

ISSN 0013-5860

ЭЛЕКТРОТЕХНИКА
2 2011

Вологодская областная универсальная научная библиотека

www.booksite.ru

2011, № 2



МЕДАЛЬ
"ЗА ЗАСЛУГИ В
ЭЛЕКТРОТЕХНИКЕ"



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

УЧРЕДИТЕЛИ

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

СОВЕТ УЧРЕДИТЕЛЕЙ

МАКАРЕВИЧ Л.В. (председатель совета), МЕЩЕРЯКОВ В.М., ОРЛОВ Ю.А., КОВАЛЕВ Ф.И.,
ЮНЬКОВ М.Г., ПОДАРУЕВ А.И. (заместитель председателя совета), ГЛОВАЦКИЙ А.В., ЧИБИРКИН В.В.

РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ

Главный редактор **РОЗАНОВ Ю.К.**, доктор техн. наук, проф.,
БЕЛКИН Г.С., доктор техн. наук, БЕСПАЛОВ В.Я., доктор техн. наук, проф., БРЯНЦЕВ А.М.,
доктор техн. наук, ДАЦКОВСКИЙ Л.Х., канд. техн. наук, ДОЛКАРТ В.М., доктор техн. наук, ИНЬКОВ Ю.М.,
доктор техн. наук, проф., КОЗЯРУК А.Е., доктор техн. наук, проф., КОПЫЛОВ И.П., доктор техн. наук, проф.,
ЛАЗАРЕВ Г.Б., канд. техн. наук, ЛУРЬЕ А.И., канд. техн. наук, МАВЛЯНБЕКОВ Ю.У., канд. техн. наук,
МОСКАЛЕНКО В.В., канд. техн. наук, проф., НИКУЛИН А.А., канд. техн. наук, ПАНИБРАТЕЦ А.Н., канд. техн. наук,
СЛЕЖАНОВСКИЙ О.В., доктор техн. наук, проф. (зам. главного редактора), ТУБИС Я.Б., канд. техн. наук

Полная версия журнала в формате PDF размещена на сайте Российской универсальной научной электронной библиотеки (РУНЭБ): www.elibrary.ru.

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

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

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

В редакции можно подписаться на журнал с любого месяца и приобрести отдельные номера.

При перепечатке ссылка на журнал «Электротехника» обязательна.

Мнение редакции не всегда совпадает с точкой зрения авторов статей.

За содержание рекламных материалов редакция ответственности не несёт.

Рукописи статей не возвращаются.

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

Адрес редакции: 111250, Москва, Красноказарменная ул., 12. Телефон/факс: (495) 361-95-96
E-mail elektrotechnika@mtu-net.ru

Редактор отдела О.В. Кунавина
Научный редактор Л.А. Романова
Редактор З.П. Фёдорова
Компьютерная вёрстка Н.Н. Мерзляков

Сдано в набор 11.12.2010 Выход в свет 20.02.2011 Формат 60x88 1/8.

Печать офсетная. Печ. л. 8.,5 Заказ №25

Цена свободная. Тираж 1000 экз. Зарегистрирован Комитетом РФ по печати, регистрационный 01330.

Отпечатано в ООО «Галлея-Принт»

Москва, 5-я Кабельная ул., 26

Вологодская областная универсальная научная библиотека

СОДЕРЖАНИЕ

ЭЛЕКТРОПРИВОД

Емельянов А.П., Козярук А.Е. Алгоритмы управления, моделирование и анализ высокочастотных асинхронных электроприводов 2

Киселичник О.И., Бодсон М. Бездатчиковое управление центробежным насосом водоснабжения с приводным асинхронным электродвигателем на базе расширенного фильтра Калмана 9

Денисов В.А., Бочкарёв А.В. Управление линейным электроприводом малых перемещений 16

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ МАШИНЫ

Гуляев И.В., Тутаев Г.М., Юшков И.С. Асинхронизированный вентильный двигатель питаемый от инвертора напряжения 20

Шестаков А.В. Математическая модель рабочих характеристик асинхронных двигателей с частотным управлением 23

Коршунов А.И. Коррекция статической устойчивости синхронного двигателя с постоянными магнитами на роторе 30

ТЯГОВОЕ ЭЛЕКТРООБОРУДОВАНИЕ

Федяков Ю.В., Пахомов Д.М., Попов С.В., Фролов М.Е., Семёнов О.С. Серия синхронных генераторов типа ЭГВ для систем жизнеобеспечения пассажирских вагонов 35

Шапиро С.В., Муфтиев С.Р. Система стабилизации напряжения тяговой подстанции городского электротранспорта 40

ИССЛЕДОВАНИЯ И РАСЧЁТЫ

Болых В.Ф., Лучук В.Ф., Рассоха М.А., Щукин И.С. Высокоэффективный электромеханический преобразователь ударного действия 46

Бургин Б.Ш. Рациональный выбор коэффициентов формы характеристического полинома электромеханических систем 5- и 6-го порядка 54

Сандомирский С.Г. Расчёт релаксационной коэрцитивной силы ферромагнитного тела 58

ХРОНИКА

Малафеев С.М., Серебренников Н.А. 20 лет компании «Объединённая энергия» 63

Троицкая Т.Б. VIII Международная научно-техническая конференция «Интеллектуальная электроэнергетика, автоматика и высоковольтное коммутационное оборудование» 65

CONTENTS

ELECTRIC DRIVE

A.P.Emel'yanov, A.E.Kozyaruk. Algorithms of management, simulation and analysis of dynamical asynchronous electric drives 2

O.I. Kiselychnyk, M. Bodson. Sensorless control of centrifugal water supply pump with induction motor drive based on extended Kalman filter estimation 9

V.A.Denisov, A.V.Bochkaryov. Management of the linear electric drive of small moving's 16

ELECTRICAL MACHINES

I.V.Gulyaev, G.M.Tutaev, I.S.Yushkov. Asynchronous motor based on the voltage inverter 20

A.V. Shestakov. Mathematical model of performance data of asynchronous motors with frequency control 23

A.I.Korshunov. Correction of permanent-magnet synchronous motor's static stability 30

TRACTION ELECTRICAL EQUIPMENT

Yu.V.Fedyakov, D.M.Pahomov, S.V.Popov, M.E.Frolov, O.S.Semyonov. Series of induction generators type EGV for life support system of carriages 35

S.V. Shapiro, S.R. Muftiev. System of stabilization of voltage of traction substation of city electrotransport 40

RESEARCHES AND CALCULATIONS

V.F.Bolyukh, V.F.Luchuk, M.A.Rassokha, I.S.Shchukin. High-efficiency impact electromechanical converter 46

B.Sh.Burgin. Rational choice of form-factor of the characteristic polynomial for electromechanical systems of the 5 and 6 range 54

S.G. Sandomirski. Computing the relaxation coercive force of ferromagnetic body 58

CHRONICLE

S.M. Malafeev, N.A. Serebrennikov. 20 years company "Integrated energy" 63

T.B. Troitskaya. VIII International scientific and technical conference "Intelligent power industry, automation and high-voltage patching facilities" 65

Алгоритмы управления, моделирование и анализ высокочастотных асинхронных электроприводов

ЕМЕЛЬЯНОВ А.П., КОЗЯРУК А.Е.

Рассмотрены схемы построения высокочастотных асинхронных электроприводов. Проведена сравнительная оценка способов формирования выходного напряжения автономного инвертора. Приведена схема привода на основе прямого вычисления требуемого вектора напряжения на статоре двигателя.

Ключевые слова: асинхронный электропривод, автономный инвертор напряжения, алгоритмы управления.

The circuits of construction highly of dynamical asynchronous electric drives are examined. The comparative estimation of ways of formation of a target voltage of the independent inverter is made. The circuit of a drive is resulted on the basis of direct calculation of a demanded vector of a voltage on windings of the engine.

Key words: the asynchronous electric drive, independent inverter of a voltage, algorithms of management.

Алгоритмы управления современных электроприводов для специальных машин и механизмов синтезируются по критерию обеспечения максимального быстродействия по контуру тока (момента).

Например в горной и нефтегазовой промышленности высокочастотными приводами оборудуются:

- морские буровые платформы и буровые суда;
- буровые установки;
- шахтные подъемные машины;
- экскаваторы, драглайны;
- экскаваторы-погрузчики;
- шахтные электровозы;

- карьерные автосамосвалы;
- промышленные краны.

Мощность таких приводов, за исключением главных гребных приводов буровых судов, не превышает, как правило, 1 МВт. Силовая схема такого привода, представленная на рис. 1, должна включать в себя активный выпрямитель и двухуровневый автономный инвертор напряжения, выполненные на полностью управляемых полупроводниковых приборах (IGBT-транзисторах, IGBT-тиристорах).

