{ц}(1)}$ [формулы (3), (14) и (15)] индуцируется ЭДС $E_{\text{р}(\omega)}$, которая может быть представлена двумя составляющими: взаимоиндукции и вращения — E_Ω . В рассматриваемом устройстве: $\lambda_{\text{ц}(0)} > \lambda_{\text{ц}(1)}$; $f_\omega - \Omega > f_\Omega$; $E_{\text{тр}2} \gg E_\Omega$ и $P_2 \gg P_3$. Двигатель потребляет из мощности ФТ незначительную часть, зависящую от скорости движения. При остановке в заданной точке путевого полотна вся мощность ФТ может быть передана на силовой щит объекта.

Вариант ФД—Т. В качестве частного примера использования идеи ФТ для решения практических задач можно рассмотреть вопрос электропитания линейных трансформаторных двигателей (ЛАД, ЛСД). В известных проектах из этой области [1] остается нерешенной проблема бесконтактного электропитания моторного вагона. Например, в проекте HSST (Япония) электроэнергия подается в моторный вагон контактными щетками с медных шин, укладываемых по всей трассе. В проекте «Трансрэпид» (ФРГ) по всей трассе укладывается статор ЛСД с медными петлевыми обмотками. Электрооборудование вагона, при этом, питается от автономного источника. На базе ферродинамического трансформатора эта проблема решается элементарно (вариант ФД—Т, рис. 2), поскольку размещение третьей обмотки (трансформаторной) в обобщенной аксиальной машине практически не изменяет ее массы и габарита.

Огромные усилия, затраченные многочислен-

ными научными организациями и учеными [10] на разработке ЛАД и ЛСД, не привели к созданию приемлемого с технико-экономической точки зрения бесконтактного двигателя для высокоскоростного наземного (ВСНТ) транспорта.

Построенные ЛАД и ЛСД отличаются весьма низкими экономическими показателями, КПД и небольшой силой тяги.

Полвека, затраченные на совершенствование этих машин, указывают на бесперспективность применения классического статора в области машин поступательного действия. В [4] было показано, что проблема поступательного электромеханического движения может быть решена на базе галилеева правила «кубов—квадратов». Из рис. 2 и описания видно, что конструкция ФД—Т отвечает этому правилу. Машина отличается линейными обмотками и стержневыми магнитопроводами с минимально возможной удельной массой, высоким КПД и может быть рассчитана на любые необходимые на транспорте (в том числе и грузовом) силу тяги и мощность.

В варианте ФД—Т главным является двигатель. Трансформаторная часть машины служит для бесконтактного возбуждения и электроснабжения моторного вагона.

Двигатель ФД—Т может работать в синхронном режиме или в режимах на постоянном токе. В обмотку 3(1) поступает переменный или коммутируемый ток с частотой, изменяющейся от $f_{\Omega\min}$ (обеспечивающей самовозжение в синхронизм) до $f_{\Omega\max}$ (ограничиваемой потерями в стали или прочностью колеса-опоры). Часть электроэнергии из первичной обмотки трансформатора подается в обмотку 2 и используется для питания обмоток возбуждения 4, электромагнитов стабилизации положения вагонов, другой техники и для бытовых нужд. Обмотки 3(1) и 2 могут использоваться также для обмена информацией.

В расчете ФДМ, как и любой электромашины, имеет значение правильный выбор зазора. По [2]: $\delta_{\text{онт}} = 0,3 \div 0,4$ рад. Из расчета зубцовой зоны: $\lambda_{\text{ц}(1)} = 2,93$; $\lambda_{\text{ц}(0)} = 7,245$; $\lambda_{\text{ц}M} = 10,82$; $k_r = (\lambda_{\text{ц}(1)} + \lambda_{\text{ц}(0)}) / \lambda_{\text{ц}M} = 0,983$, если $\delta_R = 0,3$ ($\delta = 0,72$ мм), $\tau_{z1} = 2,182$; $\tau_{-2} = 2,531$. Полагаем $B_\delta = 0,9$ Тл и $L_d = 50$ м. Статор распределен на секции по числу вагонов N_v . Известна [1] скорость колеса-опоры: $v = 470$ км/ч. Полагаем $v = 111$ м/с. Откуда $f_{\Omega\text{пред}} = 7,4$ кГц.

Анализ режима ФД—Т можно сделать по изложенной методике. Для этого в схеме на рис. 3 и в формулах (2), (3) и (13) достаточно поменять все индексы при величинах Φ и F исходя из схемы размещения обмоток на рис. 2. Не повторяясь в выкладках, изложим результаты анализа. С обмоткой реактора 3(1) сцеплен поток возбуждения

$$\Phi_{\text{р}(\Omega)} = k_\mu F_i \mu_0 l_z k_d k_\Phi k_r \lambda_{\text{ц}(1)} = 51,6 \cdot 10^{-6} \text{ Вб} \quad (21)$$

и собственный (самоиндукции) поток

$$k_s'' \Phi_{p(\Omega)} = k_s'' k_\mu F_p \mu_0 l_z \lambda_{\text{ц}(0)} = 1,3 \cdot 40 \cdot 10^{-6} \text{ Вб. (22)}$$

Из расчета рассеяния потока в путевой части обмотки 3(1): $k_s' = 1,3$. Коэффициент скоса и сдвига зубцов $k_d = 0,955$ определяется при конструктивной проработке ФДМ. Коэффициент перераспределения потока в ветвях двухтактной схемы при насыщении магнитной цепи $k_\phi = 0,97$ определяется из характеристики ХХ. МДС возбуждения обмотки 4:

$$F_i = \delta_R \tau_{\text{ц}} B_\delta / \pi \mu_0 k_\mu' = 1092 \text{ А.}$$

С обмоткой индуктора сцеплены постоянная составляющая потока возбуждения

$$\Phi_{\text{ц}(0)} = k_\mu F_i \mu_0 l_z 0,5 \lambda_{\text{ц}(0)} = 70 \cdot 10^{-6} \text{ Вб (23)}$$

и поток реакции

$$\begin{aligned} \Phi_{\text{ц}(1)} &= k_\mu F_p \mu_0 l_z 0,5 \lambda_{\text{ц}(1)} \cos(\Omega t - \alpha_\phi) \times \\ &\quad \times \sin(\Omega t - \alpha_\phi - x), \end{aligned} \quad (24)$$

состоящий из постоянной составляющей и 2-й гармоники.

Соотношение между МДС F_i и F_p в ферродинамических машинах определяется формулой

$$F_p = \frac{k_\mu k_d k_\phi k_t}{k_s k_\mu} \frac{\lambda_{\text{ц}(1)}}{\lambda_{\text{ц}(0)}} F_i = 0,269 F_i = 293,7 \text{ А. (25)}$$

Определив составляющие потоков в магнитной цепи, можно найти все другие величины, характеризующие предлагаемую машину.

Потери в стали в сечении S_p : $B_\Omega = \Phi_{\text{рез}} / k_3 \mu b_{z0} h_n = 0,4$ Тл. По [8]: $p_\mu = 150$ Вт/кг. В сечениях $S_i = S_p$ и S_k индукция не превышает ($= \lambda_{\text{ц}(0)}$) 0,20 Тл. При этом $p_\mu \leq 40$ Вт/кг. Суммарные потери в стали статора составят 3,5% от мощности ФД-Т. Такие же потери имеют место в стали якоря под статором. Эти потери носят мгновенный характер, не влияют на нагрев стали, но, как и потери в статоре, определяют КПД. Потери в магнитопроводе путевой части вне статора определяются незначительной индукцией от потока рассеяния и не превышают на длине ± 1 км доли процента от мощности $P_{\text{ФД}}$.

Диаграмма ЭДС и потоков ФД-Т аналогична показанной на рис. 5, где пунктирными линиями показаны векторы, относящиеся к трансформаторной части ФД-Т, для случая неподвижного статора. В установившемся режиме движения ЭДС E_2 индуцируется результирующим потоком $\Phi_{\text{рез}}$.

В короткой статье невозможно изложить полностью методику расчета двигателя в варианте ФД-Т. Дадим лишь некоторые формулы и циф-

ры, характеризующие новую машину с технико-экономической точки зрения. Машина выполняется в тех же размерах ячеек (рис. 4, табл. 1), что и трансформатор в варианте ФТ-Д, т. е. в предположении, что масса путевого магнитопровода не должна превышать массы 2 км железнодорожных рельсов.

Мощность в синхронном режиме по [2]:

$$P_{\text{ФД}} = N L_d f_\Omega l_z \tau_{\text{ц}} B_\delta^2 k_{\text{ФД}} k_3 = 7050 \text{ кВт}, \quad (26)$$

где $k_{\text{ФД}} = N_{o,p} m k_\phi k_d^2 / \pi \mu_0 k_s k_\mu'' = 0,5069 \cdot 10^6$ и $k_3 = 0,103$.

Сила тяги

$$F_t = P_{\text{ФД}} \cos \varphi_3 / f_\Omega \tau_{\text{ц}} = 54,9 \text{ кН.} \quad (27)$$

Полагаем $p_\varepsilon = 60$ Вт/кг ($\Delta = 1,89 \cdot 10^6$ А/м²). Сечение обмотки 3(1): $S_3 = F_p / \sqrt{2} \Delta = 110 \cdot 10^{-6}$ м². Масса алюминиевой обмотки на километр пути $G_\varepsilon = N_{o,p} m l_w S_3 \gamma_\varepsilon = 1780$ кг/км. Эту цифру интересно сравнить с расходом меди на обычных железных дорогах. Масса контактного провода [1] составляет 1335 кг/км. Потери в обмотке 3(1) составляют $60 \cdot 1780 = 107$ кВт/км или 1,5% мощности $P_{\text{ФД}}$.

Выводы

1. Идея бесконтактной передачи электроэнергии на подвижные объекты не противоречит основам электротехники [11], теории электромашин [9], принципиально осуществима и позволит переосмыслить в конструктивном плане многие механизмы и орудия труда в промышленности, сельском хозяйстве, горном деле и т. п.

2. Линейно-кольцевые ферродинамические трансформаторы на повышенных частотах отличаются высокими технико-экономическими показателями.

3. Области использования линейных ФТ, вероятно, будут найдены совместными усилиями специалистов из различных областей техники. Здесь можно указать на очевидные преимущества механизмов, построенных на базе ФТ: экологичность и комфортность.

4. Принципиально осуществима бесконтактная передача силы тяги и электроэнергии в вагоны ВСНТ, другие виды транспорта с максимально возможными удельными показателями и КПД. Но при этом придется отказаться от магнитной подвески и решать проблему зазора иными способами (колеса-опоры, катки, износостойкие антифрикционные материалы, электромагнитная стабилизация положения вагонов, применение эластичных пластмасс для изготовления корпуса статора и т. п.).

Список литературы

1. Коршенбаум В.Я., Фальк В.Э. Горизонты транспортной техники. М.: Транспорт, 1988.
2. Астафьев Л.И. Обобщенная аксиальная электромашинна // Электротехника. 1993. № 9–10.
3. Трансформаторы / Под ред. А.Г. Крайза. Л.: Госэнергоиздат, 1958.
4. Астафьев Л.И. Поверхностные электромеханизмы // Электротехника. 1993. № 12.
5. Pohl R. Theory of pulsating-field machines // ЛЕЕ. 1946. Vol. 93. Pt. II. № 31.
6. Алексеева М.М. Машинные генераторы повышенной частоты. Л.: Энергия. Ленингр. отд-ние, 1967.

7. Астафьев Л.И. К решению проблем линейного и поверхностного электромеханического движения. Деп. в ВИНИТИ. 1981, № 6(116).

8. Балыян Р.Х. Трансформаторы малой мощности. Л.: Судпромгиз. 1961.

9. Касьянов В.Т. Электрические машины двойного питания как общий случай машины переменного тока // Электричество. 1931. № 21, 22.

10. Фридкин П.А. Изобретения по авторским свидетельствам № 42629, 48765, 51915, 64088 и другим. Свод изобретений СССР за 1932–50 гг.

11. Нейман Л.Р., Калантаров П.А. Теоретические основы электротехники. М.: Госэнергоиздат, 1959.

Исследование ступенчатого сдвига и скоса комбинированной формы в асинхронных электродвигателях с короткозамкнутым ротором

Б.Ф. КОВАЛЕВ

Известно, что уровни шума и вибрации асинхронного электродвигателя с короткозамкнутым ротором можно уменьшить, применив для этого более сложную, чем зигзагообразная, форму ступенчатого сдвига (рис. 1) частей магнитопровода ротора или пластин электротехнической стали, из которых он набирается [1–3]. Аналогичную форму можно придать и магнитопроводу ротора со скосом пазов (рис. 2), для обеспечения которого на практике необходима дополнительная механическая обработка прорезей пазов ступенчатого магнитопровода ротора. Указанную сложную форму будем называть комбинированной, так как она представляет собой по существу совместное выполнение ступенчатого сдвига или скоса зигзагообразной формы и простейшего однонаправленного ступенчатого сдвига в одном и том же магнитопроводе ротора.

В [1–4] описаны конструкции и технологии изготовления таких роторов. Вместе с тем комбинированная форма ступенчатого сдвига и скоса

может быть выполнена и на статоре, например, в явнополюсных конструкциях статоров асинхронных электродвигателей малой мощности со съемными полюсными наконечниками в виде втулки, устанавливаемой в расточку статора, конструкции и технологии изготовления которых описаны в [5–7].

Комбинированная форма сдвига и скоса до настоящего времени мало изучена. В частности, не известны степень и характер ее влияния на пространственные гармонические составляющие магнитного поля в воздушном зазоре двигателя, а следовательно, не нашли достаточно полного теоретического обоснования причины наиболее эффективного снижения уровней шума и вибрации в конструкциях асинхронных электродвигателей, содержащих комбинированную форму ступенчатого сдвига или скоса.

Для решения этой задачи получим аналитические выражения для коэффициентов ступенчатого сдвига и скоса комбинированной формы. Примем за базовый электродвигатель такой же

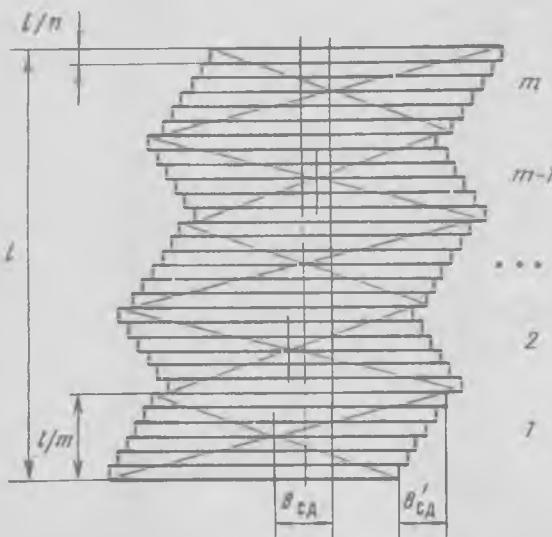


Рис. 1. Развертка расточки ступенчатого магнитопровода полюсных наконечников комбинированной формы

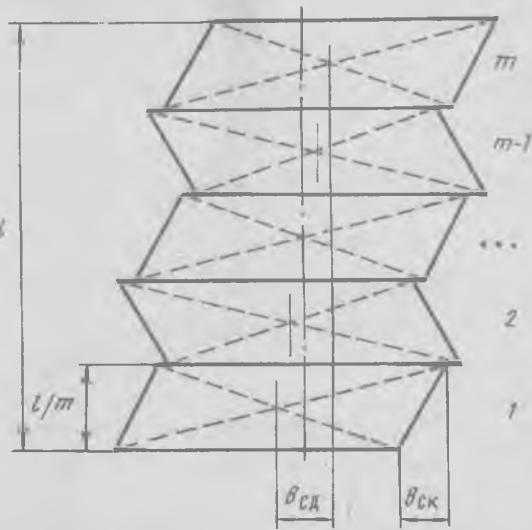


Рис. 2. Развертка расточки скщенного магнитопровода полюсных наконечников комбинированной формы

однофазный асинхронный явнополюсный электродвигатель, содержащий ротор с прямыми пазами, и воспользуемся такими же допущениями, что и в [8]. В первом случае магнитопровод статора базового электродвигателя, а следовательно, и его полюсные наконечники, выполнены ступенчатыми комбинированной формы (рис. 1); во втором случае — скосенными комбинированной формы (рис. 2).

При ступенчатом сдвиге комбинированной формы магнитопровод полюсных наконечников базового электродвигателя вдоль оси вращения ротора на длине магнитопровода l состоит из n частей одинаковой толщины и разделен на m одинаковых участков, причем ступенчатый сдвиг частей любых двух рядом лежащих участков осуществлен в противоположные стороны. Центральные углы сдвига крайних частей в каждом из указанных участков магнитопровода полюсных наконечников, опирающихся на длину дуги сдвига b_{cd} , одинаковы

$$\gamma_{cd1} = \gamma_{cd2} = \dots = \gamma_{cd_{m-1}} = \gamma_{cd_m} = \gamma_{cd}. \quad (1)$$

Кроме того, участки магнитопровода полюсных наконечников или их осевые (вдоль оси вращения ротора) линии, проходящие через геометрические центры участков, сдвинуты ступенеобразно вдоль оси вращения ротора. Крайние из указанных участков сдвинуты относительно друг друга на центральный угол γ_{cd} , опирающийся на длину дуги сдвига b_{cd} .