Применение активного выпрямителя [1] позволяет приводу работать в четырех квадрантах механической характеристики, рекуперировать энергию в питающую сеть, обеспечи-

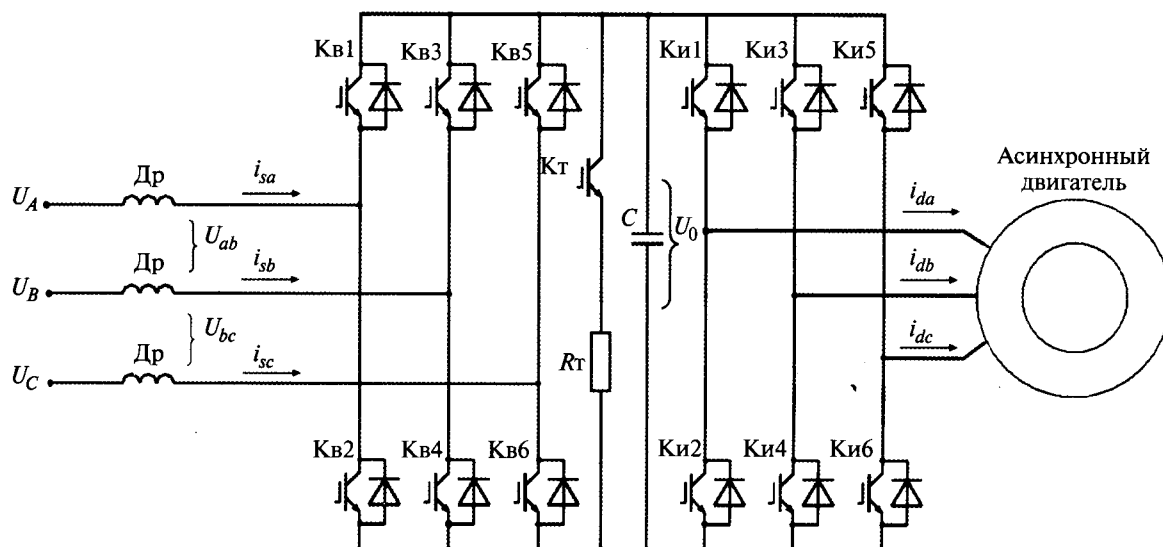


Рис. 1. Схема силовой части высокочастотного электропривода

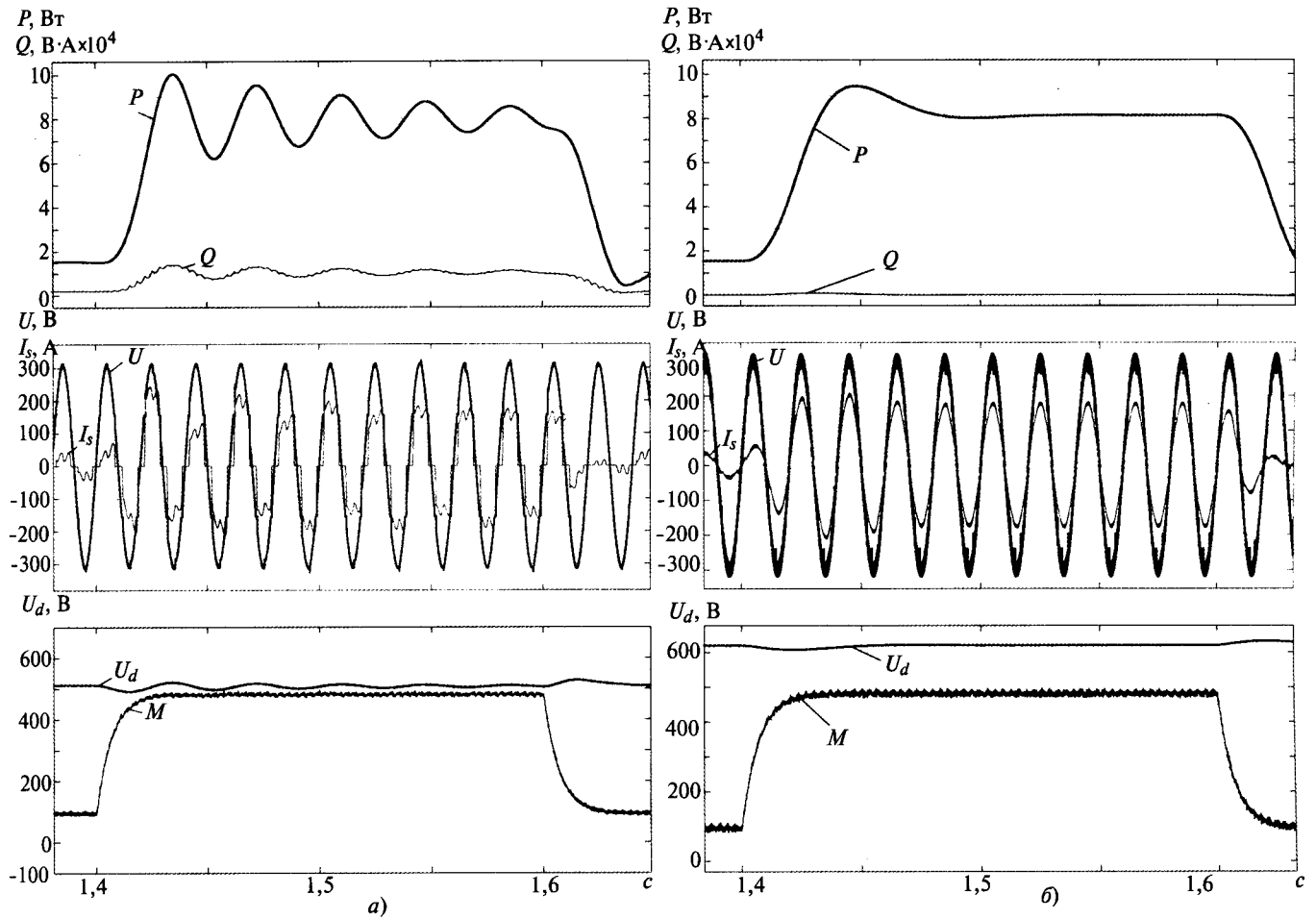


Рис. 2. Графики изменения мощности, напряжения и момента в приводе с диодным (а) и активным (б) выпрямителями в режиме наброса-сброса нагрузки

вать значение входного коэффициента мощности, близкого к единице, поддерживать заданное значение выпрямленного напряжения, большее, чем в диодном выпрямителе. Коэффициент гармоник по току у активного выпря-

мителя меньше, чем у диодного многопульсного выпрямителя. Схема управления активным выпрямителем построена по векторному принципу с ориентацией по вектору напряжения сети.

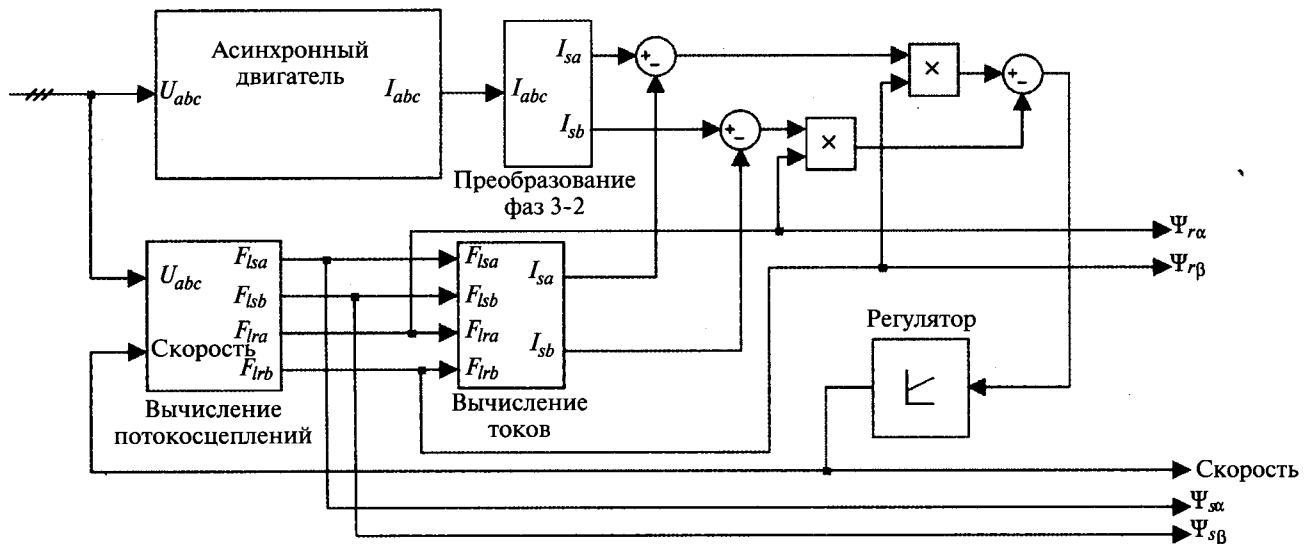


Рис. 3. Схема наблюдателя координат (MRAS-метод)

Применение активного выпрямителя позволяет полностью использовать двигатель по напряжению без применения трансформатора.

На рис. 2 приведены графики переходных процессов при набросе и сбросе нагрузки в электроприводе с диодным и активным выпрямителем.

Здесь P, Q – активная и реактивная мощности потребляемые из сети; U, I_s – напряжение и ток сети; U_d – выпрямленное напряжение; M – момент.

Управление приводом может быть выполнено по алгоритму классического векторного управления [2] или по алгоритму прямого управления моментом [3]. Оба варианта системы управления приводом не содержат датчиков механических величин, устанавливаемых на вал двигателя. Координаты привода определяются с помощью модели двигателя по измеренным токам и вычисленным проекциям вектора напряжения. Наилучшими характеристиками обладает наблюдатель координат с адаптивной моделью [4], так называемый MRAS-метод (Model Reference Adaptive System), его схема представлена на рис. 3. Наблюдатель сохраняет работоспособность вблизи нулевой скорости и при температурных изменениях активных сопротивлений двигателя.