Из описанных особенностей конструкции следует, что по степени и характеру влияния на пространственные гармоники магнитного поля в воздушном зазоре двигателя ступенчатый сдвиг комбинированной формы эквивалентен совместному воздействию ступенчатого сдвига зигзагообразной формы и одностороннего ступенчатого сдвига. Действительно, на пространственные гармоники, подвергнутые воздействию ступенчатого сдвига зигзагообразной формы, дополнительно оказывает воздействие односторонний ступенчатый сдвиг участков, и наоборот.

Тогда аналитическое выражение для коэффициента ступенчатого сдвига комбинированной формы можно записать следующим образом

$$k_{vcd}'' = k_{vcd} k_{vcd}, \quad (2)$$

где k_{vcd} — коэффициент ступенчатого сдвига участков магнитопровода полюсных наконечников зигзагообразной формы для v -й гармоники магнитного поля; k_{vcd} — коэффициент ступенчатого сдвига участков магнитопровода полюсных наконечников для v -й гармоники магнитного поля.

Аналитические выражения для k_{vcd} и k_{vcd} известны из [8] и [9]. Запишем их применительно к рассматриваемому ступенчатому сдвигу комбинированной формы

$$k_{vcd} = \frac{1}{m} \frac{\sin \frac{\nu m}{2(m-1)} \gamma_{cd}}{\sin \frac{\nu}{2(m-1)} \gamma_{cd}}, \quad (3)$$

$$k_{vcd}'' = \frac{m}{n} \frac{\sin \frac{\nu_n}{2(n-m)} \gamma_{cd}}{\sin \frac{\nu_m}{2(n-m)} \gamma_{cd}}, \quad (4)$$

где n — число частей в магнитопроводе полюсных наконечников; m — число участков в магнитопроводе полюсных наконечников, причем ступенчатый сдвиг любых двух рядом лежащих участков осуществлен в противоположные стороны.

Подставив (3) и (4) в выражение (2), получим формулу коэффициента ступенчатого сдвига комбинированной формы

$$k_{vcd}''' = \frac{1}{n} \frac{\sin \left[\frac{\nu n}{2(n-m)} \gamma_{cd} \right] \sin \left[\frac{\nu m}{2(m-1)} \gamma_{cd} \right]}{\sin \left[\frac{\nu m}{2(n-m)} \gamma_{cd} \right] \sin \left[\frac{\nu}{2(m-1)} \gamma_{cd} \right]}, \quad (5)$$

Аналогично может быть получена и формула коэффициента скоса комбинированной формы (рис. 2). При скосе комбинированной формы магнитопровод полюсных наконечников базового двигателя на длине магнитопровода l разделен на m одинаковых участков, при этом скос любых двух рядом лежащих участков осуществлен в противоположные стороны. Центральные углы скоса в каждом из указанных участков опираются на длину дуги скоса b_{ck} и равны между собой

$$\gamma_{ck_1} = \gamma_{ck_2} = \dots = \gamma_{ck_{m-1}} = \gamma_{ck_m} = \gamma_{ck}. \quad (6)$$

Кроме того, участки магнитопровода полюсных наконечников или их осевые линии, проходящие через геометрические центры участков, сдвинуты ступенеобразно вдоль оси вращения ротора. Крайние из участков сдвинуты относительно друг друга на центральный угол γ_{ck} , опирающийся на длину дуги скоса b_{ck} . Отсюда так же, как и для ступенчатого сдвига комбинированной формы, можно записать

$$k_{vck}''' = k_{vck} k_{vcd}. \quad (7)$$

Из [9] известно, что коэффициент скоса зигзагообразной формы равен по коэффициенту одностороннего скоса, аналитическое выражение которого известно из общего курса электрических машин, например из [3], а именно

$$k_{vck} = k_{vck}''' = \frac{\sin \frac{v \gamma_{ck}}{2}}{\frac{v \gamma_{ck}}{2}}. \quad (8)$$

Тогда, подставив (3) и (8) в выражение (7), получим формулу коэффициента скоса комбинированной формы

$$k_{\nu \text{ск}} = \frac{2}{\nu m \gamma_{\text{ск}}} \frac{\sin \left[\frac{\nu m}{2(m-1)} \gamma_{\text{ск}} \right] \sin \frac{\nu \gamma_{\text{ск}}}{2}}{\sin \left[\frac{\nu}{2(m-1)} \gamma_{\text{ск}} \right]}, \quad (9)$$

где m — число участков в магнитопроводе полюсных наконечников, причем скос любых двух рядом лежащих участков осуществлен в противоположные стороны.

Из выражений (5) и (9) следует, что при ступенчатом сдвиге и скосе комбинированной формы соответствующим подбором значений центральных углов ступенчатого сдвига ($\gamma_{\text{сд}}$) и скоса ($\gamma_{\text{ск}}$) зигзагообразной формы и одностороннего ступенчатого сдвига ($\gamma_{\text{сд}}$) можно компенсировать в спектре пространственных гармоник магнитного поля в воздушном зазоре двигателя две наиболее опасные и кратные им гармоники, тогда как при односторонних и зигзагообразных ступенчатом сдвиге и скосе, взятых отдельно, компенсируется лишь одна гармоника и кратные ей гармоники. В связи с этим ступенчатый сдвиг и скос комбинированной формы являются более эффективным средством борьбы с вредным влиянием высших пространственных гармоник магнитного поля на пусковые и вибрационные характеристики двигателя, чем ступенчатый сдвиг и скос зигзагообразной формы, при осуществлении которых улучшаются только вибрационные характеристики путем улучшения распределения высших пространственных гармоник магнитного поля в воздушном зазоре двигателя.

Для определения степени и характера влияния ступенчатого сдвига комбинированной формы на пространственные гармонические составляющие магнитного поля были рассчитаны его коэффициенты для однофазного асинхронного явнополюсного двигателя с числом пазов в роторе $z_R=7$ и количеством пластин электротехнической стали в магнитопроводе съемных полюсных наконечников $n=72$ для гармоник порядков $\nu=1, 3, 5, \dots, 19, 21$ и количества участков в указанном магнитопроводе $m=1, 2, 3, 4$ и 6. В каждом случае центральный угол сдвига крайних частей в участках магнитопровода полюсных наконечников ($\gamma_{\text{сд}}$) выбирался для каждого n/m по [10] из расчета компенсации гармоники порядка $\nu=7$ и кратных ей гармоник. Центральный угол сдвига крайних участков магнитопровода полюсных наконечников ($\gamma_{\text{сд}}$) выбирался для каждого m по [10] из расчета компенсации гармоники порядка $\nu=9$ и кратных ей гармоник.

Аналогично были рассчитаны для этого двигателя и коэффициенты скоса комбинированной формы. Центральный угол скоса в участках магнитопровода полюсных наконечников ($\gamma_{\text{ск}}$) выбирался из расчета компенсации гармоники порядка $\nu=7$ и кратных ей, а центральный угол

ступенчатого сдвига указанных участков ($\gamma_{\text{сд}}$) для каждого значения m выбирался по [10] из расчета компенсации гармоники порядка $\nu=9$ и кратных ей.

Результаты расчетов приведены в табл. 1, 2.

Таблица 1

		Значения $k_{\nu \text{сд}}$				
ν	m	1	2	3	4	6
1	1	0,96677	0,95210	0,94944	0,94857	0,94801
3	3	0,72414	0,62724	0,61127	0,60629	0,60314
5	5	0,34847	0,22410	0,20844	0,20350	0,20056
7	0	0	0	0	0	0
9	-1,9366	0	0	0	0	0
11	-0,19764	0,06775	0,04448	0,03923	0,03645	
13	-0,07445	0,04801	0,02470	0,02002	0,01851	
15	0,06454	-0,05614	-0,01913	-0,01479	-0,01280	
17	0,12802	-0,12678	-0,01614	-0,01130	-0,00933	
19	0,09190	-0,09114	0,01331	0,00817	0,00637	
21	0	0	0	0	0	

Таблица 2

		Значения $k_{\nu \text{ск}}$				
ν	m	1	2	3	4	6
1	1	0,96676	0,95208	0,9439	0,94846	0,94779
3	3	0,72410	0,62709	0,61095	0,60572	0,60187
5	5	0,34841	0,22395	0,20814	0,20297	0,19939
7	0	0	0	0	0	0
9	-0,19356	0	0	0	0	0
11	-0,19748	0,06754	0,04417	0,03874	0,03542	
13	-0,07437	0,04780	0,02445	0,02020	0,01779	
15	0,06445	-0,05582	-0,01889	-0,01445	-0,01214	
17	0,12778	-0,12584	-0,01587	-0,01097	-0,00872	
19	0,09169	-0,09029	0,01303	0,00787	0,00585	
21	0	0	0	0	0	

Из табл. 1, 2 видно, что ступенчатый сдвиг и скос комбинированной формы позволяют не только компенсировать большее число гармоник по сравнению с односторонними и зигзагообразными ступенчатым сдвигом и скосом, но и существенно уменьшить другие гармоники. При этом наибольшая степень уменьшения значений гармоник наблюдается в интервале значений $m=2 \div 6$, которым можно ограничиться при выборе значений m на практике.

Одновременно с увеличением m уменьшаются коэффициенты $k_{\nu \text{сд}}$ и $k_{\nu \text{ск}}$ для основной гармоники ($\nu=1$), а следовательно, и значение основной гармоники. Однако это уменьшение незначительно и коэффициенты ступенчатого сдвига и скоса комбинированной формы для указанной гармоники остаются по-прежнему близкими к 1. Соответственно незначительным будет и уменьшение максимального врачающего момента, развиваемого двигателем при выполнении в нем ступенчатого сдвига или скоса комбинированной формы.

Следует отметить также то, что по степени и характеру влияния на пространственные гармоники магнитного поля в воздушном зазоре

двигателя ступенчатый сдвиг и скос комбинированной формы весьма близки друг к другу.

Для проверки влияния ступенчатого сдвига и скоса на максимальный врачающий момент асинхронного электродвигателя с короткозамкнутым ротором были измерены значения указанного момента макетных образцов однофазного асинхронного электродвигателя, изготовленных на базе серийного конденсаторного явнополюсного электродвигателя типа ДКВ-10-2. Короткозамкнутый ротор в макетных образцах имеет $z_R = 7$ прямых пазов. Полюсные наконечники выполнены съемными в виде втулки, набранной из $n = 72$ пластин электротехнической стали. Для измерения врачающего момента был использован индукционный моментомер Я-83 (разработчик и изготовитель — филиал ВНИПТИЭМ, Электротехническая фирма «LIEPA», Вильнюс).

Сначала был измерен максимальный врачающий момент, развиваемый макетным образом электродвигателя, содержащим втулку полюсных наконечников, составленную из $n = 72$ частей или пластин электротехнической стали, сдвинутых ступенеобразно вдоль оси вращения ротора. Крайние из указанных частей с целью компенсации основной зубцовой гармоники магнитного поля или гармоники порядка $v = 7$ сдвинуты на центральный угол $\gamma_{cd} = 0,96520 t_{zR}$, где t_{zR} — зубцовое деление ротора.

Затем был измерен максимальный врачающий момент, развиваемый макетным образом электродвигателя, у которого полюсные наконечники магнитопровода имели ступенчатый сдвиг комбинированной формы с максимально возможными для межполюсного расстояния (вдоль окружности расточки статора) макетного образца электродвигателя центральными углами сдвига γ' и γ_{cd} . Магнитопровод полюсных наконечников этого электродвигателя разделен по его длине на $m = 2$ участка, в которых ступенчатый сдвиг выполнен в противоположные стороны [при $m > 2$ коэффициент ступенчатого сдвига комбинированной формы для основной гармоники изменяется несущественно (см. табл. 1)]. Участки сдвинуты относительно друг друга на центральный угол $\gamma_{cd} = 0,5 t_{zR}$ с целью компенсации гармоники порядка $v = 7$. Каждый из участков магнитопровода полюсных наконечников оказывается составленным из $n/m = 36$ частей или пластин электротехнической стали, сдвинутых ступенеобразно вдоль оси вращения ротора. Крайние части в указанных участках сдвинуты на центральный угол $\gamma_{cd} = 0,454 t_{zR}$ с целью компенсации гармоники порядка $v = 15$. Углы γ_{cd} и γ' определялись согласно рекомендациям [10].

Измерения показали, что максимальный врачающий момент, развиваемый электродвигателем с односторонним ступенчатым сдвигом частей

в магнитопроводе его полюсных наконечников, больше на 0,9% максимального врачающего момента, развиваемого электродвигателем, содержащим ступенчатый сдвиг комбинированной формы. Следует отметить также то, что экспериментальные исследования проводились на электродвигателях с минимально возможным числом пазов в роторе, что на практике встречается весьма редко. Поскольку при увеличении числа пазов в роторе уменьшаются центральные углы одностороннего и зигзагообразного ступенчатого сдвига и скоса для компенсации наиболее опасных гармоник, влияние ступенчатого сдвига и скоса комбинированной формы на максимальный врачающий момент, развиваемый электродвигателем с большим числом пазов в роторе, будет еще менее значительным. Таким образом результаты экспериментальных исследований подтверждают заключение о степени влияния ступенчатого сдвига и скоса комбинированной формы на максимальный врачающий момент асинхронного электродвигателя с короткозамкнутым ротором, сделанное выше.

Результаты исследований свидетельствуют о том, что наибольшая степень уменьшения уровней шума и вибрации асинхронного электродвигателя с короткозамкнутым ротором, содержащего ступенчатый сдвиг или скос комбинированной формы, обусловлена более эффективным воздействием ступенчатого сдвига или скоса указанной формы на высшие пространственные гармоники магнитного поля в воздушном зазоре электродвигателя по сравнению с другими формами ступенчатого сдвига или скоса — односторонней и зигзагообразной. Кроме того, они могут служить обоснованием для выбора центральных углов ступенчатого сдвига и скоса комбинированной формы и обеспечения тем самым условий для наибольшей степени снижения уровней шума и вибрации проектируемого электродвигателя и улучшения его пусковых характеристик.

Список литературы

1. Lund H. Der Staffel(a)ufer der AEG. Das magnetische Geräusch des Kurzschlußmotors // AEG-Mitteilungen. 1935. S. 383—391.
2. Рихтер Р. Электрические машины. Т. IV. Индукционные машины. М.: ГОНТИ, 1939.
3. Костенко М.П., Пиотровский Л.М. Электрические машины. Ч. 2. Машины переменного тока. Л.: Энергия, Ленингр. отд-ние, 1973.
4. Ганинцев Ю.В. Методы уменьшения добавочных потерь и добавочных моментов в низковольтных короткозамкнутых асинхронных двигателях (Обзор патентных материалов) // Электротехническая промышленность. Сер. Электрические машины. 1973. М.: Информэлектро. Вып. 11(33), С. 24—27.
5. Ковалев Б.Ф. Выбор конструктивной схемы явнополюсных конденсаторных асинхронных двигателей с малоотходными магнитопроводами статора и ротора // Электротехническая промышленность. Сер. Бытовая электротехника. 1984. М.: Информэлектро. Вып. 1(80). С. 1—3.
6. Ковалев Б.Ф., Самойлов В.Б. Влияние скоса полюсных наконечников на шум и вибрацию асинхронного явнополюсного электродвигателя // Тр. МЭИ. 1988. № 155. С. 80—85.
7. Ковалев Б.Ф. Исследование возможности улучшения энергетических показателей однофазных явнополюсных асин-

хронных электродвигателей // Электротехника. 1989. № 3. С. 17–18.

8. Ковалев Б.Ф. Исследование скоса пазов ротора в асинхронных электродвигателях с короткозамкнутым ротором // Электротехника. 1990. № 9. С. 33–37.

9. Ковалев Б.Ф. Коэффициенты ступенчатого сдвига частей магнитопроводов статора и скоса пазов зигзагообразной

формы в асинхронных электродвигателях с короткозамкнутым ротором // Электротехника. 1994. № 9. С. 20–25.

10. Ковалев Б.Ф., Сайжиев Б.Л. Выбор величины ступенчатого сдвига частей магнитопровода статора или ротора асинхронных двигателей с короткозамкнутым ротором // Электротехника. 1992. № 3. С. 13–14.

Расчет ЭДС точечных измерительных преобразователей для защиты синхронного двигателя

А.Н. НОВОЖИЛОВ, канд. техн. наук

Паслодарский государственный университет

Встраиваемые в электродвигатель измерительные преобразователи позволяют создавать более чувствительные защиты от витковых замыканий обмотки статора, чем используемые традиционно в качестве источников информации о повреждении трансформаторы тока [1]. Из них более чувствительна защита на катушках индуктивности, действующая по дифференциальному принципу. В ней пары катушек индуктивности — точечных измерительных преобразователей (ТИП) — располагают равномерно по окружности, соосной ротору, и измеряют разность ЭДС ТИП, сдвинутых на 2π [2]. ЭДС ТИП и их разность в симметричном режиме работы синхронного двигателя (СД) можно определить по [3]. Однако из [3] неясно, как определить ЭДС ТИП в несимметричных режимах и при коротких замыканиях в обмотках электродвигателя. Расчету ЭДС преобразователей защиты в произвольном режиме и посвящена данная работа.

Для определения ЭДС в ТИП машина разворачивается в тангенциальном направлении (рис. 1). Если размеры ТИП малы в сравнении с размерами торцевой зоны СД, то согласно расчетной схеме амплитудное значение ЭДС на выходе ТИП

$$E_{\Pi} = \omega w_{\Pi} a_x a_y B_z,$$

где w_{Π} — число витков ТИП; ω — угловая частота сети; B_z — аксиальная составляющая индукции магнитного поля в точке размещения ТИП.