В блоках наблюдателя координат потокосцепления и токи находятся путём решения полной системы уравнений двигателя в осях $[\alpha, \beta]$:

$$\left. \begin{aligned} \frac{d\Psi_{s\alpha}}{dt} &= U_{s\alpha} - \frac{1}{T'_s} \Psi_{s\alpha} + \frac{K_r}{T'_s} \Psi_{r\alpha}; \\ \frac{d\Psi_{s\beta}}{dt} &= U_{s\beta} - \frac{1}{T'_s} \Psi_{s\beta} + \frac{K_r}{T'_s} \Psi_{r\beta}; \\ \frac{d\Psi_{r\alpha}}{dt} &= -\frac{1}{T'_r} \Psi_{r\alpha} + \frac{K_s}{T'_r} \Psi_{s\alpha} - \omega \Psi_{r\beta}; \\ \frac{d\Psi_{r\beta}}{dt} &= -\frac{1}{T'_r} \Psi_{r\beta} + \frac{K_s}{T'_r} \Psi_{s\beta} + \omega \Psi_{r\alpha}; \\ i_{s\alpha}^* &= \frac{\Psi_{s\alpha} - K_r \Psi_{r\alpha}}{L'_s}; \quad i_{s\beta}^* = \frac{\Psi_{s\beta} - K_r \Psi_{r\beta}}{L'_s} \end{aligned} \right\} (1)$$

где

$$L'_s = L_s - \frac{L_m^2}{L_r}; \quad K_s = \frac{L_m}{L_s}; \quad T'_s = \frac{L'_s}{R_s}.$$

Параметры роторной цепи определяются аналогично.

Сигнал, пропорциональный частоте вращения ротора, является выходом ПИ-регулятора.

Рассогласование ΔU , подаваемое на его вход, вычисляется по формулам:

$$\begin{aligned} \Delta i_{\alpha} &= i_{s\alpha} - i_{s\alpha}^*; \quad \Delta i_{\beta} = i_{s\beta} - i_{s\beta}^*; \\ \Delta U &= \Delta i_{\alpha} \Psi_{r\beta} - \Delta i_{\beta} \Psi_{r\alpha}; \\ \omega &= K_p \Delta U + K_I \int_0^{\infty} \Delta U dt, \end{aligned} \quad (2)$$

где K_p, K_I – коэффициенты регулятора, которые рассчитываются по выбранному критерию настройки.

В приводе с векторной системой управления осуществлялись пуск, торможение и реверс с номинальной нагрузкой. При этом сопротивление ротора и статора двигателя были увеличены на 20%. При совпадении сопротивлений статора и ротора двигателя с заложенными в наблюдатель координат, графики изменения скорости полностью совпадают.

При одной и той же силовой схеме (рис. 1) возможны различные способы формирования выходного напряжения инвертора:

- PWM (Pulse Width Modulation) – широтно-импульсная модуляция;
- DTC (Direct Torque Control) – прямое управление моментом;
- SVPWM (Space Vector Pulse Width Modulation) – пространственно векторная широтно-импульсная модуляция.

Способ формирования напряжения с помощью PWM требует постоянной частоты переключения ключей инвертора, кроме того, для нормальной работы двигателя, выпрямленное напряжение на входе инвертора должно в два раза превышать амплитудное значение фазного напряжения двигателя (включённого в звезду). Этот способ широко применяется ввиду простоты его реализации и благодаря плавности вращения вектора напряжения.

Способ формирования напряжения в схеме с DTC основан на табличном вычислении вектора напряжения. Вектор напряжения перемещается скачками, при этом ключи инвертора переключаются только тогда, когда рассогласования по потокосцеплению или моменту достигли заданного уровня. Для работы по схеме DTC необходимо вычислить угловое положение вектора потокосцепления статора, рассогласование по его модулю и рассогласование по моменту. Вычисленные рассогласования поступают на релейные регуляторы и с помощью заложенной таблицы переводятся непосредственно в сигналы управления ключами инвертора. С помощью рис. 4 и таблиц пояс-

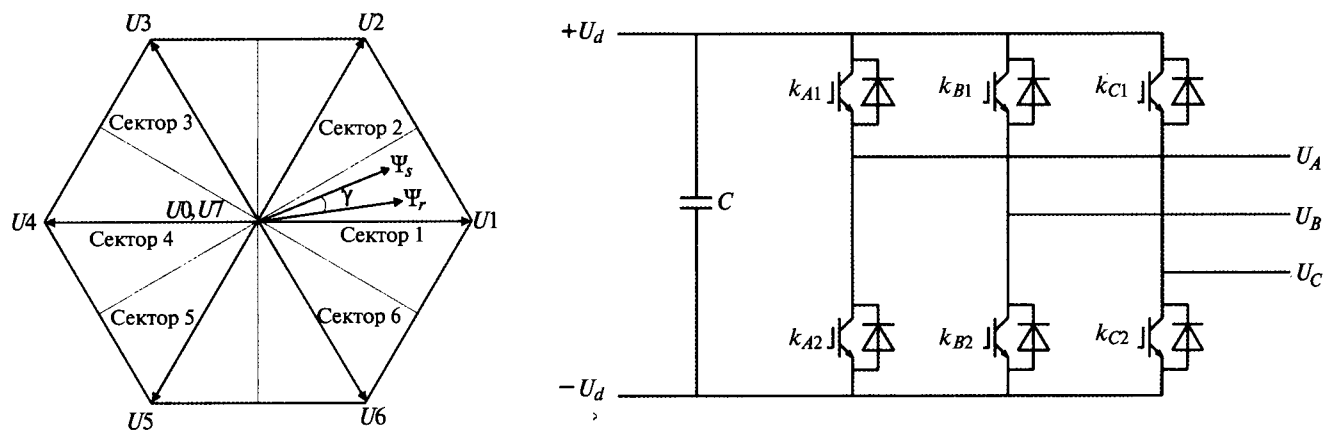


Рис. 4. Способ формирования напряжения в схеме с DTC

Таблица выбора вектора напряжения

$\Delta\Psi_s$	ΔM	Сектор 1	Сектор 2	Сектор 3	Сектор 4	Сектор 5	Сектор 6
1	1	U_2	U_3	U_4	U_5	U_6	U_1
	0	U_0	U_7	U_0	U_7	U_0	U_7
	-1	U_6	U_1	U_2	U_3	U_4	U_5
0	1	U_3	U_4	U_5	U_6	U_1	U_2
	0	U_7	U_0	U_7	U_0	U_7	U_0
	-1	U_3	U_6	U_1	U_2	U_3	U_4

Таблица переключения ключей инвертора

	U_1	U_0	U_2	U_7	U_3	U_0	U_4	U_7	U_5	U_0	U_5	U_7
k_{A1}	+	-	+	+	-	-	-	+	-	-	+	+
k_{A2}	-	+	-	-	+	+	+	-	+	+	-	-
k_{B1}	-	-	+	+	+	-	+	+	-	v.	-	+
k_{B2}	+	+	-	-	-	+	-	-	+	+	+	-
k_{C1}	-	-	-	+	-	-	+	+	+	-	+	+
k_{C2}	+	+	+	-	+	+	-	-	-	+	-	-

няется способ формирования напряжения инвертора.

На основе представленных таблиц переключений на рис. 5 изображена типовая схема привода с DTC.

Этот способ управления позволяет иметь один настраиваемый регулятор скорости. Релейные регуляторы отвечают за желаемую частоту переключения ключей.

Способ формирования напряжения с помощью SVPWM обеспечивает более эффективное использование напряжения питания инвертора по сравнению с PWM [5,6]. Годограф вектора напряжения, при обычной синусоидальной широтно-импульсной модуляции, в которой синусоидальные сигналы сравниваются с пи-

лообразной несущей, имеет вид круга с радиусом $0,5U_{d0}$. При пространственно-векторной модуляции длина каждого из шести векторов равна $(2/3)U_{d0}$, при этом годограф вектора напряжения в установившемся режиме, представляет собой круг, вписанный в шестиугольник, с радиусом $U_{d0}/\sqrt{3}$. Для формирования заданного пространственного вектора напряжения, необходимо знать его угловое положение, чтобы определить номера смежных векторов и рассчитать время действия каждого из смежных векторов. Время цикла выбирается, исходя из желаемой частоты переключения ключей инвертора. Зная смежные векторы U_1 и U_2 необходимо вычислить времена их включения t_1 и t_2 , тогда:

разным формированием вектора напряжения в отличие от PWM и SVPWM, где вектор напряжения вращается плавно.

Система управления с DTC широко применяется фирмой АВВ для управления асинхронными и синхронными двигателями различной мощности вплоть до 27 МВт (ACS 6000 АВВ, привод модульной конструкции). Система управления проста в настройке и содержит только один настраиваемый ПИ-регулятор скорости [3].

Алгоритм и структура системы управления приводом с непосредственным вычислением вектора напряжения.

Совмещение простоты системы управления DTC и малые искажения тока при SVPWM позволяют объединить эти качества и разработать новый алгоритм управления электроприводом [7].

Во вращающейся со скоростью вектора потокосцепления статора ω_{Ψ} системе координат 1,2, уравнения статорной и роторной цепей асинхронного короткозамкнутого двигателя имеют вид [7]:

приняв общепринятое допущение $R_s = 0$ (для двигателей средней и большой мощности) и обозначив $\beta = \omega_{\Psi} - \omega$, имеем

$$U_{s1} = \frac{d\Psi_{sm}}{dt}; \quad (4)$$

$$U_{s2} = \omega\Psi_{sm} + \beta\Psi_{sm}; \quad (5)$$

$$0 = R_r I_{r1} + \frac{d\Psi_{r1}}{dt} - \beta\Psi_{r2}; \quad (6)$$

$$0 = R_r I_{r2} + \frac{d\Psi_{r2}}{dt} + \beta\Psi_{r1}. \quad (7)$$

Уравнение электромагнитного момента в выбранной системе координат для трёхфазной машины имеет вид:

$$M = \frac{3p}{2} \Psi_{sm} I_{s2}, \quad (8)$$

откуда ток

$$I_{s2} = \frac{2M}{3p\Psi_{sm}}. \quad (9)$$

Из уравнений связи следует:

$$I_r = \frac{\Psi_s}{L_m} - \frac{I_s}{K_s}; \quad \Psi_r = \frac{\Psi_s}{K_r} - I_s \frac{L'_s}{K_r}. \quad (10)$$

Подставив (9), (10) в (7), приняв $K_s = K_r$ и учитывая, что проекция вектора потокосцепления статора на ось 2 равна нулю, получим:

$$0 = -\frac{2R_r M}{3p\Psi_{sm}} - \frac{2L'_s}{3p} \frac{d}{dt} \left| \frac{M}{\Psi_{sm}} \right| + \beta\Psi_{sm} - \beta L'_s I_{s1}. \quad (11)$$

Решив уравнение (11) относительно $\beta\Psi_{sm}$ и взяв производную, получим:

$$\beta\Psi_{sm} = \frac{2L'_s}{3p\Psi_{sm}} \left(\frac{dM}{dt} - \frac{M}{\Psi_{sm}} \frac{d\Psi_{sm}}{dt} \right) + \beta L'_s I_{s1} + \frac{2R_r M}{3p\Psi_{sm}}. \quad (12)$$

Подставив (12) в (5), получим:

$$U_{s2} = \omega\Psi_{sm} + \frac{2L'_s}{3p\Psi_{sm}} \left(\frac{dM}{dt} - \frac{M}{\Psi_{sm}} \frac{d\Psi_{sm}}{dt} \right) + \beta L'_s I_{s1} + \frac{2R_r M}{3p\Psi_{sm}}. \quad (13)$$

На основании (4) и (13) можно предложить алгоритм вычисления проекций заданного вектора напряжения:

$$\left. \begin{aligned} U_{s1} &= k \frac{\Psi_{sm}^0 - \Psi_{sm}}{\Delta T}; \\ U_{s2} &= p\omega^0 \Psi_{sm}^0 + \frac{2L'_s k}{3p\Psi_{sm}^0} \left(\frac{M^0 - M}{\Delta T} - \frac{M}{\Psi_{sm}^0} \right) \times \\ &\times \left(\frac{\Psi_{sm}^0 - \Psi_{sm}}{\Delta T} \right) + \frac{2R_r M^0}{3p\Psi_{sm}^0}, \end{aligned} \right\} \quad (14)$$

где k – коэффициент; p – число пар полюсов; ω^0 , Ψ_{sm}^0 , M^0 – заданные значения; ΔT – шаг счёта.

Функциональная схема системы управления с пространственно векторной модуляцией и непосредственным вычислением требуемого вектора напряжения представлена на рис. 7.

В блоке вычисления вектора напряжения определяются проекции вектора напряжения на оси 1, 2 по формулам (14). Преобразование проекций вектора на неподвижные оси производится по формулам:

$$\left. \begin{aligned} U_{s\alpha} &= U_{s1} \cos \gamma - U_{s2} \sin \gamma; \\ U_{s\beta} &= U_{s1} \sin \gamma + U_{s2} \cos \gamma, \end{aligned} \right\} \quad (15)$$

где γ – угловое положение вектора потокосцепления статора.

В блоке формирования пространственно-векторной модуляции осуществляется определение сектора, где должен находиться заданный вектор напряжения. Определяются требуемые фиксированные смежные векторы и время их включения. На рис. 8 приведены графики переходных процессов в приводе с

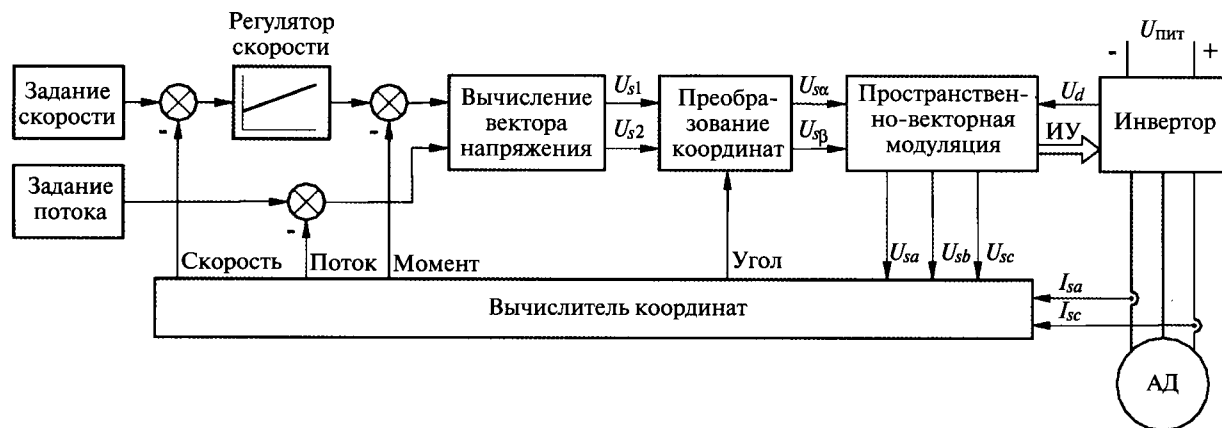


Рис. 7. Функциональная схема привода с непосредственным вычислением вектора напряжения

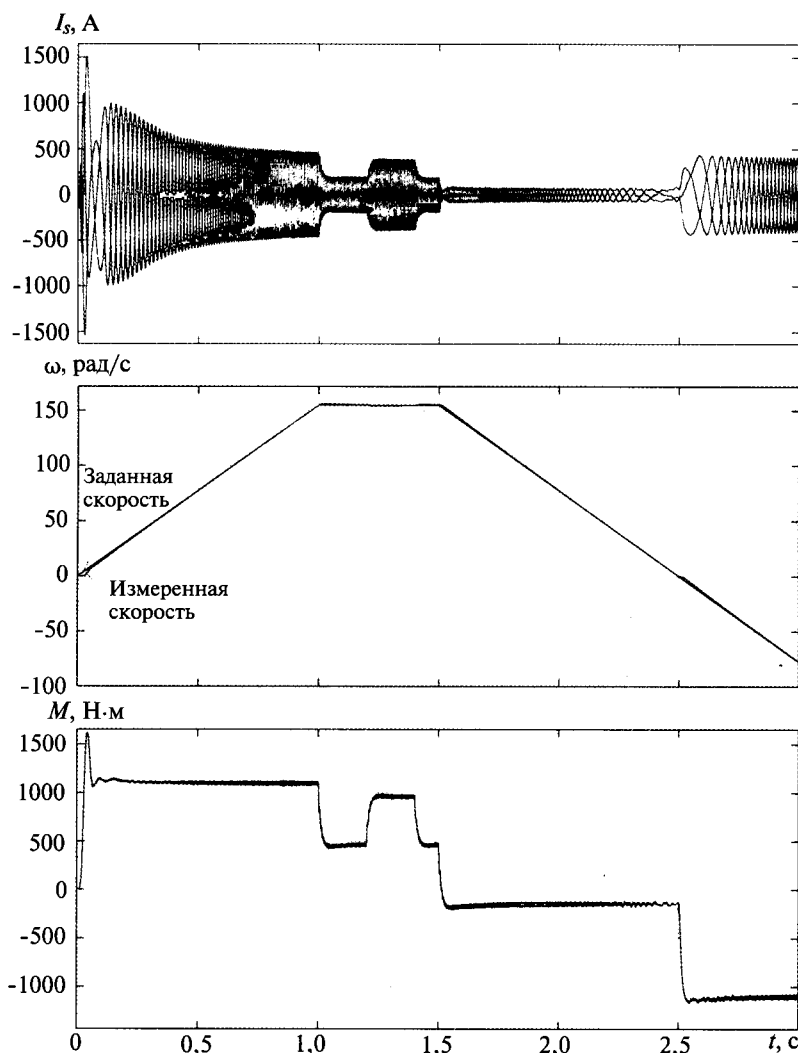


Рис. 8. Графики переходных процессов в приводе с непосредственным вычислением вектора напряжения

непосредственным вычислением вектора напряжения, согласно схеме, представленной на рис. 7. Асинхронный двигатель 4A250S4Y3 мощностью 75 кВт ($M_H = 487$ Н·м, $I_H = 142$ А, $J_{др} = 1$ кг·м²) разгоняется с номинальной нагрузкой до номинальной скорости за 1 с. Суммарный момент инерции $J_{\Sigma} = 4$ кг·м². После

разгона производится наброс и сброс дополнительной номинальной нагрузки, торможение за 1 с и реверс. Как видно из графиков, привод обладает хорошей динамикой. При этом коэффициент искажения фазного тока в номинальном установившемся режиме не превышает 2%.

Выводы

1. В высокочастотных электроприводах оправдано применение активных выпрямителей, которые позволяют полностью использовать двигатель по напряжению без использования силового трансформатора и автоматически работать в четырёх квадрантах механической характеристики.

2. Адаптивный наблюдатель координат может работать вблизи нулевой скорости и остаётся работоспособным при температурных изменениях параметров асинхронного двигателя.

3. Сравнительный анализ при моделировании различных законов формирования напряжения двигателя показал, что коэффициент гармоник тока двигателя в системе управления с DTC значительно (в три раза) выше, чем в системах с формированием напряжения статора по законам PWM и SVPWM.

4. Предложенный алгоритм прямого вычисления вектора напряжения обеспечивает хорошую динамику и совмещает простоту настройки и малые искажения тока. В схеме используется один настраиваемый регулятор скорости.

Список литературы

1. Ефимов А.А., Шрейнер Р.Т. Активные преобразователи в регулируемых электроприводах переменного тока / Под общей ред. Р.Т. Шрейнера. Новоуральск: Изд-во НГТИ, 2001.

2. Рудаков В.В., Столяров И.М., Даргау В.А. Асинхронные электроприводы с векторным управлением. Л.: Энергоатомиздат, Ленингр. от-ние, 1987.

3. Takahashi I, Noguchi T. A New Quick-Response and High Efficiency Control Strategy of an Induction Machine // IEEE Trans. on Industry Applications. 1986. Vol. 22, N. 5. P.820–827.