Из рис. 1 видно, что лобовые части витка

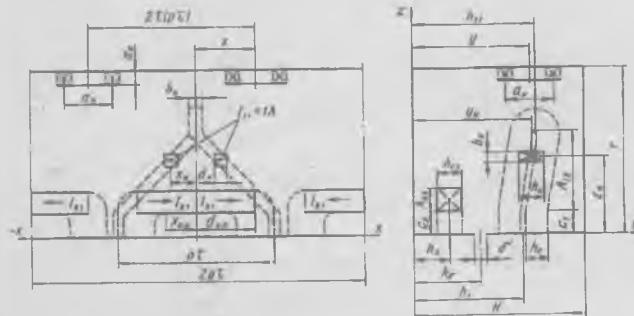


Рис. 1. Расчетная схема

секции статора и ротора имеют оси симметрии в плоскости xz . Совместим эти оси с началом координат, а лобовую часть секции разобьем на k пар симметричных относительно этой оси элементов (пары элементов секций статора и ротора выделены сплошной линией). Этот прием позволит вдвое сократить объем вычислений. B_z определяем следующим образом. Первоначально, по известным размерам и координатам k -й пары элементов находим B_{zk} распределение аксиальной составляющей индукции магнитного поля пары элементов с токами в них $I_{11}=1$ А и $I_{21}=1$ А. Радиальной составляющей тока лобовых частей обмотки статора пренебрежем. Это также вдвое сокращает объем вычислений, а погрешность не превысит 5%. Затем, суммируя B_{zk} , рассчитаем распределение индукции магнитного поля от витка секции статора B_{z1B} и ротора B_{z2B} . Поле воздушного зазора от токов I_{11} и I_{21} витка секции статора ($B_{z1\delta B}$) и ротора ($B_{z2\delta B}$) заменим полем проводника с током. И наконец, используя метод суперпозиции, по известным B_{z1B} , B_{z2B} и $B_{z1\delta B}$, $B_{z2\delta B}$, токам в секциях и числу витков в них, току в обмотке возбуждения и числу витков в ней, месту расположения секций в сердечнике статора и пространственному положению обмотки ротора рассчитаем магнитное поле торцевой зоны СД для произвольного режима.

Токи I_{11} и I_{21} параллельны стенкам ферромагнитного прямоугольного канала, образованного торцом статора, кожухом СД, валом и торцевым щитом. Поэтому составляющие A_{yk} и A_{zk} векторного магнитного потенциала этих элементов равны нулю. В результате

$$B_{zk} = \frac{\partial A_{zk}}{\partial y}; \quad \frac{\partial^2 A_{zk}}{\partial z^2} + \frac{\partial^2 A_{zk}}{\partial y^2} - m^2 A_{zk} = -\mu_0 j_{zk},$$

где j_{zk} — составляющая x плотности тока k -й пары элементов.

Разложим j_{zk} в ряд Фурье. Тогда с учетом [3] и рис. 1 для пары симметричных относительно оси x элементов с током в них, равным единице,

$$j_{xk} = \frac{1}{b_k h_k} \left[\frac{d_k}{p\tau} - \frac{4}{\pi} \sum_{\nu=1,2,\dots}^{\infty} \frac{1}{\nu} \sin \frac{\pi d_k \nu}{2p\tau} \cos \frac{\pi x_k \nu}{p\tau} \cos \frac{\pi x \nu}{p\tau} \right], \quad (1)$$

где p и τ — число пар полюсов и полюсное деление.

Примем магнитную проницаемость стенок канала равной бесконечности [3]. Тогда

$$\left[\frac{\partial A_{xk}}{\partial y} \right]_{y=0, y=H} = 0,$$

а при $y_k > y$ и $z_k > z$ с учетом [3] получим:

$$B_{zk} = -\frac{4\mu_0}{H} \sum_{n=1,2,\dots}^{\infty} \sum_{\nu=1,2,\dots}^{\infty} j_{zk} P_{xk} \sim_{xk} \sin \frac{n\pi}{H} y \operatorname{ch} \lambda z, \quad (2)$$

где

$$\lambda = \sqrt{\left(\frac{\pi\nu}{p\tau}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{H}\right)^2}; \quad D_{xk} = \frac{\operatorname{ch}(T-z_k)\lambda \operatorname{sh} \frac{\lambda h_k}{2}}{\lambda^2 \operatorname{sh} \lambda T};$$

$$P_{xk} = \int_{y_k-h_k/2}^{y_k+h_k/2} \cos \frac{n\pi y}{H} dy = \frac{1}{\frac{n\pi}{H}} \left[\sin \frac{n\pi}{H} \left(y_k - \frac{h_k}{2} \right) - \sin \frac{n\pi}{H} \left(y_k + \frac{h_k}{2} \right) \right];$$

x, y и z — координаты ТИП.

Если $y_k < y$ ($z_k < z$), то $y(z)$ и $y_k(z_k)$ следует заменить $H-y(T-z)$ и $H-y_k(T-z_k)$ и учесть направление вектора B_{zk} .

Для витка секции обмотки статора

$$B_{z1B} = \sum_1^K B_{zk}.$$

При расчете B_{z1B} из геометрических соображений (рис. 1) в уравнении (2) примем:

$$d_k = \frac{\beta\tau}{2k}; \quad h_k = h_c; \quad b_k = \frac{A_{12}}{k}; \quad x_k = \frac{\beta\tau - d_k(1+2k)}{2};$$

$$z_k = c_1 + \frac{b_k(1+2k)}{2}; \quad y_k = h_1 + \frac{(h_{11}-h_1)}{2k}(1+2k).$$

В расчетах следует принимать $k=4 \div 8$. Если $k < 4$, то недопустимо снижается точность расчета. При $k > 8$ время счета возрастает, но из-за принятых допущений точность не повышается.

Для витка полюса ротора (рис. 1) $k=1$, а

$$B_{z2B} = B_{zk}.$$

С учетом формы лобовой части катушек полюса в (2) примем

$$z_k = c_2 + 0,5 A_{22}; \quad b_k = A_{22}; \quad h_k = h_{c2}; \quad y_k = h_2;$$

$$d_k = d_{kp} = 0,5(\tau - \gamma); \quad x_k = x_{kp} = 0,25(\tau - \gamma); \quad \gamma = 2t_{z2} q/\tau,$$

где t_{z2} и q — зубцовое деление и число катушек полюса ротора.

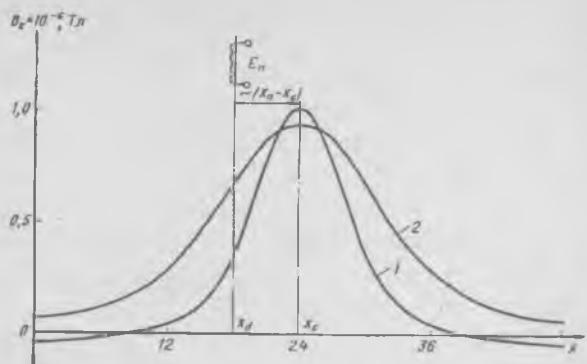


Рис. 2. Распределение индукции магнитного поля от лобовой части витка секции статора и ротора при токе в них 1 А

На рис. 2 (кривые 1 и 2) приведено рассчитанное на ЭВМ с $k=4$ распределение B_{z1B} и B_{z2B} вдоль развертки машины. Кривая 2 увеличена в пять раз. B_{z1B} вызывается током $I_{11}=1$ А в витке статора. Индукция магнитного поля воздушного зазора между ветвями секции статора и вне их различна. Следовательно, $k=2$, а

$$B_{z1B} = B_{\delta 11} + B_{\delta 12}.$$

Индукцию B_{z1B} рассчитаем как поле проводника, закрепленного на торце сердечника статора в области воздушного зазора (рис. 1), у которого

$$b_k \approx \delta/5; \quad h_k = b_k; \quad y_k = h_\delta; \quad z_k = b_k/2.$$

Для части проводника ($k=1$), расположенного между ветвями секции,

$$d_k = \frac{\beta\tau}{2}; \quad x_k = \frac{\beta\tau}{4}. \quad (4)$$

Ток в этой части проводника определяется из следующих соображений. В соответствии с законом Био—Савара—Лапласа

$$B_{\delta 11} = \frac{\mu_0 I_{\delta 11}}{\pi \delta}, \quad (5)$$

где $I_{\delta 11}$ — ток в указанной части проводника; δ — воздушный зазор.

В то же время индукция магнитного зазора поля витка в этой части воздушного зазора [3]

$$B_{\delta 11} = \frac{\mu_0}{2\delta} \left(1 - \frac{\beta}{2p} \right). \quad (6)$$

Решая совместно (5) и (6), получаем:

$$I_{\delta 11} = \frac{\pi}{2} \left(1 - \frac{\beta}{2p} \right). \quad (7)$$

Для $k=2$ соответственно

$$d_k = \tau \left(p - \frac{\beta}{2} \right); \quad x_k = \frac{i \left(p - \frac{\beta}{2} \right)}{2}; \quad I_{\delta 12} = -\frac{\pi \beta}{4p}. \quad (8)$$

При расчете поля зазора от витка секции статора с током I_{11} координаты и размеры частей

проводника берутся из (3), (4) и (8). $B_{z1\delta B}$ рассчитываются по (2), в котором составляющую плотности тока при $k=1$ и $k=2$ умножают на $I_{\delta 11}$ и $I_{\delta 12}$ соответственно.

Индукция $B_{z2\delta B}$ определяется аналогично $B_{z1\delta B}$. Величины b_k , c_k , y_k , и z_k берутся из (3), k принимается равным двум. Для части проводника с $k=1$

$$d_k = \frac{\tau - y}{2}; \quad x_k = \frac{\tau - y}{4}; \quad I_{\delta 21} = \frac{1 - \frac{\beta}{2\pi}(\tau - y)}{2}.$$

Для остальной части проводника ($k=2$)

$$d_k = p\tau - \frac{\tau - y}{2}; \quad x_k = p\tau - \frac{d_k}{2}; \quad I_{\delta 22} = \frac{\beta(\tau - y)}{2}.$$

Тогда индукция магнитного поля от лобовых частей обмоток статора и ротора с учетом поля выпучивания воздушного зазора

$$\begin{aligned} B_{z1}(x, y, z) &= \sum_{i=1,2,\dots}^{z_1} I_{1i} w_{1i} [B_{z1B}(x, y, z) + B_{z1\delta B}(x, y, z)]; \\ B_{z2}(x, y, z) &= \sum_{j=1,2,\dots}^{z_2} I_{2j} w_{2j} [B_{z2B}(x, y, z) + B_{z2\delta B}(x, y, z)], \end{aligned} \quad (9)$$

где I_{1i} и w_{1i} (I_{2j} и w_{2j}) — ток в витках и число витков в i -й (j -й) секции обмотки статора (ротора).

Результирующее значение аксиальной составляющей магнитного поля в торцевой зоне СД с учетом [3]

$$B_z = \sqrt{B_{z1}^2 + B_{z2}^2 - 2 |B_{z1}| |B_{z2}| \cos \theta},$$

где угол θ между B_{z1} и B_{z2} определяется либо экспериментально, либо по диаграмме Потье.

Индукция B_{z1B} в уравнении (9) находится по абсолютному значению $|x_n - x_c|$ на кривой 1 (рис. 2) зависимости $B_{z1B} = f(x)$, полученной расчетным путем, где x_c и x_n — координаты осей i -й секции и ТИП в зубцах; x_c и x_n присваиваются фиксированные значения от 1 до z_1 . За $x_c = 1$ принимают ось симметрии крайней левой секции фазы A любой из катушечных групп. Аналогично по $|x_n - x_p|$ на кривой 2 (увеличена в пять раз) определяется B_{z2B} . Однако x_p (координата оси симметрии полюса) зависит от времени и θ . Поэтому в зубцах

$$x_p = \left(\frac{\theta}{360} - \frac{i}{0,02} \right) \frac{z_1}{p}.$$

Сложение B_{z1} и B_{z2} вдоль развертки машины осуществляется со сдвигом по оси x на x_{12} , а индуцированной ЭДС на временной шкале — со сдвигом на t_{12} , где

$$x_{12} = \frac{\theta z_1}{360p}; \quad t_{12} = \frac{\theta z_1}{0,02p}.$$

При эксперименте и в расчетах ТИП размещались на кронштейнах крепления бандажного кольца против четвертого и двадцать восьмого зубцов. На рис. 3 (кривые 3—7 увеличены в 2 раза) приведены полученные расчетным путем зависимости ЭДС ТИП от времени (кривые 1, 2 и 3) в двигателе СТД-2500-10000, наведенные полем ротора, статора и их разность в режиме нагрузки (поле зазор не учитывалось). Полученная экспериментально разность ЭДС датчиков (кривая 4) оказалась на 15% меньше расчетной. Результаты расчета и эксперимента в режимах пуска и холостого хода СД отличались настолько же. Очевидно, что учет полей воздушного зазора повышает точность результата. Все это дает основания полагать, что предложенную методику с достаточной точностью можно применять для расчета ЭДС ТИП при коротких замыканиях в обмотке статора и ротора. На рис. 3 приведены ЭДС (кривые 5, 6 и 7) ТИП размещаемых против четвертого и двадцать восьмого зубцов СД и разность этих ЭДС при ВЗ в четверной секции (фаза A). При замыкании одного витка разность ЭДС составляет около 2 В. Однако такую проверку экспериментально на СД СТД-2500-10000 провести не удалось.

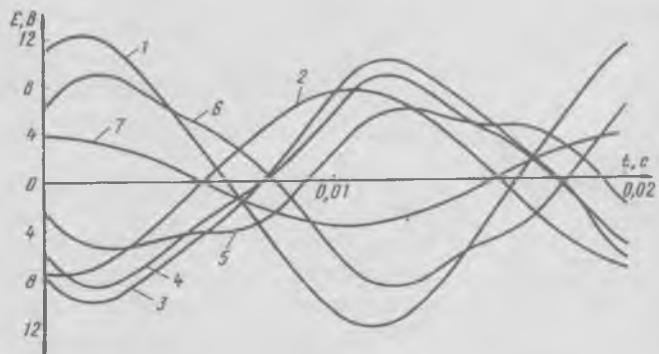


Рис. 3. ЭДС ТИП и разность ЭДС двух ТИП в различных режимах

Параметры синхронного двигателя СТД-2500-10000

Мощность, кВт	2500
Напряжение питания, В	10000
Ток статора, А	95
Ток ротора, А	190
Число пазов статора	48
Число витков секции статора	6
Число катушек ротора	14
Число витков секции ротора	35

Геометрические размеры элементов расчетной схемы

Ширина канала T , м	0,54
Высота канала H , м	0,51

Прямой отрезок лобовой части секции статора c_1 , м	0,05
Вылет отогнутой части секции статора A_{12} , м	0,28
Высота и ширина поперечного сечения секции статора $h_c \times b_c$, м ..	$0,04 \times 0,22$
Шаг секции $\beta\tau$	0,622
Полюсное деление τ	0,785
Координата u межстержневого пространства в точке выхода из паза и в отогнутой части h_1 и h_{11} , м	0,25 и 0,33
Вылет лобовой части обмотки ротора c_2 , м	0,08
Высота и ширина поперечного сечения обмотки полюса ротора $h_{c2} \times A_{22}$, м	$0,085 \times 0,12$
Зубцовое деление ротора t_{z2} , м ..	0,0435
Координата u обмотки полюса h_2 , м	0,08
Воздушный зазор δ , м	0,02
Размеры витка преобразователя $a_y \times a_x$, м	$0,032 \times 0,025$
Число витков преобразователя w_p	8300
Координаты преобразователя $x \times u$..	$0,42 \times 0,29$

Выводы

- Предложенная методика позволяет с достаточной точностью рассчитывать ЭДС ТИП синхронного двигателя.
- Расхождение результатов расчета и эксперимента в нормальных режимах не превышает 15%.
- Полученная погрешность позволяет предположить, что результаты расчета ЭДС в любом несимметричном режиме будут иметь такую же точность.

Список литературы

- Когородский В.И., Кужеков С.Л., Паперно Л.Б. Релейная защита электродвигателей напряжением выше 1 кВ. М.: Энергоатомиздат, 1987.
- Клецель М.Я., Новожилов А.Н. Способ выявления витковых замыканий в трехфазных асинхронных электродвигателях // Изв. вузов. Энергетика. 1986. № 11. С. 46–48.
- Данилевич Я.Б. Добавочные потери в турбо- и гидрогенераторах. Л.: Наука, 1973.
- Петров Г.Н. Электрические машины. Ч. 2. М.: Госэнергоиздат, 1963.