4. Kubota H., Matsuse K., Nakano T. New adaptive Flux Observer for wide speed range motor drives // Proc. Int. Confer. IEEE-IECON, 1990. P.921–926.

5. Bellini A., Bifaretti S., Costantini S. A Space Vector Modulation Technique for NPC Inverters. EPE-PEMC 2003, Toulouse, Fr.

6. Ogasawara Satoshi, Akagi Hirofumi, Nabaе Akira. A novel PWM scheme of VoltageSource Inverters based on Space Vector Theory. EPE Aachen 1989.

7. Пронин М.В., Воронцов А.Г., Калачиков П.Н., Емельянов А.П. Электроприводы и системы с электрическими машинами и полупроводниковыми преобразователями (моделирование, расчет, применение). СПб.: Силовые машины «Электросила», 2004.

Емельянов Александр Петрович – доцент кафедры электротехники и электромеханики СПГГИ (ТУ), канд. техн. наук. Окончил СПГГИ (ТУ) в 1970 г. по специальности «Радиотехника». Защитил диссертацию в 1987 г.

Козярук Анатолий Евтихиевич – заведующий кафедрой электротехники и электромеханики СПГГИ (ТУ), доктор техн. наук. Окончил ХАИ по специальности «Электромеханика» в 1961 г. Кандидатскую диссертацию защитил в 1972 г., докторскую – в 1988 г.

Бездатчиковое управление центробежным насосом водоснабжения с приводным асинхронным электродвигателем на базе расширенного фильтра Калмана

КИСЕЛИЧНИК О.И., БОДСОН М.

Предложен подход для оценки напора и производительности насоса на основании измерения только электрических координат приводного двигателя. Метод базируется на использовании расширенного фильтра Калмана для оценки потребляемой мощности на валу насоса и скорости, а также на расчёте напора и производительности на основе статических напорных характеристик. Представлены результаты моделирования при использовании предложенного метода, бездатчиковых систем стабилизации напора и расхода.

Ключевые слова: центробежный насос, асинхронный двигатель, напор, производительность, энергосберегающее управление.

Постоянное уменьшение энергетических ресурсов и увеличение их стоимости делает проблему разработки и исследования энерго-

An approach is described for estimating the pump's variables based only on measurement of the motor's electrical variables. The method is based on extended Kalman filter estimation of the pump's shaft power and velocity and on-line calculation of the head and flow rate using steady-state pump curves. The application of the method for the head and flow rate stabilization systems is demonstrated in simulations.

Key words: centrifugal pump, induction motor, water head, flow rate, energy saving control.

сберегающих технологий особенно важной. В системах водоснабжения наилучшие результаты достигаются при внедрении управляемых

асинхронных электроприводов насосов и энергоэффективных алгоритмов управления на базе современной теории управления [1]. Наиболее распространёнными и практически подтверждёнными решениями являются системы стабилизации напора (давления) или производительности (расхода), а также прогнозирование потребления и регулирование в соответствии с графиками водопотребления. Ведущие производители насосов предлагают так называемые интеллектуальные насосы, в которых осуществляется управление и насосом, и приводным электродвигателем, а также обеспечивается множество функций для энергосбережения и надёжного функционирования [2–6], например, функции «автоадапта» и «калибровки», активизирующие способность насоса Magna фирмы «Grundfoss» определять потребности системы и обеспечивать необходимую рабочую точку на самой низшей напорной характеристике, что снижает энергопотребление [2]. Новое направление исследований, так называемое интерактивное управление, базируется на игровом подходе между энергосберегающим алгоритмом управления насосом и потребителями [7]. В этом случае автоматически ищется минимально допустимая скорость насоса, удовлетворяющая потребностям потребителей. Такое управление может обеспечить дополнительно энергосбережение до 10% в сравнении с системами стабилизации напора.

Одним из недостатков существующих подходов, проявляющимся особенно для систем водоснабжения малой мощности, является то, что стоимость датчиков давления или расхода становится соизмеримой со стоимостью насоса вместе с приводным двигателем. Этот факт направляет усилия исследователей на разработку бездатчиковых систем управления водоснабжением (без датчиков давления или расхода).

Компания «Armstrong Pumps Inc.» предлагает бездатчиковое управление насосом [4] на базе внедрения в память контроллера скорости приводного двигателя статических напорных характеристик насоса, а также зависимостей мощности от производительности для десяти разных скоростей. Во время работы насоса измеряются мощность и скорость насоса, позволяющие на основании указанных характеристик определить координаты рабочей точки насоса, т.е. напор и расход, что позволяет реализовать соответствующее замкнутое управление.

Компания «Danfoss» производит электропривод VLT® AQUA Drive [5], который обеспечивает бездатчиковое управление напором и производительностью насоса. При этом экономятся средства на установку, подсоединение и сервисное обслуживание датчиков.

Австрийская компания «Pumpenfabrik Ernst Vogel GmbH» также предлагает бездатчиковый контроллер Hydrovar [6] для центробежного насоса, в котором вместо дорогого дифференциального датчика давления используется измерение мощности. Контроллер Hydrovar в зависимости от требований потребителя может обеспечивать управление или напором, или расходом.

Решения [4,6] (информация по [5] не является открытой) базируются на измерении активной мощности на выходе преобразователя частоты электропривода (мощность, которая подводится к приводному двигателю насоса). Далее напор и производительность насоса вычисляются из статических каталожных зависимостей напора и мощности насоса от производительности при разных скоростях при подстановке измеренного значения активной мощности и скорости. В этом случае рассчитанные значения напора и производительности изменяются синхронно с изменением измеренной мощности и скорости. Такой подход приемлем, если режим работы насоса и параметры сети позволяют пренебречь динамикой двигателя, насоса и сети. Дополнительная ошибка вносится за счёт того, что в каталожных данных насосов приводится зависимость мощности на валу насоса от производительности, которая в статике отличается от активной мощности на выходе преобразователя частоты на значение потерь в двигателе, которые меняются при смене рабочей точки двигателя. В замкнутых системах управления насосами изменение напряжения и частоты статора двигателя приведёт к немедленному изменению активной мощности на выходе преобразователя, а изменения напора и производительности насоса произойдут с учётом постоянных времени двигателя, насоса и сети. В случае изменения напора и производительности сначала меняется момент нагрузки на валу двигателя, затем, со временем, скорость и только потом, с учётом постоянных времени статора и ротора, изменяются электрические координаты двигателя, вызвав изменение активной мощности на выходе преобразователя. При этом во всех случаях потребляемая мощность на валу насоса, которая не измеряется, меняется одновре-

менно с изменением напора и производительности. Таким образом, использование для оценки напора и производительности насоса информации о мощности на валу насоса позволит уменьшить статическую и динамическую ошибки оценки и применять бездатчиковое управление в системах, где нельзя пренебречь динамикой двигателя, насоса и сети.

Предлагаемый в статье метод базируется на результатах разработок в области бездатчикового управления асинхронными двигателями (АД). На основании расширенного фильтра Калмана (РФК) оцениваются в режиме реального времени электрические координаты двигателя, а также скорость и потребляемая мощность на валу насоса при измерении только напряжений и токов статора двигателя. Далее напор и производительность насоса вычисляются на основании статических каталожных характеристик насоса. Разработанная процедура позволяет оценить динамику изменения напора и производительности насоса без информации о гидравлическом сопротивлении сети. Другие процедуры бездатчикового управления насосами, к сожалению, в научной литературе не представлены. Подходы [4–6] представлены лишь на уровне объяснения идеи без математической формализации.

Модель насоса. Динамическая модель центробежного насоса, аппроксимированная нелинейным дифференциальным уравнением 1-го порядка, представлена в [7]. Она учитывает влияние обратного клапана на ток воды. Модель насоса, гидравлической сети и приводного трёхфазного АД, описанного двухфазной моделью в неподвижной системе координат статора a - b [7], с учётом их взаимовлияния может быть представлена в виде:

$$\frac{di_{1a}}{dt} = \frac{1}{\sigma} \left(u_{1a} - R_{1e} i_{1a} + \frac{L_{12}}{L_2} n_p \omega \psi_{2b} + \frac{L_{12}}{L_2} \alpha \psi_{2a} \right); \quad (1)$$

$$\frac{di_{1b}}{dt} = \frac{1}{\sigma} \left(u_{1b} - R_{1e} i_{1b} - \frac{L_{12}}{L_2} n_p \omega \psi_{2a} + \frac{L_{12}}{L_2} \alpha \psi_{2b} \right); \quad (2)$$

$$\frac{d\psi_{2a}}{dt} = L_{12} \alpha i_{1a} - \alpha \psi_{2a} - n_p \omega \psi_{2b}; \quad (3)$$

$$\frac{d\psi_{2b}}{dt} = L_{12} \alpha i_{1b} - \alpha \psi_{2b} + n_p \omega \psi_{2a}; \quad (4)$$

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{3 n_p L_{12}}{2 J L_2} \psi_{2a} i_{2b} - \frac{3 n_p L_{12}}{2 J L_2} \psi_{2b} i_{2a} - \frac{P_p}{J \omega}; \quad (5)$$

$$\frac{dQ}{dt} = \frac{H_{0r} i_g^2}{\chi_p \omega_r^2} \omega^2 - \frac{1}{\chi_p} H_{ST} - \frac{1}{\chi_p} (a_n + a_p) Q^2, \quad (6)$$

где $u_{1a}, u_{1b}, i_{1a}, i_{1b}, \psi_{2a}, \psi_{2b}$ – проекции векторов напряжения и тока статора, а также потокосцепления ротора на оси a и b системы координат статора; ω – скорость двигателя; $R_{1e} = R_1 + \alpha L_{12}^2 / L_2$; $\alpha = R_2 / L_2$; R_1, R_2 – сопротивления статора и ротора; L_1, L_2 – индуктивности статора и ротора; L_{12} – взаимная индуктивность статора и ротора; $\sigma = (L_1 L_2 - L_{12}^2) / L_2$; n_p – количество пар полюсов; J – момент инерции двигателя и насоса; P_p – потребляемая мощность на валу насоса; Q – производительность насоса; t – время; H_{ST} – геодезическая высота подъёма воды; χ_p – постоянная интегрирования; ω_r – номинальная скорость двигателя; H_{0r} – напор при номинальной скорости и нулевой производительности; i_g – передаточное число от двигателя до насоса; a_n – гидравлическое сопротивление сети; a_p – гидравлическое сопротивление насоса.

Уравнение (6) справедливо при открытом обратном клапане (если $Q > 0$). В противном случае (если $Q < 0$) Q принимается равным нулю.

Напор насоса H и мощность на валу насоса находятся из алгебраических уравнений [7]:

$$H = \frac{H_{0r} i_g^2}{\omega_r^2} \omega^2 - a_p Q^2; \quad P_p = \frac{\rho g}{\eta} Q H, \quad (7)$$

где ρ – плотность воды; g – ускорение свободного падения; η – КПД насоса.

КПД насоса является функцией напора и производительности $\eta = f(Q, H)$. Во многих случаях диапазон регулирования производительности насоса ограничен, и КПД насоса может приниматься постоянным. Также η можно определить как функцию производительности и скорости насоса (двигателя) $\eta = f(Q, \omega)$. Тогда вместо второго уравнения системы (7) мощность на валу насоса можно определить, аппроксимируя паспортные зависимости мощности от производительности нелинейным алгебраическим уравнением

$$P_p = a_1 \omega^3 + b_1 \omega^2 Q + c_1 \omega Q^2, \quad (8)$$

где a_1, b_1, c_1 – некоторые постоянные для определённого насоса.

Напряжения u_{1a}, u_{1b} являются синусоидальными функциями, сдвинутыми на 90° :

$$u_{1a} = U_m \cos \Theta; \quad u_{1b} = U_m \sin \Theta; \quad \Theta = 2\pi \int f dt, \quad (9)$$

где U_m – амплитуда напряжения статора; Θ – электрический угол; f – частота напряжения статора.

Следует отметить, что активная мощность, измеряемая на статоре двигателя (выходе преобразователя частоты, питающего двигатель),

$$P_a = u_{1a} i_{1a} \cos \varphi + u_{1b} i_{1b} \cos \varphi, \quad (10)$$

и электромеханическая мощность, развиваемая двигателем,

$$P_{эм} = \frac{3}{2} n_p \frac{L_{12}}{L_2} (\psi_{2a} i_{1b} - \psi_{2b} i_{1a}) \omega, \quad (11)$$

отличаются от мощности, потребляемой на валу насоса, во время переходных процессов, где φ – сдвиг фаз между напряжениями и токами статора.

В статических режимах $P_p = P_{эм} = P_a / \eta_M$, где η_M – КПД двигателя, который меняется с изменением напряжения, частоты и момента нагрузки.

Уравнения (1)–(5) – хорошо известное, общепринятое математическое описание АД, дающее весьма точные результаты при моделировании. Уравнения (6)–(8) – всего лишь аппроксимация пространственно-распределённого объекта управления. Поэтому только математическая модель двигателя используется для оценки динамического поведения всей системы. Примем, что изменения гидравлического сопротивления сети a_n происходят гораздо медленнее, чем изменения скорости насоса. Тогда момент нагрузки на валу двигателя пропорционален квадрату скорости $T_L = a\omega^2$, где $a = P_p / \omega^3$ считается постоянной на время переходных процессов в электроприводе.

Оценка скорости и момента нагрузки двигателя. Задача оценки скорости АД на базе РФК при векторном управлении решена теоретически и подтверждена экспериментально [8]. Использовалась приведённая модель двигателя (1)–(5), только без момента нагрузки, скорость двигателя принималась постоянной на время периода квантования РФК. Похожие результаты получены при частотном управлении с замкнутым контуром скорости [9]. Процедура оценки скорости и постоянного момента нагрузки АД, а также результаты её исследования представлены в [10]. Авторы рассматривают момент нагрузки как дополнительную переменную состояния, которая принимается постоянной на время периода квантования РФК.

В случае модели (1)–(5) с учётом $T_L = a\omega^2$ (вместо P_p / ω в уравнении (5)) момент нагрузки двигателя изменяется одновременно с изменением скорости, но параметр a можно рассматривать постоянным на время периода квантования РФК. Поэтому введём новую переменную состояния $x_6 = k_a a$, где k_a – коэффициент усиления достаточно малого значения a , и последуем процедуре [11], чтобы получить оценки скорости двигателя и a на базе РФК.

Получим расширенную дискретную модель АД с «насосным» моментом нагрузки (без учёта модели насоса) согласно процедуре [8,9]. Вектор состояния системы $x = [i_{1a} i_{1b} \psi_{2a} \psi_{2b} \omega k_a a]^T$. Заменим производные в уравнениях (1)–(5) и в уравнении $dx_6/dt = 0$ первыми разностями $dx_k/dt = (x_k(i+1) - x_k(i))/T_s$, где T_s – период квантования РФК; $i = 0, 1, 2, \dots$ – номера периодов квантования. Также учтём в каждом уравнении шумы системы $w_k(i)$ как дополнительные слагаемые в правых частях (в первых двух уравнениях $w_k(i)/\sigma$) и заменим непрерывные координаты их соответствующими дискретными значениями $x_k(i)$. В результате система описывается матричным уравнением:

$$x(i+1) = f(x(i), u(i), w(i)), \quad (12)$$

где $u(i) = [u_{1a}(i) u_{1b}(i)]^T$;

$w(i) = [w_1(i) w_2(i) w_3(i) w_4(i) w_5(i) w_6(i)]^T$.

Измерения системы $z_k(i+1)$ ($k=1$ или 2) представляют собой сумму соответствующих токов статора и их шумов измерения $x_k(i+1) + v_k(i+1)$ [8,9]. В матричной форме

$$z(i+1) = h(x(i+1), v(i+1)), \quad (13)$$

где $v(i) = [v_1(i) v_2(i)]^T$; $z(i) = [z_1(i) z_2(i)]^T$.

Предполагается, что все шумы являются независимыми (один от другого), белыми.

Рекурсивный алгоритм реализации оценки на базе РФК состоит из двух этапов: прогноза и коррекции [8–11]. На стадии прогноза, на основании *апостериори* (скорректированной) оценки $\hat{x}(i)$ для следующего такта квантования определяются *априори* оценка $\hat{x}^-(i+1)$ (прогнозируемое значение):

$$\hat{x}^-(i+1) = f(\hat{x}(i), u(i), 0) \quad (14)$$

и ковариационная матрица ошибки вектора состояния [8–11].

На стадии коррекции вычисляются коэффициенты обратной связи фильтра Калмана $K(i+1)$ [8–11], корректируются значения оценки на базе измерений

$$\hat{x}(i+1) = \hat{x}^-(i+1) + K(i+1)(z(i+1) - h(\hat{x}^-(i+1), 0)) \quad (15)$$

и ковариационная матрица ошибки.

Для реализации алгоритма оценки (14), (15) необходимо измерять напряжения и токи статора (вместо измерения напряжений при возможности использовать сигналы задания напряжений преобразователя частоты).

Оценка момента нагрузки на валу двигателя $\hat{T}_L(i+1)$ вычисляется как $\hat{x}_6(i+1)\hat{x}_5^2(i+1)/k_a$.

Оценка производительности и напора. Если КПД насоса принять постоянным, то после подстановки оценок вместо реальных величин система (7) трансформируется к виду

$$F(\hat{Q}) = \hat{Q}^3 - \frac{k_p \hat{x}_5^2(i+1)}{a_p} \hat{Q} + \frac{\hat{P}_p(i+1)}{k_n a_p} = 0, \quad (16)$$

где $k_n = \rho g / \eta$; $k_p = H_{01} i_g^2 / \omega_r^2$;

$\hat{P}_p(i+1) = \hat{T}_L(i+1)\hat{x}_5(i+1)$ – оценка потребляемой мощности на валу насоса; \hat{Q} – искомая оценка производительности.

Оценка \hat{Q} выбирается как положительный корень уравнения (16). Рассмотрим случай ненулевой производительности. Тогда функция $F(\hat{Q})$ имеет две точки экстремума (рис. 1). Уравнение (16) имеет три корня \hat{Q}_1 , \hat{Q}_2 и \hat{Q}_3 . Один из корней \hat{Q}_3 является отрицательным и поэтому неприемлем. Как показали дальнейшие исследования, необходимо выбирать первый положительный корень. Возможно, что первый и второй корни совпадают, но всегда существует хотя бы одно положительное или нулевое решение, поскольку, если насос работает корректно, то имеется положительная или нулевая (из-за наличия обратного клапана) производительность.