ИССЛЕДОВАНИЯ И РАСЧЕТЫ

Исследование электрической прочности электродвигателей в различных газовых средах

Л.К. БАРАНОВА, В.И. ГУКОВ, Б.М. ЛЕВИН, В.М. РОЖКОВ

Известно, что электродвигатели (ЭД) в отдельных случаях работают в условиях пониженного давления воздуха или других газов. Например, в герметичных ЭД с целью снижения температуры нагрева и уменьшения аэродинамических потерь вместо воздуха используют водород или гелий и снижают давление в рабочей камере до 1–2 кПа. При этом происходит уменьшение электрической прочности (ЭП) статоров ЭД за счет уменьшения ЭП газов [1–3]. Даже при рабочем напряжении может произойти пробой межфазной или корпусной изоляции либо почти сразу после включения ЭД, либо со временем из-за сильных ионизационных процессов в рабочей камере, разрушающих покрытие проводов [2]. В этих случаях производят укрепление изоляции введением дополнительных оплеток и прокладок в обмотки статоров, введением изоляционного покрытия мест электрических соединений и даже нанесением порошкового покрытия на корпус статора [3]. Эффективность перечисленных мероприятий проверяется испытанием ЭД на ЭП как в процессе их производства, так и при выходном кон-

троле. Но, если испытания в воздухе даже при пониженном давлении еще сравнительно просты, то испытания в водороде или гелии, да еще при различных давлениях вызывают большие технологические трудности. Поэтому становится актуальным изучение возможности замены испытаний в рабочих газах испытаниями в воздухе с тем, чтобы по результатам последних сделать вывод об ЭП статоров, предназначенных для работы в водороде или гелии.

Исследовалась ЭП межфазной и корпусной изоляции малогабаритных трехфазных ЭД со статорами обращенного исполнения и шихтованным пакетом магнитопровода. Наружный диаметр статоров 43,8 мм, внутренний — 20 мм, ширина 9 мм. В качестве пазовой изоляции применена пленка из фторопласта толщиной 0,1 мм в два слоя, торцевая изоляция выполнена в виде фигурной шайбы из фторопласта толщиной 0,6 мм. Дополнительная межфазная изоляция состоит из фторопластовой пленки, разделяющей верхнюю и нижнюю полусекции обмотки в пазу; из прокладок, разделяющих

фазы обмоток внутри паза и в лобовых частях; из пленки, которая вместе с выступающими концами пазовой изоляции закрывает всю наружную поверхность лобовой части.

Статоры с дополнительной изоляцией и без нее испытывались переменным напряжением с частотой 50 Гц. Так как в обмотках статора создается неоднородное поле, то пробою газовых прослоек в изоляционной конструкции предшествуют ионизационные процессы и начальные предпробойные токи [4, 5]. Особо сильные предпробойные токи наблюдаются при пониженном давлении газа, когда в нем возникает режим тлеющего разряда [1]. Тогда электрическое состояние изоляционной конструкции статора ЭД при плавном повышении испытательного напряжения можно характеризовать напряжением начала ионизации $U_{\text{ион}}$ [5], когда появляется предпробойный ток, напряжением частичного пробоя $U_{\text{ч.пр}}$ и напряжением полного пробоя всей конструкции. Под $U_{\text{ч.пр}}$ понимается напряжение, при котором возникают устойчивый пробой газовых прослоек изоляции и пробой отдельных наиболее слабых участков твердой составляющей изоляции. К последним относится покрытие проводов обмоток, что подтверждалось при разборке статоров после испытаний. Требования надежности герметичных ЭД не допускают появления в их изоляции ионизационных токов в рабочем режиме, поэтому при исследовании ЭП статоров важно определять значения только $U_{\text{ион}}$ и $U_{\text{ч.пр}}$. В [3] предлагаются эти напряжения фиксировать с помощью микроамперметра, включенного последовательно с объектом испытания: напряжение $U_{\text{ион}}$ фиксировать в момент появления тока; $U_{\text{ч.пр}}$ в момент скачка тока. Токи ионизации и токи частичного пробоя возникают между участками твердой составляющей изоляционной конструкции, имеют импульсный характер и относятся к типу частичных разрядов (ЧР) [5]. Поэтому с целью повышения достоверности фиксации $U_{\text{ион}}$, помимо микроамперметра, использовался измеритель ЧР (ИЧР), который имел чувствительность 5 мВ и включался по последовательной схеме измерения. Напряжение $U_{\text{ч.пр}}$ фиксировалось только с помощью микроамперметра, так как информация с ИЧР требовала дополнительного анализа амплитудного спектра импульсов ЧР.

Результаты измерений представлены графиками, приведенными на рис. 1–3, на которых отображены зависимости действующих значений напряжений $U_{\text{ион}}$ и $U_{\text{ч.пр}}$ в воздухе, водороде, гелии, соответственно, от изменения давления в диапазоне 1–100 кПа. Измерения производились на 3–8 образцах в каждой точке. Усредненные значения напряжений на графиках не показаны. При анализе графиков следует иметь в виду, что:

в системе фаза–фаза должны существовать более мелкие по толщине газовые прослойки,

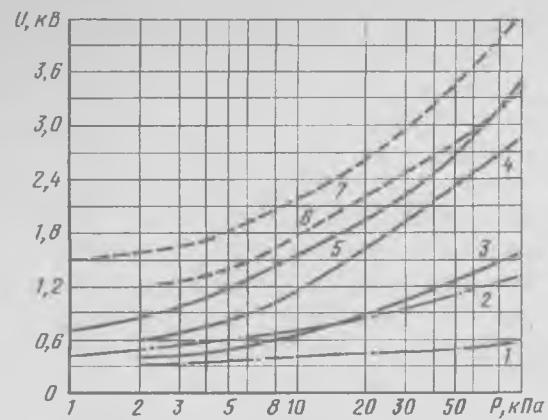


Рис. 1. Зависимости напряжения начала ионизации (кривые 1–3) и частичного пробоя (кривые 4–7) от давления в воздухе для статоров без межфазовых прокладок (1, 4, 6) и с прокладками (2, 3, 5, 7) в системах фаза–фаза (1, 2, 6, 7) и фаза–корпус (3, 4, 5)

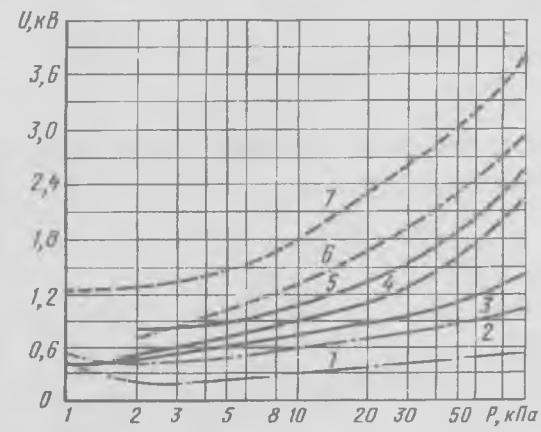


Рис. 2. То же, что и на рис. 1, но в водороде

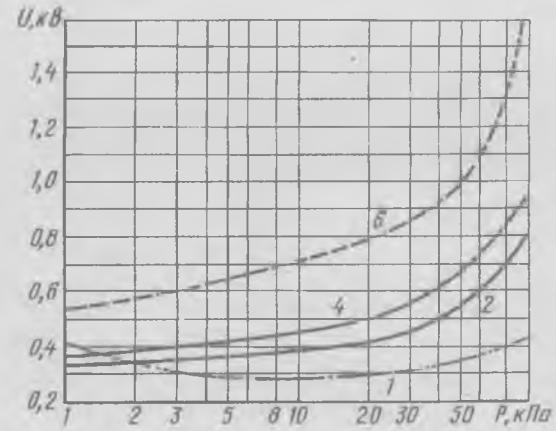


Рис. 3. То же, что и на рис. 1, но в гелии для статоров без межфазовых прокладок в системах фаза–фаза (1, 6) и фаза–корпус (2, 4)

чем в системе фаза–корпус, поэтому $U_{\text{ион}}$ там должно быть меньше, чем в системе фаза–корпус;

в системе фаза–корпус большой объем единого газового пространства при наличии больших и малых по длине направлений пробоя; ионизация пространства в рабочей камере ЭД, вызванная начальными пробоями малых промежутков, снижает ЭП

всего газового пространства [2], поэтому $U_{\text{ч.пр}}$ в системе фаза—корпус должно быть меньше, чем $U_{\text{ч.пр}}$ в системе фаза—фаза, так как там газовые прослойки отделены друг от друга, не образуют общего объема, и для того, чтобы произошел заметный скачок тока в цепи, необходим пробой многих газовых промежутков малых и больших, а для последних необходимо большое напряжение.

С учетом изложенного становится объяснимым характер всех кривых, построенных на рис. 1—3. Следует отметить, что полученные зависимости соответствуют обобщенным кривым пробоя воздуха, водорода и гелия, приведенным в [1], если учесть влияние падения напряжения на твердой составляющей изоляции. Так же кривая 1 на рис. 1 хорошо соответствует кривым пробоя сверхмалых воздушных промежутков, описанным авторами в [6].

По кривым на рис. 1—3 были рассчитаны коэффициенты, связывающие напряжения $U_{\text{ч.пр}}$ в водороде с $U_{\text{ч.пр}}$ в воздухе:

$$K_H = U_{\text{прHe}} / U_{\text{првозд}},$$

и аналогичные для гелия

$$K_{\text{He}} = U_{\text{прHe}} / U_{\text{првозд}}$$

при соответствующих давлениях. Усредненные (межфазовая и корпусная изоляция, с дополнительными прокладками и без них) результаты расчетов приведены в таблице. Для сравнения там же приведены коэффициенты K_H и K_{He} для пробоев газов в однородном электрическом поле на расстоянии $d=1$ мм, рассчитанные по соответствующим кривым из [7], и в неоднородном поле — по обобщенным кривым из [1].

P , кПа	Статоры		Однородное поле		Обобщенные кривые	
	K_H	K_{He}	K_H	K_{He}	K_H	K_{He}
1	0,83	0,57	—	—	—	—
2	0,8	0,55	0,52	—	—	—
5	0,8	0,49	0,58	0,34	0,84	0,38
10	0,76	0,39	0,57	0,26	0,85	0,3
20	0,77	0,32	0,53	0,21	0,75	0,23
50	0,77	0,32	0,56	0,2	0,75	0,2
80	0,8	0,35	0,58	0,2	0,75	0,2
100	0,81	0,4	0,58	0,17	—	—

Анализ показывает, что абсолютные значения коэффициентов K_H и K_{He} для статоров существенно отличаются от их значений в однородном поле и в меньшей степени — от значений, рассчитанных по обобщенным кривым. Характер же изменения коэффициентов во всех случаях одинаков. Разница легко объяснима, если учесть, что пробой газов зависит от материала электродов, освещения и влажности, а в неоднородном поле еще и от формы электродов и их полярности. Например, согласно [7, табл. 35] в неоднородном поле (острие—плоскость) K_H , рассчитанный по напряжениям появления про-

бойных стримеров, может изменяться от 0,66 до 1,0, если к чистому водороду добавить всего 1% кислорода. Кроме того, сравнение K_H и K_{He} для разных систем правомерно только для правых ветвей кривых пробоя $U = f(Pd)$: для водорода, начиная с $P=2$ кПа, так как для него $Pd_{\min} \approx 2$ кПа·мм; для гелия, начиная с $P=5$ кПа, так как для него $Pd_{\min} \approx 5$ кПа·мм. На основании изложенного значения K_H и K_{He} , полученные для статоров, могут быть использованы для пересчета напряжений $U_{\text{ион}}$ и $U_{\text{ч.пр}}$, измеренных в воздухе, на соответствующие напряжения в водороде и гелии. Это позволит упростить контроль статоров, предназначенных для работы в водороде или гелии.

Кривые на рис. 1—3 позволили обосновать введение дополнительной изоляции в конструкцию статоров герметичных ЭД в цепях увеличения как напряжения $U_{\text{ион}}$, так и напряжения $U_{\text{ч.пр}}$. Кривые были использованы для расчета испытательного напряжения при контроле ЭП ЭД на различных стадиях их изготовления. Кроме того, они могут быть использованы для разработки методики технологического контроля статоров ЭД, предназначенных для работы с любым из рассмотренных газов при давлении 1—100 кПа, которая сводилась бы только к контролю в воздухе и при нормальном давлении.

Выводы

1. Выполнены измерения напряжения начала ионизации и напряжения ЧР изоляционных конструкций статоров герметичных ЭД при давлениях 1—100 кПа воздуха, водорода, гелия для межфазовой и корпусной изоляции при введении дополнительной межфазовой изоляции и без нее. Зависимости не противоречат общеизвестным кривым пробоя указанных газов.

2. Показано, что при контроле ЭП статоров ЭД, предназначенных для работы в водороде или в гелии, измерение $U_{\text{ион}}$ и $U_{\text{ч.пр}}$ можно производить в воздухе с последующим пересчетом результатов на водород или гелий.

Список литературы

1. Об электрической прочности микроэлектродвигателей, работающих в условиях пониженного давления газовой среды / Ю.К. Горбунов, В.И. Гуков, Б.М. Левин, В.М. Рожков // Изв. вузов. Электромеханика. 1979. № 7. С. 655—659.
2. Влияние ионизации газового пространства на электрическую прочность микроэлектродвигателей / В.И. Гуков, Б.М. Левин, В.В. Пашкова, В.М. Рожков // Электротехника. 1978. № 2. С. 43—44.
3. Об электрической прочности изоляции электрических микромашин / В.А. Грязин, В.И. Гуков, Б.М. Левин, В.М. Рожков // Электротехника. 1984. № 8. С. 25—26.
4. Сканави Г.И. Физика диэлектрика (область сильных полей). Изд-во физ.-мат. лит., 1958.
5. Вайда Д. Исследование повреждений изоляции. М.: Энергия, 1968.
6. Грязин В.А., Заварзина В.В., Рожков В.М. Зависимость пробоя малых воздушных промежутков от давления // Электротехника. 1992. № 10—11. С. 54—56.
7. Мик Дж., Крэгс Дж. Электрический пробой в газах. М.: Изд-во иностр. лит., 1960.

Комплекс программ расчета характеристик магнитных материалов

В.В. НИКАНОРОВ, С.Ю. ОСТАНИН, Г.А. ШМЕЛЕВА, кандидаты техн. наук

При проектировании и разработке синхронных с постоянными магнитами гистерезисных, реактивных электродвигателей, электромагнитных гистерезисных муфт, герконов и т. д., содержащих элементы из магнитно-мягких, магнитно-твердых и гистерезисных материалов, необходим большой объем информации о характеристиках этих материалов. Требуются статические и динамические характеристики намагничивания и перемагничивания шихтованных и массивных материалов в сложных магнитных полях, возникающих в реальных технических устройствах.

Как правило, данные справочной литературы очень ограничены. Корректное моделирование процессов перемагничивания различных магнитных материалов позволяет получить любую требуемую информацию о существующих материалах и даже прогнозировать полный набор характеристик разрабатываемых новых материалов.

В [1] сделана попытка формализации процессов перемагничивания массивных магнитных материалов. Наиболее важный результат этой работы — учет вихревых токов в указанных материалах. Однако авторам не удалось смоделировать и рассчитать процессы перемагничивания материалов по частным циклам, а из-за ограниченности технических возможностей результаты [1] носят эмпирический характер. В [2] получена первая версия автоматизированного расчета процессов перемагничивания магнитных материалов. В этой работе не учитывалось влияние вихревых токов на указанные процессы.

Поэтому статья посвящена созданию программного комплекса расчета статических и динамических характеристик магнитно-мягких и магнитно-твердых материалов с учетом нелинейности, магнитного гистерезиса и проявления вихревых токов. При этом желательно было использовать минимальное количество справочных или экспериментальных данных.

Разработанный программный комплекс позволяет получить полный набор магнитных характеристик, достаточный для анализа и проектирования перечисленных технических устройств. Кроме того, этот комплекс позволяет на стадии разработки самих магнитных материалов проанализировать влияние отдельных компонент химического состава материала на всю совокупность его характеристик.

Тексты программных модулей комплекса, реализующих непосредственно расчеты, написаны на алгоритмическом языке Фортран. Тексты программных модулей, осуществляющих ввод ис-

ходных данных в диалоговом режиме работы с пользователем, написаны на языке Си. Тексты программных модулей, обеспечивающих вывод результатов на дисплей в графической форме, написаны на языке Паскаль.

Для пользования программным комплексом необходимо запустить на решение соответствующий загрузочный модуль и далее работать в диалоговом режиме: вводить исходные данные, выполнять расчеты, выводить результаты и т. д.