Прямая 1 на рис. 1 является касательной к точке $(0, \hat{P}_p(i+1)/(k_n a_p))$. Прямая 2 соединяет две точки $(0, \hat{P}_p(i+1)/(k_n a_p))$ и $(\hat{Q}_{e1}, F(\hat{Q}_{e1}))$. $\hat{Q}_1 = \hat{Q}(i+1)$ можно легко найти итерационно в диапазоне

$$\hat{Q}_{1b} = \frac{\hat{P}_p(i+1)}{k_n k_p \hat{x}_5^2(i+1)} \leq \hat{Q}_1 \leq \hat{Q}_{1f} = \frac{3\hat{P}_p(i+1)}{2k_n k_p \hat{x}_5^2(i+1)}. \quad (17)$$

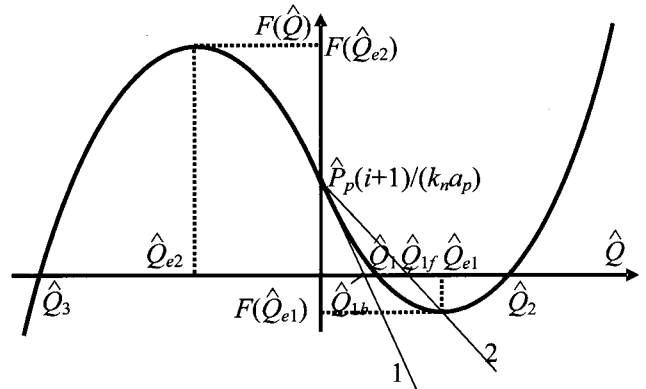


Рис. 1. Функция $F(\hat{Q})$

Оценка напора насоса $\hat{H}(i+1)$ получается путём подстановки в уравнение для напора (7) соответствующих оценок скорости и производительности вместо реальных величин.

В случае аппроксимации (8) положительное решение

$$\hat{Q}(i+1) = \frac{\sqrt{(b_1^2 - 4c_1 a_1) \hat{x}_5^4(i+1) + 4c_1 \hat{x}_5(i+1) \hat{P}_p(i+1)}}{2c_1 \hat{x}_5(i+1)} - \frac{b_1}{2c_1} \hat{x}_5(i+1). \quad (18)$$

Если $\hat{Q}(i+1) < 0$, то $\hat{Q}(i+1) = 0$.

Дальнейшие исследования показали, что необходимо принимать $\hat{Q}(i+1) = 0$, если выражение под корнем в уравнении (18) меньше 0, так как оценки не всегда удовлетворяют физическим ограничениям реальных параметров.

Предложенная процедура оценки напора и производительности насоса не требует наличия информации о значениях a_n , H_{ST} , χ_p .

Моделирование оценки переменных состояния двигателя с «насосным» моментом нагрузки. Моделирование проведено на основе уравнений (1)–(5), (12)–(15) для АД типа 4A250M2Y3 мощностью 90 кВт [7] с моментом нагрузки $T_L = a\omega^2$ без учёта модели насоса. Начальные значения всех оценок выбирались нулевыми. Численное решение дифференциальных уравнений проводилось методом Эйлера с шагом в 10 раз меньше периода квантования РФК.

Напряжения статора формировались соответственно уравнению (9). Частота напряже-

ния статора увеличивалась линейно от времени $f = a_f t$, где a_f – постоянная. Статическая зависимость между амплитудой и частотой напряжения статора принималась квадратичной. Амплитуда напряжения статора ограничивалась на уровне 311 В, а частота – 50 Гц. Напряжение при нулевой частоте, необходимое для повышения перегрузочной способности двигателя на малых частотах, принималось на уровне 6% от 311 В.

Ковариационные матрицы шумов системы и измерений Q_N и R , используемые в рекурсивном алгоритме оценивания (14), (15) при расчёте ковариационной матрицы ошибки вектора состояния и коэффициентов обратной связи фильтра Калмана [8–11], выбирались в виде

$$Q_N = \text{diag}\{Q_1 Q_2 Q_3 Q_4 Q_5 Q_6\}; \quad (19)$$

$$R = \text{diag}\{R_{11} R_{22}\},$$

где $Q_1=10000000$; $Q_2=10000000$; $Q_3=10000000$; $Q_4=10000000$; $Q_5=500000$; $Q_6=100000$; $R_{11}=1$; $R_{22}=1$ (заметим, что большие значения Q_k при реализации алгоритма перемножаются на малые постоянные T_s либо T_s/σ ; значения Q_k выбирались при моделировании такими, чтобы обеспечить приемлемую точность оценки [10]).

Исследование пуска двигателя при $a = T_{Lr}/\omega_r^2$, $a_f = 50 \text{ Гц/с}$, $T = 0,0001 \text{ с}$, $J = 0,25 \text{ кг}\cdot\text{м}^2$, $k_a = 100$ до установившейся частоты 50 Гц и при отсутствии шумов показало, что ошибка оценки установившейся скорости составила 0,172 рад/с (0,06%), а статическая ошибка оценки a $-2,635 \cdot 10^{-5} \text{ Н}\cdot\text{м}/(\text{рад}/\text{с}^2)$ (0,79%). Наибольшая динамическая ошибка оценки скорости 11,2%.

Когда шумы системы и измерений w_1 , w_2 , v_1 и v_2 симулировались случайными числами от 0 до 3,16 и $w_3=w_4=w_5=w_6=0$, то статическая ошибка оценки скорости колебалась в диапазоне от 0,05 до 0,35 рад/с, а ошибка оценки a – от $-2,8 \cdot 10^{-5}$ до $-1,5 \cdot 10^{-5} \text{ Н}\cdot\text{м}/(\text{рад}/\text{с}^2)$. В дальнейшем в качестве шумов рассматривались только вариации параметров и переменных. Результаты оценки при изменении a показаны на рис. 2.

Увеличение a_f в 10 раз либо уменьшение в 5 раз также даёт приемлемые результаты. Уменьшение статической частоты ведёт к увеличению точности оценки, поскольку вариации напряжений статора на время периода квантования РФК также уменьшаются. Моделирование показало работоспособность пред-

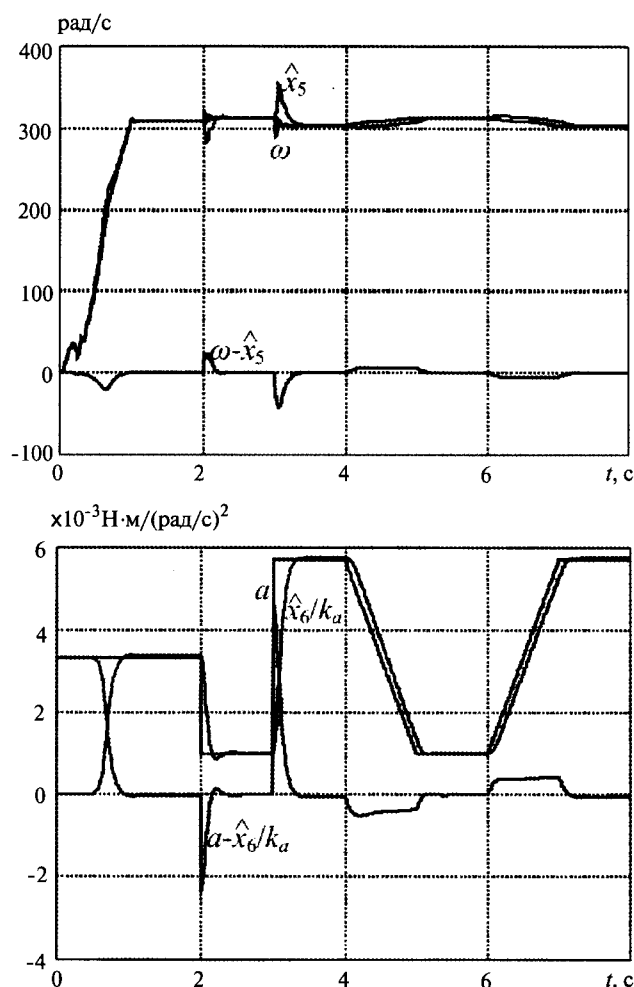


Рис. 2. Оценка переменных состояния двигателя при вариациях a

ложенного эстиматора при двукратных увеличениях момента инерции и сопротивления ротора.

Исследование оценки динамики напора и производительности насоса. Моделирование выполнено для центробежного насоса фирмы «Grundfoss» [7] номинальной мощности 90 кВт и двигателя 4A250M2Y3 на основании уравнений (1)–(7) и (14)–(17). Все параметры для оценки переменных двигателя, а также напряжения статора были выбраны такими же, как и в случае рис. 2. Результаты моделирования запуска насоса при изменении частоты до номинальной и $H_{ST} = 100 \text{ м}$ представлены на рис. 3. Гидравлическое сопротивление сети a_n изменялось: 0,0243 м/(м⁶/ч²) от 0 до 3 с; 0,03645 м/(м⁶/ч²) от 3 до 5 с; 0,01215 м/(м⁶/ч²) от 5 до 7 с, линейно-нарастающее в функции времени от 0,01215 до 0,03645 м/(м⁶/ч²) от 7 до 9 с. Другие параметры: $\chi_p = 0,5 \text{ с}/(\text{м}^2/\text{ч})$, $i_g = 1$, $\eta = 0,587$.