Разработанный программный комплекс основан на математических моделях, описанных в [2, 3], и состоит из двух программных систем. Первая программная система (ее структурная схема приведена на рис. 1) позволяет рассчитывать статические и динамические кривые намагничивания образца магнитного материала, его динамические петли перемагничивания и потери на вихревые токи в объеме образца. Вторая программная система (структурные схемы ее головных программ приведены на рис. 2, 3), основанная на первой, позволяет строить семейство частных (непредельных) петель гистерезиса магнитно-твердого материала (рис. 2) и определять потери на гистерезис при перемагничивании образца (рис. 3). Кроме того, вторая программная система позволяет анализировать процессы в магнитном материале ротора, помещенного в магнитное поле реальных электромеханических устройств (рис. 3), например, гистерезисных элек-

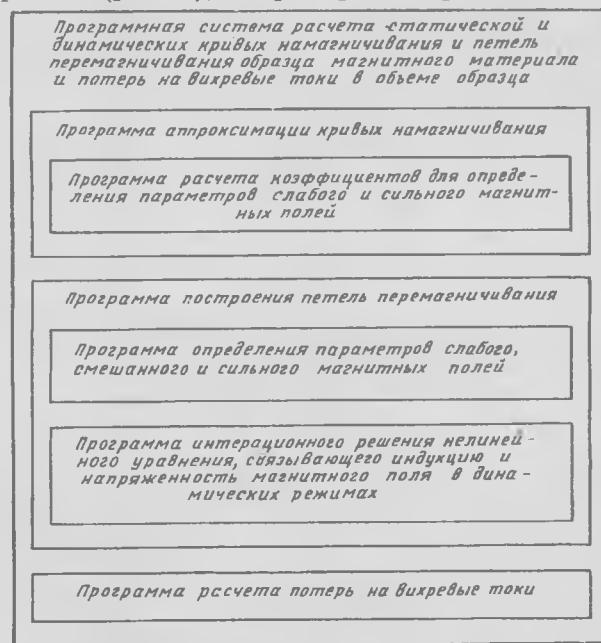


Рис. 1. Структурная схема программной системы расчета статической и динамической кривых намагничивания и петель перемагничивания образца магнитного материала и потерь на вихревые токи в объеме образца

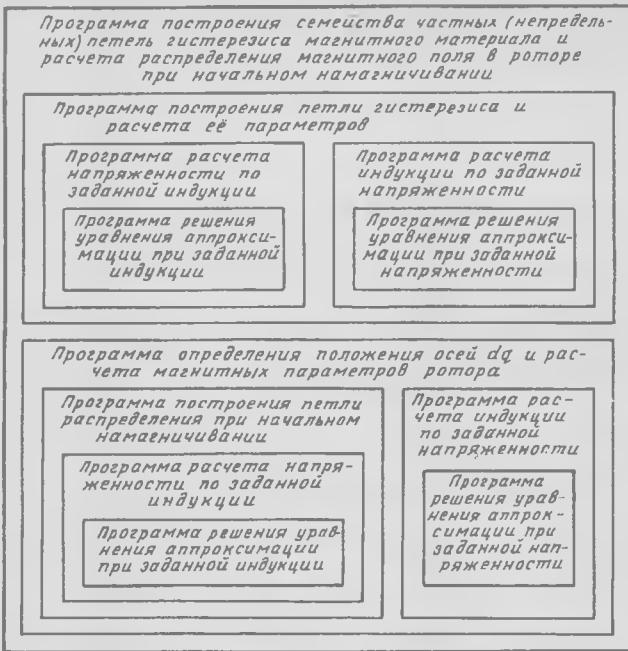


Рис. 2. Структурная схема программы построения семейства частных (непредельных) петель гистерезиса магнитного материала и расчета распределения магнитного поля в роторе при начальном намагничивании

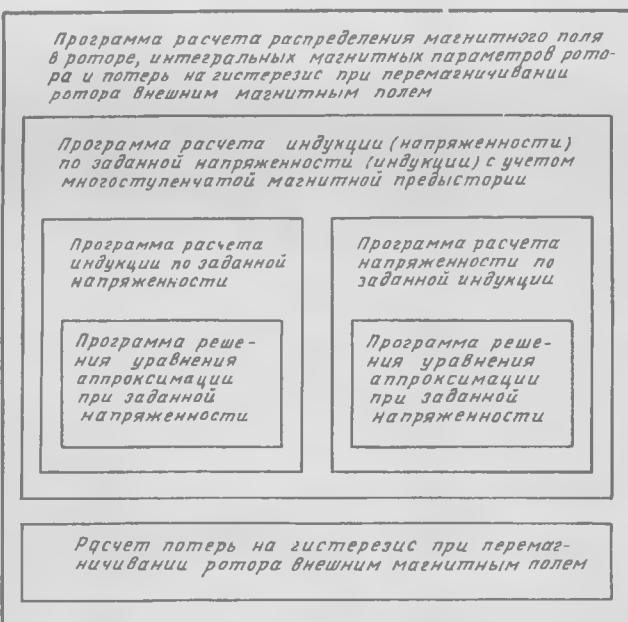


Рис. 3. Структурная схема программы расчета распределения магнитного поля в роторе, интегральных магнитных параметров ротора и потерь на гистерезис при перемагничивании ротора внешним магнитным полем

тродвигателей или муфт, и оценивать электромагнитный момент и магнитные потери в роторе.

При расчете характеристик намагничивания магнитных материалов (рис. 1) наряду с их нелинейностью и неоднозначностью учитываются вихревые токи. Это важно при расчете электромеханических устройств, магнитная цепь которых содержит массивные участки, например, электрических микромашин с массивным статором, синхронных гистерезисных электродвига-

телей с массивным ротором и др. Расчет петель гистерезиса (рис. 2) и перемагничивания по частным циклам (рис. 3) требуется при анализе статических и динамических режимов работы устройств с элементами из гистерезисных материалов.

Для первой программной системы исходными являются следующие данные:

- В случае магнитно-мягкого материала — координаты точки статической кривой намагничивания, соответствующей максимальной магнитной проницаемости — $B_{\text{м}}^{\text{и}}$ и $H_{\text{м}}^{\text{и}}$. Для магнитно-твердого материала нужно дополнительно задать остаточную индукцию $B_r^{\text{и}}$ и коэрцитивную силу $H_c^{\text{и}}$ симметричной петли гистерезиса материала при его максимальной магнитной проницаемости. Эти значения могут быть взяты из справочной литературы или получены экспериментально.

- Геометрические размеры образца (для цилиндрического образца — длина, наружный и внутренний диаметры).

- Удельная электрическая проводимость материала.

- Частота перемагничивания материала f

В результате расчета определяются следующие характеристики:

- Статическая $B_c=f(H_c)$ и динамическая $B_d=f(H_d)$ (на частоте f) кривые намагничивания образца.

- Семейство динамических петель перемагничивания.

- Потери на вихревые токи в объеме образца $P_{\text{вхт}}$.

Расчет магнитного состояния при начальном намагничивании (рис. 2) и перемагничивания по частным циклам ротора из гистерезисного материала (рис. 3) производится в системе координат dq . Продольная ось d связывается с элементом ротора, в котором первая гармоническая составляющая остаточной индукции при его начальном намагничивании имеет максимальное значение, а поперечная ось q — с элементом, в котором эта гармоническая равна нулю.

В соответствии с последовательностью магнитных процессов, происходящих при перемагничивании образца (ротора) из магнитно-твердого материала, сначала производится расчет распределения магнитного поля в образце (роторе) при его начальном намагничивании, а затем — при его перемагничивании внешним магнитным полем.

Для расчета по второй программной системе (рис. 2, 3) параметров симметричных и несимметричных гистерезисных циклов перемагничивания образца (ротора) дополнительно к исходным данным первой программной системы по пп. 1, 2 нужно задать следующие величины:

1) уровень максимальной индукции — B_{mH} петли гистерезиса образца (ротора) при его начальном намагничивании;

2) гармонический состав индукции или напряженности магнитного поля в образце (роторе), который определяется по известному гармоническому составу питающего напряжения или тока [4].

Для построения распределения магнитного поля в роторах реальных электромеханических устройств и оценки электромагнитного момента и магнитных потерь необходимо дополнительно ввести во вторую программную систему следующие данные:

количество элементов n , на которые разбивается ротор в пределах полюсного деления;

пространственное распределение индукции B_i ($i=1, 2, \dots, n$) или напряженности H_i магнитного поля по окружности ротора.

В результате расчета находятся следующие характеристики.

Для начального намагничивания:

1. Параметры петли распределения: напряженность в вершине H_{mH} ; остаточная индукция B_{rH} ; коэрцитивная сила H_{cH} .

2. Собственно петля распределения в виде значений индукции B_{hi} и напряженности H_{hi} элементов ротора.

3. Интегральные характеристики ротора: проекции векторов k -х гармонических составляющих напряженности H_{ndk}, H_{nqk} , индукции B_{ndk}, B_{nqk} и остаточной индукции B_{rndk}, B_{rnqk} на оси d и q ; магнитные проницаемости ротора по осям d и q :

$$\mu_{rndk} = \frac{B_{ndk} - B_{rndk}}{H_{ndk}}; \quad \mu_{rnqk} = \frac{B_{nqk} - B_{rnqk}}{H_{nqk}}$$

Для перемагничивания внешним магнитным полем:

4. Собственно петля распределения в виде значений индукции B_{pi} и напряженности H_{pi} элементов образца и распределение остаточной индукции в образце в рассматриваемый момент времени B_{rpi} .

5. Проекции на оси d и q векторов k -х гармонических составляющих результирующих индукции B_{ndk}, B_{nqk} , напряженности H_{ndk}, H_{nqk} и остаточной индукции B_{rndk}, B_{rnqk} в образце в фиксированный момент времени.

6. Интегральные магнитные проницаемости образца по осям d и q :

$$\mu_{rndk} = \frac{B_{ndk} - B_{rndk}}{H_{ndk}} \frac{H_{m\mu}}{B_{m\mu}} = \frac{\mu_{ndk}}{\mu_m};$$

$$\mu_{rnqk} = \frac{B_{nqk} - B_{rnqk}}{H_{nqk}} \frac{H_{m\mu}}{B_{m\mu}} = \frac{\mu_{nqk}}{\mu_m}.$$

7. Потери на гистерезис при перемагничивании образца P_g .

Для количественной оценки адекватности разработанного программного комплекса выполнены расчеты магнитного поля в образцах магнитно-мягких и магнитно-твёрдых материалов различных размеров и геометрической конфигурации, а также в роторах реальных электромеханических устройств.

На рис. 4 показаны статическая и динамические (на частотах 25, 50, 100, 250 Гц) характеристики намагничивания массивной втулки из углеродистой стали длиной 0,025 м с наружным и внутренним диаметрами 0,024 м и 0,020 м. На рис. 4—8 сплошными линиями показаны зависимости, рассчитанные с помощью разработанного программного комплекса, пунктирными — полученные экспериментально, штрихпунктирными — рассчитанные с помощью одной из разработанных ранее методик.

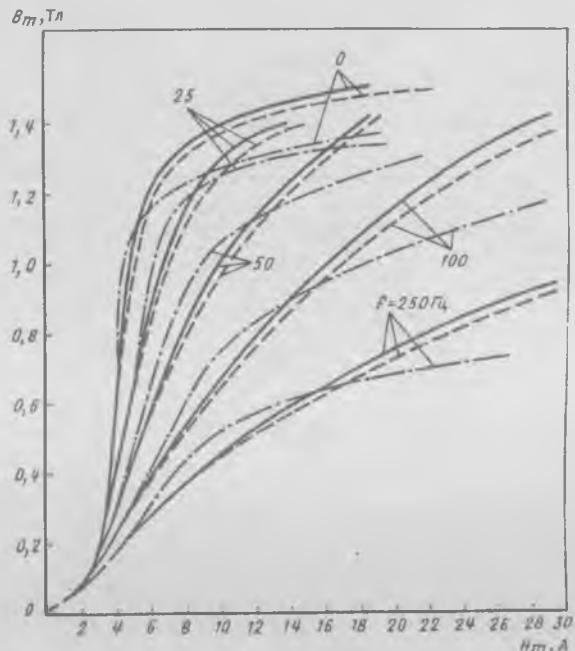


Рис. 4. Статическая и динамические кривые намагничивания массивной втулки из углеродистой стали

На рис. 5 показаны статическая и динамические (на частотах 25, 50, 100, 250 Гц) характеристики намагничивания образца массивного хромокобальтового сплава, являющегося наиболее перспективным материалом для роторов гистерезисных электродвигателей, длиной 0,0298 м с наружным и внутренним диаметрами 0,0195 и 0,015 м. На рис. 6 приведены расчетные и экспериментальные динамические характеристики намагничивания на частоте 100 Гц трех образцов массивного хромокобальтового сплава, отличающихся геометрическими размерами, а следовательно, периметрами и площадями поперечного сечения.

Адекватность программной системы расчета петель гистерезиса и перемагничивания по ча-

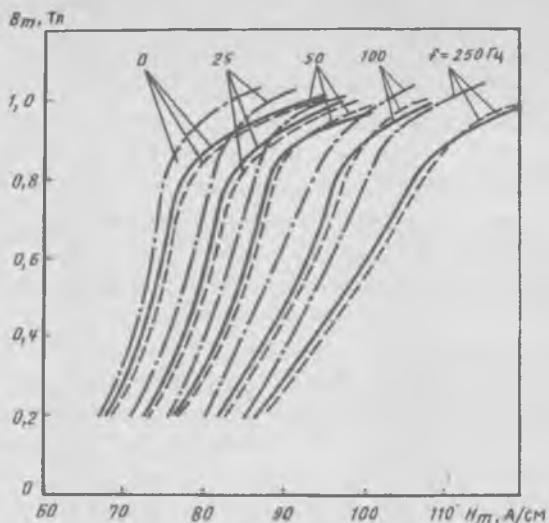


Рис. 5. Статическая и динамические кривые намагничивания массивной гистерезисной втулки из хромокобальтового сплава

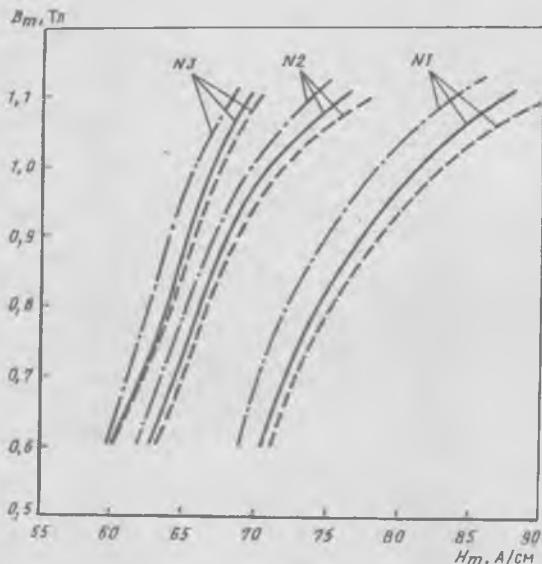


Рис. 6. Динамические кривые намагничивания массивных гистерезисных втулок различных геометрических размеров

стным циклам оценивалась путем сравнения результатов расчета с экспериментальными данными, полученными при помощи баллистического метода. Погрешность определялась как максимальное расхождение между расчетными и экспериментальными кривыми, взятое в процентах от индукции в вершине соответствующей петли.

На рис. 7 приведены расчетные и экспериментальные симметричные циклы перемагничивания ротора из материала с коэффициентом выпуклости $k_{B\mu} = 0,566$, относительной остаточной индукцией $b_{r\mu} = 0,765$ и относительной коэрцитивной силой $h_{c\mu} = 0,700$ (на рис. 7, 8 индукция и напряженность даны в относительных единицах, причем в качестве базовых единиц приняты координаты вершины симметричной петли гистерезиса материала при его максимальной магнитной проницаемости $B_{m \max}$, $H_{m \max}$). Погреш-

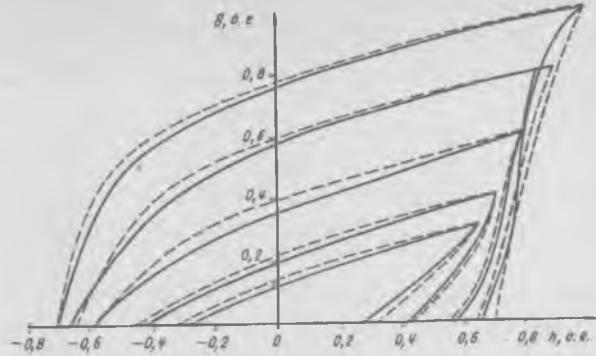


Рис. 7. Симметричные циклы перемагничивания материала ротора гистерезисного двигателя

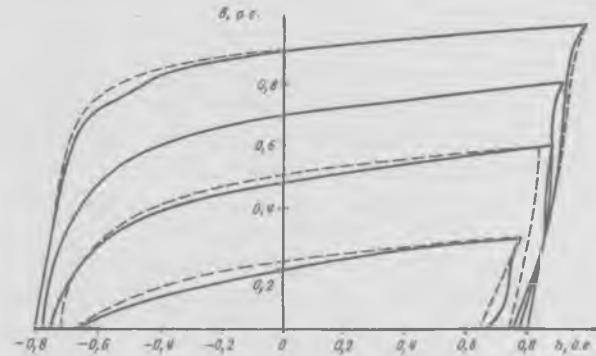


Рис. 8. Симметричные циклы перемагничивания материала ротора гистерезисного двигателя с повышенным коэффициентом выпуклости

ность расчета для петель на рис. 7 не превышает 5%. Для материала с повышенным коэффициентом выпуклости $k_{B\mu} = 0,700$; $b_{r\mu} = 0,905$; $h_{c\mu} = 0,820$ (рис. 8) погрешность не превышает 6%.

Как видно из рис. 4—8, расхождение результатов расчетов по разработанной системе программ с экспериментальными данными не превышает 6%, в то время как соответствующие расхождения для методик [1, 2] достигают 15% и более (рис. 4, 6).

Разработанный программный комплекс включен как составная часть в систему программ расчета гистерезисных электродвигателей, с помощью которых спроектированы двигатели для конкретных электро приводов роторных и центрифужных технологий [5].

Список литературы

- Музыка Ю.А., Музыка Н.А., Завгородний В.И. К расчету электроэлементов с массивными магнитопроводами // Электричество. 1974. № 4.
- Делекторский Б.А., Орлов Н.И., Черняева О.М. Математическая модель линейного перемагничивания магнитов твердого материала // Изв. вузов. Электромеханика. 1980. № 9.
- Останин С.Ю., Яковлев Б.А. Алгоритм и программная система расчета характеристик гистерезисного двигателя с массивным ротором. // Тр. МЭИ. 1993. Вып. 666.
- Делекторский Б.А., Никаноров В.Б., Орлов И.Н. Особенности проявления высших гармоник питания в гистерезисном двигателе // Электротехника. 1972. № 8.
- Создание рядов синхронных вентильных электроприводов для роторных и центрифужных технологий / В.Н. Тарасов, С.Ф. Позднухов, В.П. Ларин и др. // Электротехника. 1995. № 1.