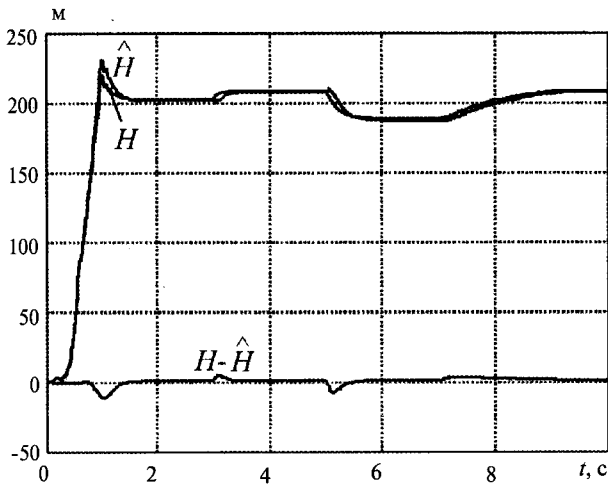
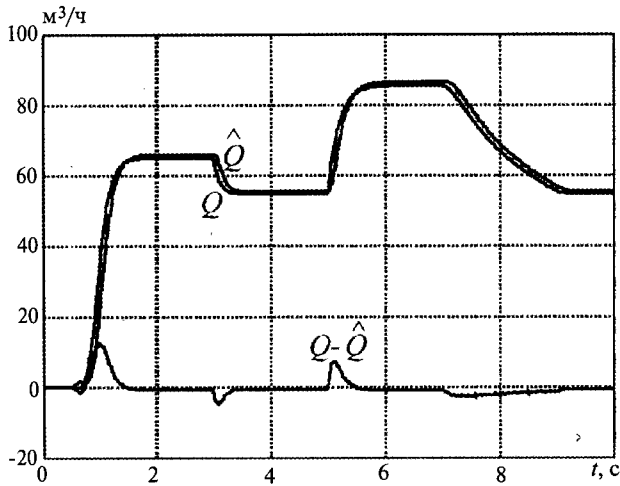


Рис. 3. Оценка напора и производительности насоса при вариации a_n

Наибольшие статические ошибки оценки производительности, напора и мощности на валу насоса составляли 1,43, 0,58, 0,75% соответственно. Производительность насоса становится ненулевой только после того, как напор насоса становится достаточным для открытия обратного клапана. Аналогичные результаты были получены также в случае модели насоса с уравнением (8) и оценки производительности (18).

Моделирование бездатчиковых систем стабилизации напора и производительности. Для тестирования работы алгоритма оценки напора и производительности было проведено моделирование бездатчиковых систем стабилизации напора и производительности на основе уравнений (1)–(7) и (14)–(17). Стабилизация напора обеспечивалась дискретным ПИ-регулятором с периодом квантования таким же, как в РФК:

$$f_m(i+1) = f_m(i) + T_s \frac{k_{reg}}{T_{reg}} (H^*(i) - \hat{H}(i)); \quad (20)$$

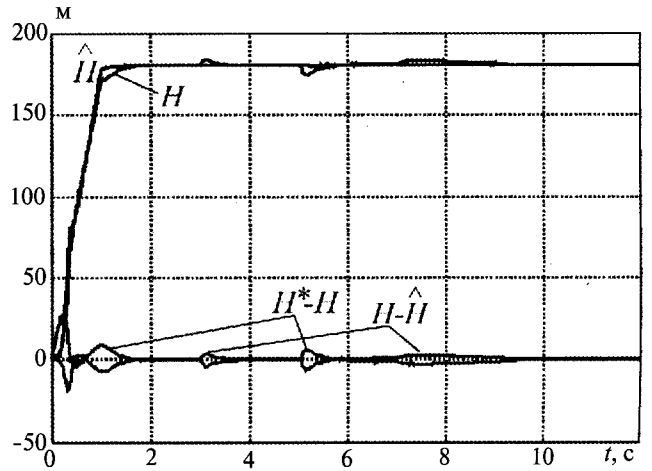


Рис. 4. Функционирование бездатчиковой системы стабилизации напора

$$f(i+1) = k_{reg} (H^*(i) - \hat{H}(i)) + f_m(i+1), \quad (21)$$

где k_{reg} – коэффициент усиления регулятора; T_{reg} – постоянная времени регулятора; H^* – задание напора; f_m – интегральная составляющая регулятора.

Выходным сигналом регулятора являлась частота напряжения статора f (преобразователь частоты, питающий двигатель, считался безинерционным). Частоты f и f_m ограничивались на уровне 50 Гц. Амплитуда напряжения формировалась аналогично предыдущим исследованиям. Задание напора представлялось линейно-нарастающей функцией времени с ограничением. Параметры системы принимались такими же, как и ранее. Результаты моделирования при $H^* = 180t$ (ограничение на уровне 180 м), $k_{reg} = 1$, $T_{reg} = 0,1$ и уравнении мощности на валу насоса (7) с теми же изменениями возмущения a_n , как на рис. 3, представлены на рис. 4. Статическая ошибка по напору не превышала 0,92%. Подобные результаты получены в случае уравнения мощности (8) и оценки производительности (18).

ПИ-регулятор системы стабилизации производительности аналогичен регулятору напора (20), (21), только сигнал $Q^* - \hat{Q}$ использовался вместо $H^* - \hat{H}$, а также $k_{reg} = 0,5$ и $Q^* = 50t$ (ограничение на уровне 50 м³/ч). Статическая ошибка по производительности не превышала 4,5%.

Выводы

1. Предложенный алгоритм оценки напора и производительности насоса на базе измерения напряжений и токов статора приводного асинхронного двигателя позволяет реализовать

замкнутые системы управления напором и производительностью без соответствующих датчиков.

2. Использование в алгоритме оценки потребляемой мощности на валу насоса вместо измерения активной мощности на статоре двигателя позволит повысить статическую и динамическую точность оценивания.

3. Алгоритм целесообразно применять в насосных установках малой мощности с целью энергосберегающего управления.

Список литературы

1. O. Kiselychnyk, M. Bodson, H. Werner. Overview of energy efficient control solutions for water supply systems // Вестник Кременчугского ГПУ. Ч. 1. 2009. № 3. С. 40–45.

2. Smart Circulators. The new generation of intelligent pumps. [http://www.grundfoss.com/web/HomeUs.nsf/GrafikOpislag/ArticleMisc/\\$File/smartCirculators.pdf](http://www.grundfoss.com/web/HomeUs.nsf/GrafikOpislag/ArticleMisc/$File/smartCirculators.pdf).

3. Synthesis™ intelligent pump controller. [http://www.unicous.com/pdfs/1000.21\(004\)%207.05%20\(svnth\).pdf](http://www.unicous.com/pdfs/1000.21(004)%207.05%20(svnth).pdf).

4. Intelligent variable speed pumps. Innovative solutions for heating and air conditioning systems. http://www.armstrongpumps.com/Data/pdfbrochures/Links/01_09_005/94.10_IVS_Sensorless_brochure.pdf/

5. Danfoss drives presents new generation of VLT® AQUA drive. (2007, April 30). http://www.danfoss.com/South_Africa/NewsAndEvents/Archive/Motion+Controls/2007/Danfoss-VLT-AQUA/A81C8648-2E11-4538-A32F-C21AC05AAE25.html.

6. Operating instructions Hydrovar® HVS 1.1 – HVS 1.2, HVS 3.2 – HVS 3.4 sensorless. <http://www.vogelpumpen.com/vogdata/doc/EN/hvs-im-en/pdf>.

7. O. Kiselychnyk, M. Bodson, H. Werner. Interactive energy saving control of water supply pump based on pressure measurement // Вестник Кременчугского ГПУ. Ч. 1. 2009. № 3. С. 166–171.

8. Sensorless control with Kalman filter on TMS320 Fixed-Point DSP, lit. no. BPR057, Texas Instruments Europe, July 1997.

9. K.L. Shi, T.F. Chan, Y.K. Wong, S.L. Ho. Speed estimation of an induction motor drive using an optimized extended Kalman filter // IEEE Trans. Industrial Electronics. 2002. Vol. 49, no. 1. P.124–133.

10. M. Barut, S. Bogosyan, M. Gokasan. Speed-sensorless estimation for induction motors using extended Kalman filters // IEEE Trans. Industrial Electronics. 2007. Vol. 54, no. 1. P. 272–280.

11. G. Welch, G. Bishop. An introduction to the Kalman filter // SIGGRAPH 2001. Los Angeles, CA, August 12–17, 2001.

Киселичник Олег Иванович – доцент кафедры автоматизации электромеханических систем и электропривода Национального ТУ Украины (НТУУ «КПИ») канд. техн. наук. Окончил факультет электроэнергетики и автоматики НТУУ «КПИ» в 1993 г. Защитил диссертацию по теме «Многоканальная система автоматического управления кондиционированием воздуха производственных помещений» в 1997 г.

Бодсон Марк – профессор факультета электро- и компьютерной техники Университета Юты (University of Utah, PhD.) Окончил факультеты электро- и компьютерной техники, а также авионики и астронавтики Массачусетского института технологий (Massachusetts Institute of Technology, USA) в 1982 г. Защитил диссертацию по теме «Адаптивное управление: устойчивость, сходимости и робастность» в 1986 г.

Управление линейным электроприводом малых перемещений

ДЕНИСОВ В.А., БОЧКАРЁВ А.В.

Рассмотрены структура и синтез модального регулятора линейного электропривода малых перемещений на основе соленоидного двигателя. Приведены результаты применения разработанного подхода к расчёту регулятора системы электропривода поперечной подачи реза токарного станка.

Ключевые слова: линейный мехатронный модуль, модальный регулятор.

Повышение уровня станкостроения требует постоянной модернизации, в основе которой используется блочно-модульный принцип замены отдельных узлов станка. Такой подход наиболее полно удовлетворяет запросы потребителя и существенно снижает затраты на модернизацию. Перспективной базой для модернизации являются мехатронные модули на основе линейных двигателей прямого действия, т.е. линейных электродвигателей, непосредственно связанных с рабочим механизмом станка. Управление линейных двигателей от современных цифровых микропроцессорных систем позволяет создавать такие технологические ре-

In the thesis are observed structure and synthesis of a modal regulator of the linear electric drive of small movings. Results of the approach developed application to calculation of a electronic drive system regulator of a lathe cutter cross-drive.

Key words: linear mechatron module, modal regulator.

жимы, при которых можно получить наиболее высокие показатели точности и производительности практически во всех видах механообработки (фрезерование, точение, сверление, шлифование и др.). В случае применения линейных модулей в приводах подачи специальных токарных и шлифовальных станков, где максимальное значение перемещения лежит в пределах 0,04 м, требуемое быстродействие 0,02 с, а усилие на перемещение рабочего механизма не превышает 250 Н, целесообразно в качестве линейного двигателя использовать соленоидный двигатель.