Расчетно-экспериментальное определение коммутационной износостойкости электрических аппаратов

И.С. ТАЕВ, доктор техн. наук, Е.Г. ЕГОРОВ, канд. техн. наук

Обычно принято коммутационную износостойкость контактов коммутационных аппаратов определять экспериментально, когда аппарат включает и отключает ток в заданном режиме работы до тех пор, пока не выгорит от дуги заданная на износ масса контактного материала. Коммутационная износостойкость определяется количеством циклов коммутации, который выдержал аппарат (обычно до 1 млн. срабатываний). Этот процесс длительный и незакономичный.

В статье предлагается вариант методики ускоренных испытаний, когда для оценки коммутационной износостойкости используется теоретическая зависимость массы износа контактов от основных факторов с включенными в нее эмпирическими коэффициентами, полученными при сокращенных испытаниях конкретного аппарата и отражающими особенности конструкции и условия работы аппарата.

Основа разработки — решение дифференциального уравнения нестационарной теплопроводности в сочетании с физическим моделированием процесса нагрева контактов циклическими дуговыми разрядами при сильных токах*. Это решение, выраженное в виде эмпирической формулы Г.С. Белкина, для массы износа на один цикл разряда имеет вид:

$$m_0 = k_B \frac{I_0}{j_{03}} \sqrt{\frac{\gamma t_d}{c}} \left(1,3 + 0,004 \frac{U_{03} j_{03}}{T_{pl}} \sqrt{\frac{t_d}{\lambda c \gamma}} \right) \times \\ \times \left(1 - \frac{0,885}{U_{03} j_{03}} \sqrt{\frac{\lambda c \gamma}{t_d}} \right). \quad (1)$$

Здесь: k_B — коэффициент выброса металла; γ , c , T_{pl} — плотность, удельные теплопроводность и теплоемкость, температура плавления материала контактов; I_0 , U_{03} и j_{03} , t_d — ток, окколоэлектродные плотность тока и напряжение, время горения дуги.

Формула (1) отражает основные физические взаимосвязи износа контактов с определяющими параметрами в тепловых и электрических процессах нагрева контактов электрической дугой отключения. Эмпирические коэффициенты — 1,3; 0,004 и 0,885 в этой формуле отражают специфику условий дугового разряда, нагрева электрической дугой и охлаждения оснований дуги на контактах в опытах [1].

Можно полагать, что формула (1) останется справедливой и для других условий гашения дуги в аппаратах, если вместо приведенных эмпири-

ческих коэффициентов экспериментально найти другие коэффициенты, соответствующие другим условиям гашения дуги (коэффициенты x). Анализ показал, что применительно к аппаратам низкого напряжения при токах в десятки и сотни ампер можно ограничиться учетом лишь двух эмпирических коэффициентов и принять базовую формулу в виде

$$m_0 = k_B \sqrt{\frac{\lambda \gamma t_d}{c}} \frac{I_0}{j_{03}} \left(x_1 + x_2 \frac{U_{03} j_{03}}{T_{pl}} \sqrt{\frac{\lambda c \gamma}{t_d}} \right). \quad (2)$$

При заданной массе M контактной накладки, предназначенной для износа от дуги, и рассчитанной по (2) удельной массе износа m_0 коммутационная износостойкость равна

$$N_k = M/m_0. \quad (3)$$

Введем новые эмпирические коэффициенты

$$y_1 = x_1 \frac{k_B}{j_{03}}; \quad y_2 = x_2 \frac{k_B}{j_{03}}.$$

Тогда зависимость (2) принимает вид

$$m_0 = F_1 (y_1 + y_2 F_2), \quad (4)$$

где

$$F_1 = I_{ekb} \sqrt{\lambda \gamma t_d / c}; \quad F_2 = \frac{U_{03}}{T_{pl}} \sqrt{t_d / \lambda c \gamma}.$$

В эту зависимость вместо отключаемого тока I_0 введен эквивалентный по условиям нагрева контактов ток I_{ekb} , равный

$$I_{ekb} = I_0 \sqrt{\frac{\text{ПВ}\%}{100} + \frac{z}{600} \sqrt{\frac{\text{ПВ}\%}{100}}}, \quad (5)$$

где z — частота коммутационных операций.

Выражение (5), полученное по ВНИИрелестроения (г. Чебоксары), учитывает дополнительный нагрев контактов электрической дугой, при повторно-кратковременном режиме работы аппарата.

После обработки литературных материалов формула (5) была дополнена слагаемыми, учитывающими еще и другие факторы влияния на температурный режим контактов аппарата:

$$I_{ekb} = I_0 M_0 \sqrt{\frac{\text{ПВ}\%}{100} + \frac{z}{600} \sqrt{\frac{\text{ПВ}\%}{100}} + N_0}, \quad (6)$$

где

$$M_0 = 1 + \frac{k_2 I_B t_{B6} (x_0 + \alpha_0)}{I_0 t_d [x_0 + \alpha(n)]};$$

$$N_0 = \frac{k_1 \pi \rho \sigma_{cm} I_0^2}{32 \lambda C_{np} T_{kd} [(x_0 + \alpha(n))]}.$$

Здесь I_B — включаемый ток; ρ и σ_{cm} — удельное

*Электрическая эрозия сильноточных контактов и электродов / Г.С. Белкин, Г.В. Буткевич, Н.А. Ведешенков, М.А. Жаворонков. М.: Энергия, 1978.

электрическое сопротивление и сопротивление смятию материала контактов; $C_{\text{пр}}$ и x_0 — жесткость контактной пружины и ее предварительное сжатие; α_0 и $\alpha(n)$ — начальный провал контактов и провал при n коммутационных операций.

Для учета изменения по мере наработки аппарата величины провала контактов $\alpha(n)$ при расчете коммутационной износостойкости воспользуемся методом последовательных интервалов.

Процесс эксплуатации (ускоренного питания) разобъем на n интервалов, каждый из которых соответствует одному числу циклов коммутации. В первом цикле проводится натурное испытание аппарата и определяется весовой износ контактов аппарата, удельный износ контактов m_0 на один цикл и по ним — изменение провала контактов. Эти величины будут исходными (начальными) уже для расчета износа и провала во втором интервале и т.д. (рис. 1), до израсходования на износ заданной массы M контактной накладки.

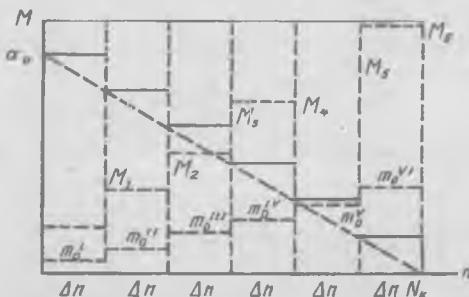


Рис. 1. Иллюстрация метода определения коммутационной износостойкости с учетом изменения провала контактов при работе

Естественно, будет целесообразным провести опытное и расчетное определение масс износа

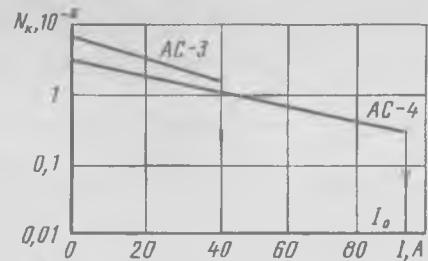


Рис. 2. Расчетные характеристики коммутационной пускателя переменного тока

в нескольких следующих интервалах, чтобы откорректировать эмпирические коэффициенты y_1 и y_2 в расчетных формулах (4).

Для определения эмпирических коэффициентов y_1 и y_2 требуется провести опыты первой стадии испытуемого аппарата при двух токах I_1 и I_2 . Этим токам будут соответствовать удельные массы износа m_0 , величин F_1 и F_2 и эквивалентные токи $I_{\text{экв}}$, причем току I_1 соответствуют величины с одним штрихом в верхнем индексе, а I_2 — с двумя штрихами.

Разработаны формулы для определения эмпирических коэффициентов

$$y_2 = \frac{m_0'/F_2' - m_0''/F_2''}{F_2' - F_2''} \quad (7)$$

$$y_1 = \frac{m_0}{F_1'} - F_2'y_2 = \frac{m_0}{F_1''} - F_2''y_2.$$

Приводим пример использования полученных зависимостей для расчета характеристик коммутационной износстойкости пускателя типа ПМА с накладками из серебра-окиси кадмия для категорий применения АС-3 и АС-4 (рис. 2). Описанным способом получена расчетная зависимость $m_0 = F_1 (2,42 \cdot 10^{-7} - 7,57 \cdot 10^{-4} F_2)$ г/цикл.

Особенности расчета электродинамических сепараторов с бегущим магнитным полем

А.Ю. КОНЯЕВ, С.Л. НАЗАРОВ, кандидаты техн. наук

УГТУ, Екатеринбург

Электродинамическая сепарация как метод разделения немагнитных материалов все более широко применяется в ряде отраслей промышленности. Достоинства электродинамической сепарации — простота конструкции сепараторов, использование воздуха в качестве среды разделения, легкая встраиваемость в поточные технологические линии, возможность извлечения проводящих частиц и предметов без их дробления, отсутствие вредного воздействия на окружающую среду. На-

иболее эффективно использование электродинамических сепараторов при переработке различных видов сырья и отходов, а также при подготовке сложного лома цветных металлов к металлургическому переделу [1, 2]. При этом решаются задачи ресурсосбережения и экологии, обеспечивается повышение качества сплавов, получаемых из вторичных металлов, уменьшаются потери металлов, которые при плавке несортированного лома достигают 20% [2].

По характеру причин, обуславливающих наведение вихревых токов в проводящих частицах или предметах, способы электродинамической сепарации условно можно разделить на три группы: движение частиц в пульсирующем магнитном поле высокочастотного источника; перемещение частиц в пространственно неоднородном магнитном поле; воздействие на частицы и предметы бегущим магнитным полем, создаваемым линейным трехфазным индуктором или перемещамыми магнитами. Первые два способа сепарации применяются преимущественно для разделения мелкозернистых сыпучих смесей, в которых размеры частиц не превышают нескольких миллиметров. Они обладают сравнительно малой производительностью и требуют предварительной подготовки материалов (дробление, классификация). Указанных недостатков лишены электродинамические сепараторы с бегущим магнитным полем, благодаря чему они широко используются. Кафедра электротехники и электротехнологических систем Уральского государственного технического университета выполнила в содружестве с заинтересованными организациями серию научно-исследовательских работ, посвященных исследованию и разработке электродинамических сепараторов. Основные результаты теоретической части таких исследований излагаются в статье.

Прежде всего отметим, что разделение материалов на фракции в электродинамическом сепараторе происходит в результате совместного действия не только электромагнитных сил, но и конкурирующих механических сил (силы тяжести, динамического сопротивления среды, центробежных сил, силы адгезии и т.д.). Поэтому в полной постановке задача расчета процессов сепарации связана с совместным решением дифференциальных уравнений, описывающих как электромагнитные процессы, так и процессы масопереноса. Такая задача является весьма трудоемкой, к тому же на стадии проектирования сепараторов конкурирующие силы могут быть заданы лишь приближенно, так как их значения зависят от многих случайных факторов. В связи с этим при разработке сепараторов следует ориентироваться не на получение определенной электромагнитной силы, а на достижение максимума силы извлечения при заданных ограничениях (энергопотребление, габариты, тепловая нагрузка). Такой подход позволяет при исследовании сепараторов не учитывать конкурирующие силы. Таким образом, при расчетах электродинамических сепараторов возникает задача определения электромагнитных усилий, действующих на проводящие предметы ограниченных размеров в бегущем магнитном поле. В общем случае при ее решении требуется учет целого ряда специфических явлений: изменения магнитного поля

при удалении от индуктора (толщинный эффект); продольного краевого эффекта, обусловленного разомкнутостью магнитопровода линейного индуктора; поперечного краевого эффекта, связанного с появлением продольных составляющих токов в массивном вторичном элементе (предмете); перераспределения вихревых токов, обусловленного ограниченностью размеров проводящих предметов и вытеснением токов (скин-эффект). Нетрудно заметить, что большая часть указанных явлений присуща линейным асинхронным двигателям (ЛАД), поэтому при построении теории электродинамических сепараторов были использованы подходы, применяемые в теории ЛАД [3–5].

Анализ сепараторов осложняется наличием нескольких вариантов конструкции линейных индукторов, показанных на рис. 1, оценка которых

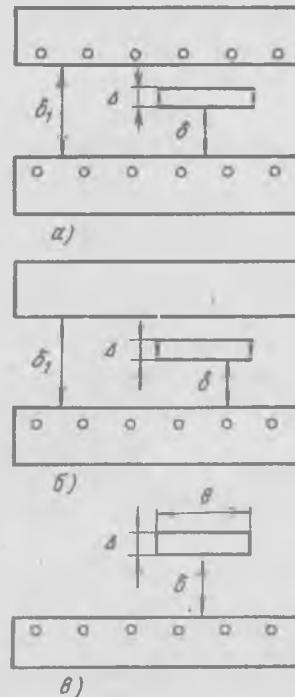


Рис. 1. Варианты конструкций линейных индукторов

желательна в рамках единого теоретического подхода, а также разнообразием форм извлекаемых проводящих предметов. В ходе экспериментальных исследований сепараторов удалось показать, что характер зависимостей усилия извлечения от основных размеров сепаратора (полюсное деление τ и воздушный зазор δ) для всех предметов плоской формы одинаков и что предметы типа тел вращения извлекаются в более слабых полях, чем плоские. Вследствие этого в дальнейшем рассматривается воздействие бегущего магнитного поля только на проводящие пластины. Тем не менее наличие нескольких конкурентоспособных вариантов конструкции сепараторов и сложность электромагнитных процессов не позволяют создать универсальную методику расчета на основе

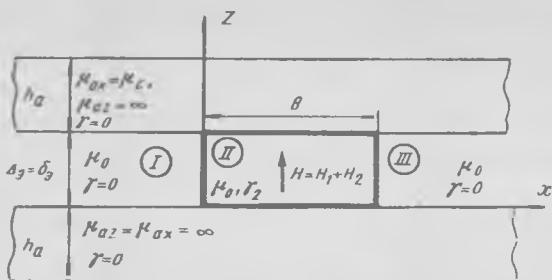


Рис. 2. Расчетная модель электродинамического сепаратора

более корректной трехмерной математической модели. Поэтому авторы используют метод наложения, складывая общее решение из нескольких более простых решений в одно- и двухмерной постановке. За базовую принята одномерная математическая модель ЛАД, показанная на рис. 2, в которой развиваются подходы к исследованию ЛАД, принятые в [3, 6]. В ее основе лежат следующие допущения:

1. Индукторы бесконечно протяжены по осям x и y . Электромагнитные величины не зависят от координат y и z .
2. Зубчатые сердечники заменены гладкими, влияние пазов учитывается соответствующим увеличением зазора.

3. Нижний сердечник имеет магнитную проницаемость $\mu = \infty$ и удельную электропроводность $\gamma = 0$, а для верхнего сердечника при $y = 0$ предполагаем магнитную анизотропию $\mu_{ax} = \mu_c$, $\mu_{az} = \infty$.

4. Токи первичной обмотки распределены в зазоре между сердечниками равномерно по его толщине и образуют синусоидальную бегущую волну тока, объемная плотность которого равна:

$$J_1 = J_{1m} \cos(\omega t - \alpha x), \quad (1)$$

или в комплексной форме

$$J_1 = J_{1m} e^{-j\alpha x}, \quad (2)$$

где $\alpha = \pi/\tau$, $J_{1m} = J_{nm}/\delta_3 = \sqrt{2} AK_w/\delta_3$ (J_{nm} — амплитуда линейной плотности тока индуктора; A — полная линейная токовая нагрузка индуктора).

5. Реальный вторичный элемент (проводящая немагнитная пластина) длиной в направлении поля b , шириной a , толщиной Δ , с магнитной проницаемостью μ_0 и удельной электропроводностью γ_m заменяется эквивалентным, полностью заполняющим воздушный зазор по высоте на отрезке длиной b с эквивалентной электропроводностью

$$\gamma_2 = \gamma_m \Delta / \delta_3. \quad (3)$$

Длина вторичного элемента в направлении оси y не ограничена. Расчеты ведутся на единицу длины по y .

В соответствии с принятыми допущениями напряженность магнитного поля в зазоре будет иметь только одну составляющую $H = H_z = H_1 +$

$+ H_2$, а в ярме только составляющую по оси x $H_x = H_{av}$. Напряженность электрического поля E и плотности первичного J_1 и вторичного тока J_2 имеют только составляющие по оси y . Все указанные величины являются функцией только одной координаты x .

Как следует из принятых допущений, расчетная модель не учитывает продольного, поперечного и толщинного эффектов, которые наиболее полно изучены в теории ЛАД [3–5]. Их влияние на характеристики электродинамического сепаратора изучаются и учитываются отдельно. Например, в [7] показано, что для реальных сепараторов, имеющих число полюсов не менее шести, влиянием продольного краевого эффекта можно пренебречь. В той же работе приведены выражения для коэффициента поперечного краевого эффекта k_{pop} зависящего от соотношения размеров проводящей пластины (a, b) и полюсного деления индуктора (τ) . При выводе выражений использовался известный в теории ЛАД подход А.И. Вольдека [3]. Для учета влияния поперечного краевого эффекта в предлагаемой модели сепаратора корректируется удельная электропроводность проводящей пластины γ_m (или γ_2). Отметим, что в общем случае k_{pop} и γ_m являются комплексными величинами. Однако при малой электромагнитной добротности ($\epsilon < 1$), характерной для рассматриваемых сепараторов, мнимые составляющие можно не учитывать.

Изменение напряженности H_z от координаты z (толщинный эффект) для различных модификаций сепаратора учитывается в предлагаемой модели при определении эквивалентного воздушного зазора δ_3 . В качестве критерия эквивалентности принимается равенство значений напряженности первичного магнитного поля в месте расположения вторичного элемента — пластины:

$$H_1 = \frac{1}{\Delta} \int_{-\Delta}^{\delta+\Delta} H_z(z) dz, \quad (4)$$

где $H_z(z)$ — комплексная величина нормальной составляющей напряженности первичного поля в воздушном зазоре реальных конструкций сепаратора (рис. 1), а H_1 — комплекс напряженности ноля в расчетной модели по рис. 2.

Для отыскания значений $H_z(z)$ воспользуемся двухмерной расчетной моделью ЛАД, предложенной А.И. Вольдеком [3]. Следуя [3], для условий электродинамического сепаратора получаем:

для двухстороннего индуктора с обмоткой на обоих сердечниках

$$H_z(z) = -j \frac{J_{nm}}{2} \frac{\operatorname{ch} \alpha \left(z - \frac{\delta_1}{2} \right)}{\operatorname{sh} (\alpha \delta_1/2)} e^{-j\alpha x}; \quad (5)$$

для двухсердечникового индуктора с односторонней обмоткой

$$H_z(z) = -j J_{nm} \frac{\operatorname{ch} \alpha (\delta_1 - z)}{\operatorname{sh} \alpha \delta_1} e^{-j\alpha x}; \quad (6)$$

для односердечникового индуктора

$$\underline{H}_z(z) = -jJ_{nm} e^{-jax} e^{-\alpha z}. \quad (7)$$

Обозначения, принятые в (5)–(7), соответствуют рис. 1.

В предлагаемой расчетной модели напряженность магнитного поля неизменна по высоте зазора и подобно [6]:

$$\underline{H}_1 = -j \frac{J_{nm}}{\alpha \delta_3 (1 + \beta^2/\alpha^2)} e^{jax}, \quad (8)$$

где β — коэффициент распространения вторичного магнитного поля

$$\beta = \sqrt{\mu_0/\mu_c} h_a \delta_3. \quad (9)$$

С учетом условия эквивалентирования расчетных моделей (4) на основании (5)–(8) находим выражения для эквивалентного зазора:

двусторонний индуктор

$$\delta_3 = \frac{\Delta}{(1 + \beta^2/\alpha^2) \operatorname{sh}(\alpha\Delta/2)} \times \\ \times \left[\operatorname{cth}\left(\frac{\alpha\delta_1}{2}\right) \operatorname{ch}\frac{\alpha(2\delta + \Delta)}{2} - \operatorname{sh}\frac{\alpha(2\delta + \Delta)}{2} \right]^{-1}, \quad (10)$$

двукардечниковый индуктор с односторонней обмоткой

$$\delta_3 = \frac{\Delta}{2(1 + \beta^2/\alpha^2) \operatorname{sh}(\alpha\Delta/2)} \times \\ \times \left[\operatorname{cth}\alpha\delta_1 \operatorname{ch}\frac{\alpha(2\delta + \Delta)}{2} - \operatorname{sh}\frac{\alpha(2\delta + \Delta)}{2} \right]^{-1}; \quad (11)$$

односторонний индуктор

$$\delta_3 = \frac{\Delta e^{\alpha\delta}}{(1 + \beta^2/\alpha^2)(1 - e^{-\alpha\Delta})}, \quad (12)$$

где обозначения соответствуют рис. 1, 2.

Таким образом, путем последовательного решения частных задач в одно- и двумерной постановке удалось свести расчеты различных вариантов сепаратора к анализу универсальной одномерной модели (рис. 2), которая позволяет в явном виде учесть основную особенность электродинамических сепараторов: ограниченность длины вторичного элемента ($b < \tau$). Введение конечной магнитной проницаемости верхнего сердечника позволяет получить решения, содержащие коэффициент распространения вторичного магнитного поля β , подбором численных значений которого можно добиться соответствия распространения магнитных полей в модели и реальных сепараторах.

Разделив активную зону модели (рис. 2) на три области, с учетом принятых допущений получим системы дифференциальных уравнений второго порядка относительно напряженности вторичного магнитного поля \underline{H}_2 , решение которой отыскиваем в виде:

$$\begin{aligned} \underline{H}_2 &= C_4 e^{\lambda x}, & -\infty < x < 0; \\ \underline{H}_2 &= C_1 e^{\lambda x} + C_2 e^{-\lambda x} + C_3 e^{-jax}, & 0 < x < b; \\ \underline{H}_2 &= C_5 e^{-\beta x}, & b < x < \infty \end{aligned} \quad (13)$$

где

$$\lambda^2 = \beta^2 + \sigma^2;$$

$$\sigma^2 = j\omega\mu_0\gamma_2 = j\alpha^2 \epsilon;$$

$$\epsilon = \mu_0\gamma\omega\tau^2/\pi^2.$$

(14)

Для отыскания входящих в (13) постоянных интегрирования используем обычные для таких задач граничные условия, а также условие непрерывности магнитно-силовых линий и непрерывности вторичных токов. Выражения для постоянных интегрирования здесь не приводятся ввиду их громоздкости. Покажем лишь значение C_3 :

$$C_3 = j\alpha \frac{\sigma^2}{(\alpha^2 + \lambda^2)(\alpha^2 + \beta^2)} J_{1m}. \quad (15)$$

На основании закона полного тока для составляющих, относящихся ко вторичному элементу, можно записать:

$$\underline{J}_2 = -\frac{\partial \underline{H}_2}{\partial x} + \frac{\underline{H}_2}{\delta_3}. \quad (16)$$

С учетом (16) и (13) получаем выражение для плотности вторичного тока

$$\begin{aligned} \underline{J}_2 = \frac{\beta^2 - \lambda^2}{\lambda} (C_1 e^{\lambda x} - C_2 e^{-\lambda x}) + j \frac{\alpha^2 + \beta^2}{\alpha} C_3 e^{-jax} + \\ + \beta C_4 - \frac{\beta^2}{\lambda} (C_1 - C_2) - j \frac{\beta^2}{\alpha} C_3, \end{aligned} \quad (17)$$

содержащее как гармоническую составляющую (второе слагаемое), характерную для ЛАД с длинным вторичным элементом, так и дополнительные составляющие, обусловленные ограниченностью размеров проводящей пластины.

Зная \underline{H}_1 по (8) и \underline{J}_2 по (17), нетрудно найти усилие, действующее на пластину [3–5]:

$$F = \frac{1}{2} \mu_0 a \delta_3 \int_0^b \operatorname{Re}[\underline{H}_1 \underline{J}_2] dx. \quad (18)$$

Очевидно, что усилие извлечения является сложной функцией обобщенных параметров α, β, σ и λ , а также длины пластины b . Представляет интерес анализ некоторых случаев. Например, если магнитная проницаемость обоих сердечников бесконечно велика ($\mu_c = \infty$ и $\beta = 0$), то выражение для усилия преобразуется к виду (введено $b_* = b/2\tau$ — относительная длина пластины):

$$F = F_\delta \operatorname{Re} \left[(1 - j\epsilon) \left(b_* - \frac{\sqrt{j\epsilon}}{\pi(1 + j\epsilon)} \times \right. \right. \\ \left. \left. \times \frac{\operatorname{ch}(2\pi b_* \sqrt{j\epsilon}) - \cos(2\pi b_*)}{\operatorname{sh}(2\pi b_* \sqrt{j\epsilon})} \right) \right], \quad (19)$$

где базовое усилие F_δ — это часть усилия, действующего на длинный вторичный элемент, приходящаяся на двойное полюсное деление:

$$F_\delta = \frac{\mu_0}{\pi} \tau^2 a \delta_3 J_{1m}^2 \frac{1}{1 + \epsilon^2}. \quad (20)$$

Первое слагаемое в выражении (19) можно рассматривать как пропорциональную относительной длине пластины (b_*) часть базового усилия, а второе слагаемое — как возмущение силы, обусловленное перераспределением вторичных токов,

связанным с ограниченностью длины пластины и скин-эффектом. Нетрудно видеть, что относительное усилие $F_* = F/F_\delta$, найденное по (19), зависит только от двух величин: относительной длины b_* и электромагнитной добротности ϵ . При $b_* < 1$ и $\epsilon \ll 1$ приходим к выражению для усилия, ранее полученному в [7]:

$$F = F_\delta \left(b_* - \frac{1}{\pi^2 b_*} \sin^2 \pi b_* \right). \quad (21)$$

Сопоставление результатов расчетов усилия по (18) и (21) показывает, что при $b < \tau$ и $\epsilon < 0,5$ расхождение не превышает 5%. Поэтому упрощенные выражения для расчета усилия извлечения (20), (21) можно использовать только в случае слабого электромагнитного взаимодействия индуктора и извлекаемых предметов при создании сепараторов на промышленной частоте (50 Гц) с относительно большим удалением предметов от индуктора δ (несколько сантиметров). Стремление повысить эффективность работы электродинамического сепаратора уменьшением зазора δ или увеличением частоты перемагничивания f обусловливает повышение электромагнитной добротности ϵ ЛАД, эквивалентного сепаратору. При проектировании таких сепараторов следует использовать более точные расчетные выражения (18), (19).

Среди параметров, определяющих усилие извлечения по (18), наибольшее значение имеет коэффициент распространения β , от которого, как следует из (13) и (17), зависят как значения, так и распределение вторичных токов и магнитного поля. Расчет β по полученному выражению (9) возможен только в частных случаях двустороннего индуктора с относительно малым зазором между сердечниками ($\delta_1 \ll \tau$). В общем случае численное значение β определяется из решения полевых задач о распределении вторичного магнитного поля при заданных токах пластины.

Прежде всего отметим, что при длине пластины $b < 2\tau$ распределенные в массиве пластины вторичные токи образуют поочередно либо один, либо два контура. Доля времени, в течение которого сохраняется одноконтурное, либо двухконтурное распределение токов, зависит от относительной длины пластины. Такая зависимость, построенная на основании расчетов, показана на рис. 3. Нетрудно видеть, что в области размеров, представляющей наибольший интерес ($b < \tau$), распределение вторичных токов преимущественно одноконтурное. Это обстоятельство позволяет для расчета коэффициента распространения β сопоставлять картины магнитного поля, создаваемые не распределенными, а сосредоточенными токами. При этом фиктивные контуры с током поочередно располагаются в воздушном зазоре расчетной модели по рис. 2, либо в месте расположения пластины над поверхностью реального индуктора (рис. 1). Решая для обоих случаев задачу

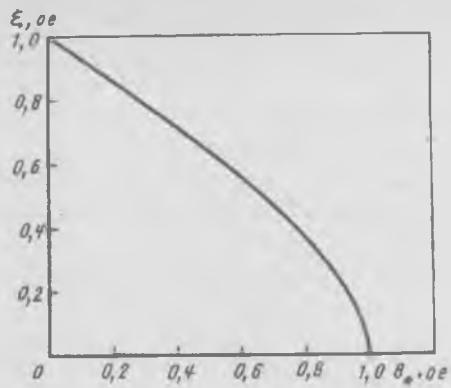


Рис. 3. Относительное время существования в пластине одноконтурного распределения токов

о распределении магнитного поля вторичных токов и приравнивая потоки за пределами пластины, получаем уравнение для определения коэффициента β :

$$\begin{aligned} \frac{\operatorname{sh} \beta \left(\frac{b}{2} - x_0 \right) (1 + \beta^2/\alpha^2) (1 - e^{-\alpha\Delta})}{\beta \Delta e^{\alpha\delta} e^{-\beta b/2}} = \\ = \frac{1}{2\pi} \ln \left[\frac{b - x_0}{x_0} \sqrt{\frac{4z_0^2 + (b - x_0)^2}{4z_0^2 + x_0^2}} \right], \end{aligned} \quad (22)$$

где $z = \delta + \frac{\Delta}{2}$; x_0 — расстояние от края пластины до места расположения сосредоточенного тока.

Численное решение уравнения (22) позволяет находить значение β в зависимости от размеров пластины (b, Δ) и удаления ее от индуктора (δ). Значение x_0 находится в результате численных экспериментов из кривых распределения магнитного поля вторичных токов в сепараторе с бегущим полем. Пример такого распределения для пластины длиной $b = 0,25\tau$ показан на рис. 4, $H_{2*} = 1$ соответствует амплитуде бегущей составляющей вторичного поля. Для сравнения пунктиром показано распределение напряженности магнитного поля токов, сосредоточенных на расстояниях x_0 от краев пластины.

Рассчитанные указанным образом значения β

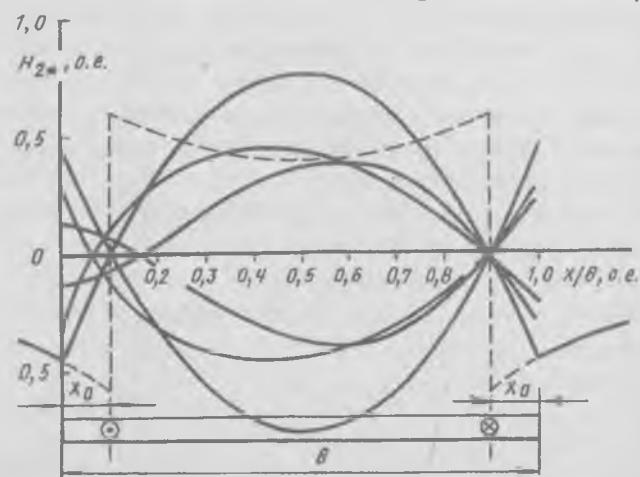


Рис. 4. Распределение напряженности H_2 по длине пластины, рассчитанное по (13), для нескольких моментов времени

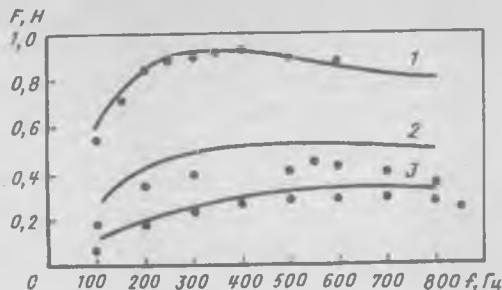


Рис. 5. Сравнение расчетных и экспериментальных (точки) данных: 1 — $b=t$; 2 — $0.59t$; 3 — $0.39t$

позволяют отразить в расчетной модели реальные свойства магнитной цепи, по которой проходят вторичные магнитные потоки, и тем самым учесть влияние вторичного поля на значение и распределение токов в проводящей пластине ограниченной длины.

Предложенная методика расчета усилий извлечения прошла проверку при сопоставлении с результатами экспериментальных исследований сепараторов в широком диапазоне частот перемагничивания ($f=30 \div 1000$ Гц) и соотношений размеров пластин и сепараторов. Например, на рис. 5 показаны расчетные и экспериментальные зависимости усилия извлечения в функции частоты для сепаратора с односторонним индук-

тором при $\tau=126$ мм и $\delta=4$ мм. Пробные алюминиевые пластины имели толщину $\Delta=2$ мм. Хорошая сходимость расчетных и экспериментальных зависимостей позволяет использовать рассмотренную методику при проектировании электродинамических сепараторов. Получение конечных выражений в аналитической форме облегчает проведение многовариантных оптимизационных расчетов, необходимых при выборе оптимальных геометрических соотношений сепаратора и частоты перемагничивания.

Список литературы

- Шубов Л.Я., Ройзман В.Я., Дуденков С.В. Обогащение твердых бытовых отходов. М.: Недра, 1987.
- Колобов Г.А., Бредихин В.Н., Чернобаев В.М. Сбор и обработка вторичного сырья цветных металлов. М.: Металлургия, 1993.
- Вольдек А.И. Индукционные МГД-машины с жидкокометаллическим рабочим телом. Л.: Энергия. Ленингр. отд-ние, 1970.
- Крумин Ю.К. Основы теории и расчета устройств с бегущим магнитным полем. Рига: Зинатне, 1983.
- Веселовский О.Н., Коняев А.Ю., Сарапулов Ф.Н. Линейные асинхронные двигатели. М.: ЭАИ, 1991.
- Огарков Е.М. Основные положения квазитрехмерной методики расчета электромагнитного поля ЛАД: Электрические машины с разомкнутыми магнитопроводами в технологии и приводе // Межвуз. сб. научных трудов. Свердловск: УПИ, 1988.
- Коняев А.Ю. Расчет и исследование электродинамических сепараторов на основе линейных двигателей // Электротехника. 1994. № 2.

Автоматизация выбора расцветки проводов при проектировании электрооборудования

О.И. КАЗАКОВ

Эффективность использования систем автоматизированного проектирования электрооборудования (САПР-Э) технических систем во многом определяется уровнем формализации рутинных этапов их проектирования. Формализация нетворческой части конструкторской работы является теоретической предпосылкой для алгоритмизации таких этапов проектирования и разработки адекватного программного обеспечения. В статье сформулирована задача выбора оптимальной расцветки проводов, соединяющих изделия электрооборудования в единую электрическую сеть, а также изложен алгоритм решения данной задачи.

В качестве примера будем рассматривать систему электрооборудования автотранспортных средств (АТС), относительно которой задача выбора расцветки проводов представляет практический интерес. САПР-Э автотранспортных средств достаточно полно включает в себя исследуемые проблемы и может служить аналогом для использования изложенных результатов в САПР других электрических и электронных систем.

Под САПР-Э АТС понимается комплекс про-

граммно-технических средств, обеспечивающих автоматизированную поддержку проектно-конструкторских работ по созданию полного комплекта технической документации на электрооборудование АТС от этапа ТЗ до вывода документации с помощью графопостроителя на твердую копию для оформления в установленном порядке и передаче заказчику или на подготовку производства [1]. В практике отечественного автомобилестроения, например, известны САПР чертежей жгутов автомобильной электропроводки, которые базируются на универсальной системе проектирования AutoCAD, используемой для создания машиностроительных чертежей и ориентированной в основном на персональные компьютеры, а также САПР-Э АТС, ориентированная на рабочие станции и эксплуатировавшаяся на ПО «Зил» [2] до момента его экономического фиаско.

Один из этапов проектирования электрооборудования в среде САПР-Э — разработка электрической схемы соединений электрооборудования АТС и жгутов проводов [3].

Электрическая схема соединений электрообору-

дования показывает электрические соединения изделий электрооборудования и определяет провода, жгуты проводов, которыми осуществляются эти соединения, а также их присоединения (зажимы, разъемы, колодки, соединительные панели).

Общими для электрической схемы и чертежей жгутов являются соединяющие изделия электрооборудования в единую сеть провода, которые характеризуются буквенно-цифровым обозначением, маркой, сечением, длиной и цветом. В основном это автотракторные провода с поливинилхлоридной изоляцией марки ПГВА, сечением от 0,5 (для легковых автомобилей) и 0,75 (для грузовых автомобилей) до 10,0 мм^2 для цепей питания всех потребителей, кроме стартера. Длина провода, очевидно, определяется местонахождением соединяемых им изделий, геометрией изделий и их взаиморасположением, а также геометрией корпуса-основания (кузов, рама, кабина и т. д.), по которому провод один или в составе жгута проходит и к которому крепятся изделия, жгуты и провода.

Расцветка проводов носит не столько декоративную, сколько конструктивную функцию. Цвета выбираются таким образом, чтобы подходящие к какому-либо изделию провода различались по цвету. Под изделиями в данном случае понимаются не только собственно электротехнические приборы и механизмы (электродвигатели, генераторы, аккумуляторные батареи, световые приборы и т. д.), но и коммутационная аппаратура (колодки, отдельные штекеры и наконечники, соединительные панели и т. д.). Такое построение системы существенно упрощает как изготовление жгутов, так и диагностирование соединений и ремонт системы электрооборудования в целом.

Возможность реализации подобного подхода обеспечивается выпуском отечественной электротехнической промышленностью автотракторных проводов ПГВА, имеющих одиннадцать основных цветов: белый (не окрашенный), желтый, оранжевый, красный (бордо), розовый, синий (голубой), зеленый, коричневый, серый, черный, фиолетовый, а также проводов с комбинированной расцветкой (например, на ВАЗе используются до 60 комбинированных расцветок провода). Однако количество цветов и комбинированных расцветок всегда меньше, чем количество проводов в системе электрооборудования. Например, в грузовом автомобиле ЗИЛ-4331 с модернизированным электрооборудованием используется порядка 300 проводов.

Присвоение проводам расцветок в соответствии с указанными конструкторскими требованиями является трудоемкой и рутинной частью работы проектировщика, которая при традиционном проектировании (вручную) выполняется либо с помощью использования как основы некоторого прототипа проекта, либо путем простановки расцветки «на гла-

зок». Разумеется, что в среде САПР-Э целесообразно применять более точные методы, основанные на множественно-комбинаторной теории. Для автоматизации решения данной задачи необходимо, прежде всего, эту задачу формализовать.

Математическая модель задачи выбора расцветки проводов электрооборудования — графовое описание, когда изделия представляют из себя вершины графа, а провода — ветви графа. Тогда электрическая сеть может быть описана с помощью графа соединений $G(U, E)$, где $U = \{v_1, v_2 \dots v_n\}$ — множество вершин (изделий); $E = \{e_1, e_2, \dots, e_m\}$ — множество ветвей (проводов); n — количество вершин; m — количество ветвей. Граф соединений $G(U, E)$ обладает следующим определяющим свойством: к каждой i -й вершине v_i подходит столько ветвей из множества E , сколько проводов подходит к i -му изделию системы электрооборудования. Причем в графе не допускаются петли (этот случай рассмотрен ниже), но допускаются параллельные ветви, т. е. $G(U, E)$ есть мультиграф.

В среде САПР-Э граф соединений может быть получен из списка соединений изделий электрооборудования, который, в свою очередь, автоматически формируется на основе соответствующим образом подготовленной схемы соединений электрооборудования с помощью сервисной программы.

Необходимо каждой ветви присвоить метку (раскраску) таким образом, чтобы, во-первых, каждой вершине были инцидентны ветви с разными метками и, во-вторых, количество этих меток в графе было минимальным. Итак, мы имеем оптимизационную задачу, которая известна в теории графов как задача правильной раскраски ветвей (ребер) графа [4].

Оценка оптимального количества раскрасок достаточно простая: если максимальная степень вершины в графе $G(U, E)$ равна N , т. е. есть вершина, к которой подходит N ветвей, причем это число максимально, то в зависимости от топологии графа количество раскрасок N_c равно N или $N+1$ [4, 5].

Что касается простановки ветвям меток, то существует огромное количество раскрасок, для которых суммарное их количество равно оптимальному N_c , т. е. решение задачи раскраски ветвей неоднозначно.

Пусть дан граф $G(U, E)$, отображающий систему электрооборудования. Введем обозначения: $\text{nodes}[1:m], 1:2$ — исходный массив соединений ветвей, i -я ветвь инцидентна вершинам с номерами $\text{nodes}[i,1]$ и $\text{nodes}[i,2]$ графа; $\text{color}[1:m]$ — искомый массив меток (расцветок) ветвей, i -я ветвь имеет метку $\text{color}[i]$.

Предлагается следующий алгоритм раскраски ветвей.

Шаг 1 инициализации: полагаем $\text{color}[i]:=0$ для $i=1, 2, \dots, m$; $k:=0$ (общее количество помеченных ветвей).

Шаг 2 инициализации метки текущего цвета: полагаем $cr := 1$.

Шаг 3 инициализации переменных: полагаем $i := 0$ (переменная текущего номера ветви), $ki := 0$ (переменная количества помеченных ветвей для одного прохода).

Шаг 4: если $i = m$ и $ki > 0$, то шаг 3; если $i = m$ и $ki = 0$, то $cr := cr + 1$ и шаг 3; иначе полагаем $i := i + 1$.

Шаг 5: если $color[i] > 0$, то шаг 4.

Шаг 6: по значениям номеров вершин $nodes[i,1]$ и $nodes[1,2]$ выбираем все инцидентные им ветви в списке nodes; если какая-либо смежная i -й ветви j -я ветвь уже имеет метку cr , то шаг 4.

Шаг 7: полагаем $color[i] = cr$, $k := k + 1$, $ki := ki + 1$; если $k < m$, то шаг 4.

Шаг 8: конец алгоритма.

Доказательство оптимальности полученных раскрасок после применения алгоритма основывается на том, что N_c равно минимальному количеству несвязанных подграфов графа $G(U, E)$, прямая сумма которых дает исходный $G(U, E)$. Фактически, алгоритм при каждом проходе для фиксированного cr выбирает максимальное количество несвязанных ветвей и формирует соответствующий подграф. Точное математическое доказательство оптимальности алгоритма требует более тонких рассуждений.

Поскольку массив меток ветвей color имеет целочисленные значения, то заключительный этап решения задачи заключается в установлении непосредственно проектировщиком или «по умолчанию» соответствия целым числам цвета и комбинированного цвета. Очевидно, что чем больше значение метки, тем меньше ветвей, которые ее имеют. Поэтому целесообразно последовательность расцветок составлять от более распространенных расцветок проводов к менее распространенным.

Отметим следующие практические случаи и разрешение в рамках изложенного алгоритма.

1. В некоторых изделиях пара соседних выводов может быть замкнута проводом, поэтому в графе соединений $G(U, E)$ появляются петли. Для i -й ветви, образующей петлю, данная ситуация распознается условием $nodes[i,1] = nodes[i,2]$. Случай петли не требует изменения алгоритма; достаточно в шаге 6 осуществлять проверку условия равенства номеров узлов.

2. Некоторые провода не нормируются по цвету. Обычно это отдельные не входящие в жгут провода (например, заземляющие провода). В этом случае достаточно их просто исключить из списка nodes либо соответствующим образом маркировать такие ветви, например, путем использования отрицательной целочисленной метки.

3. Иногда некоторые провода, соединяющие характерные выводы изделий, по традиции используются определенного цвета. Если такие предустанов-

ки расцветок в проекте существуют, то они могут быть учтены в шаге 1 инициализации массива color и количества помеченных ветвей. Остальные шаги алгоритма остаются без изменений.

4. В редких случаях для целей уменьшения суммарной длины проводов и их массы применяют пайку для соединения в средней части одного провода другого провода. В итоге получается соединитель с тремя выводами. Хотя такое решение имеет ряд существенных недостатков (повышение трудоемкости изготовления жгутов из-за использования дополнительной пайки, повышение риска отказа соединителя, увеличение трудностей при ремонте и диагностировании коммутационной аппаратуры), но его изредка практикуют. Для использования алгоритма достаточно (a) ввести в граф фиктивный узел-пайку и (b) предустановить расцветку всех трех ветвей, инцидентных этому узлу. Для более кардинального решения необходимо в алгоритме предусмотреть возможность указания проектировщиком тех проводов, которые должны иметь в проекте одинаковые расцветки, т.е. условия эквивалентности.

5. Пусть с помощью алгоритма получены расцветки ветвей. Если i -я ветвь инцидентна узлам $nodes(i,1)$ и $nodes(i,2)$, то ее расцветка без нарушения условия смежности ветвей с различными расцветками может быть заменена на такую расцветку, которой нет в списке ветвей, смежных i -й ветви. Чем менее связанным является какой-либо подграф графа $G(U, E)$ (а подграф потребителей электроэнергии обычно планарен), тем больше существует вариантов оптимальных раскрасок ветвей в данном подграфе. Для повышения гибкости проектирования целесообразно предоставить проектировщику возможность автоматизированной интерактивной корректировки расцветки проводов с автоматической проверкой допустимости предлагаемого проектировщиком варианта решения.

Настоящий алгоритм был апробирован в среде САПР-Э АТС при проектировании электрооборудования грузовых автомобилей ЗИЛ-4331. Опыт автоматизированного выбора расцветки проводов показал, во-первых, работоспособность алгоритма и целесообразность автоматизации данного этапа проектирования. Во-вторых, в целях повышения эффективности использования алгоритма рационально скорректировать существующий конструкторский подход к формированию схемы соединений в среде САПР-Э, регламентируемый, например [3], в сторону большей формализации логической структуры схемы. В-третьих, необходима дальнейшая интеграция всех этапов проектирования в единый программный комплекс САПР-Э АТС для улучшения качественно-временных показателей процесса проектирования.

Использование мультиплексных систем и лен-

точных жгутов проводов снижает потребность в применении разноцветных проводов, во многом упрощает задачу проектирования электрооборудования и повышает технологичность монтажа электрооборудования на автотранспортное средство, авиаотрасль или в шкафу управляющей электроавтоматики. Однако решение задачи выбора оптимальной раскраски проводов, несомненно, представляет не только теоретический, но и практический интерес как для ряда существующих технических систем, начиная с бытовой техники, так и для перспективных разработок.

Список литературы

1. Казаков О.И., Любченко Н.П., Раввин А.Г. Автоматизация проектирования системы электрооборудования автомобилей ЗиЛ // Практика автоматизированного проектирования в машиностроении. М.: Машиностроение. 1991. Вып. 2. С. 101–109.
2. Казаков О.И., Любченко Н.П. Автоматизированное проектирование электрооборудования и его элементов // Автомобильная промышленность. 1993. № 8. С. 25–27.
3. РД 37.105.00630-89. САПР. Правила выполнения электрических схем электрооборудования автомобилей при автоматизированном проектировании. М.: МосавтоЗиЛ, 1989, С. 18.
4. Зыков А.А. Основы теории графов. М.: Наука, 1987.
5. Свами М., Тхуласираман К. Графы, сети и алгоритмы. М.: Мир, 1984.

НАШИ ЮБИЛЯРЫ

Василий Иванович Бочаров

26 декабря текущего года исполняется 75 лет доктору технических наук Василию Ивановичу Бочарову — одному из основателей новочеркасского тягового электромашиностроения. После службы в армии и участия в Великой Отечественной войне (1939—1946 гг.) Василий Иванович окончил Новочеркасский электромеханический техникум (1948 г.) и дальнейшую практическую деятельность связал с отечественным электровозостроением, работая вначале техником отдела главного конструктора Новочеркасского электровозостроительного завода, затем, после окончания Новочеркасского политехнического института, начальником конструкторского бюро электрических машин завода, а с 1965 по 1975 гг. — главным конструктором электрических машин ВЭлНИИ. Здесь Василий Иванович принимал непосредственное участие в руководстве и разработке тяговых электродвигателей всех магистральных и промышленных отечественных электровозов, проявив весьма важные для исследователя черты: стремление идти непрото-



ренными путями, научную смелость и настойчивость в доведении научных разработок до внедрения в практику. Все это обеспечило снижение удельной массы тяговых двигателей, приходящийся на один киловатт мощности, в 2,5 раза.

Особенно ярко проявились знания ученого и организаторские способности юбиляра в 1975—1986 гг. в роли заместителя директора ВЭлНИИ по научной работе по решению комплексной научно-технической проблемы разработки ВСНТ с

магнитной левитацией экипажа и линейным тяговым электроприводом. Во главе большого отряда ученых и специалистов страны В.И. Бочаров обеспечил уникальные результаты и обобщил их в фундаментальных научных монографиях.

За 50 лет творческой деятельности Василий Иванович лично или в соавторстве написал более 30 монографий и 140 статей, получил 32 авторских свидетельства, 6 патентов. Но и этим потенциал ученого не исчерпан. В его голове рождаются все новые планы, он пишет новые книги и статьи, организует их издание на благо современного тягового электромашиностроения.

Все его друзья, коллеги и ученики восхищены такой увлеченностью, работоспособностью и неистовой целеустремленностью юбиляра, радуются общению с ним, благодарны за его полезные советы и творческую помощь. С низким поклоном и уважением.

Единомышленники, ученики, друзья, коллеги

ИНФОРМАЦИЯ

«Энергетический конгресс 1995» в Болгарии

На курорте «Святой Константин» (бывшее название «Дружба») в Варне состоялся очередной ежегодный «Енергиен форум 1995» с международным участием.

Конгресс был организован Научно-техническим союзом энергетиков, Комитетом по энергетике, Национальной электрической компанией, Техническим университетом в Софии, Министерством охраны окружающей среды. Среди спонсоров насчитывалось 14 организаций и компаний, в том числе иностранных.

В конгрессе участвовали 380 человек, в том числе 30 — из других стран (Австрия, Венгрия, Германия, Дания, Польша, США, Украина, Франция, Швейцария, Югославия). Всего было представлено 104 доклада, из них 29 — от иностранных участников.

Состоялось пленарное заседание и работала четыре секции:

1. Тепло- и ядерная энергетика, теплоснабжение, газоснабжение, промышленная теплоэнергетика и экология.
2. Электроэнергетические системы.
3. Электроэнергетика в промышленности, на транспорте и в быту.
4. Электробезопасность.

Материалы конгресса отпечатаны в виде тезисов и имеются в фирме «Диатранс-000», г. Москва, тел/факс 095-330-8153.

ВНИМАНИЮ директоров предприятий всех форм собственности руководителей маркетинговых и рекламных служб

Уважаемые господа!

АО «СТАНДАРТЭЛЕКТРО»

официальный коллективный организатор экспозиции СНГ
на международных электротехнических выставках,

приглашает вас

принять участие в 6-й международной выставке «ЭЛЕКТРО-96», которая состоится в Москве в Выставочном комплексе на Красной Пресне с 2 по 6 июля 1996 г.

Справки об условиях участия и тематике выставки:

123807, Россия, Москва, Б. Грузинская, 12/ТК 428

Телефоны: (095) 254-18-14, 252-63-37. Факс: (095) 254-05-63 для ТК 428

Редактор отдела О.В. Кунавина
Научный редактор Н.С. Разумовская
Литературный редактор А.М. Мескина

Сдано в набор 10.08.95. Подписано в печать 4.09.95. Формат 60×88 /8
Бумага офсетная № 2. Печать офсетная. Печ. л. 8.
Тираж 1050 экз. Заказ 1416

Макет выполнен АО «Знак», 109507, Москва, Самаркандский б-р, 15-3
Типография № 9 Комитета РФ по печати
Москва, 109033, Волочаевская ул., 40

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru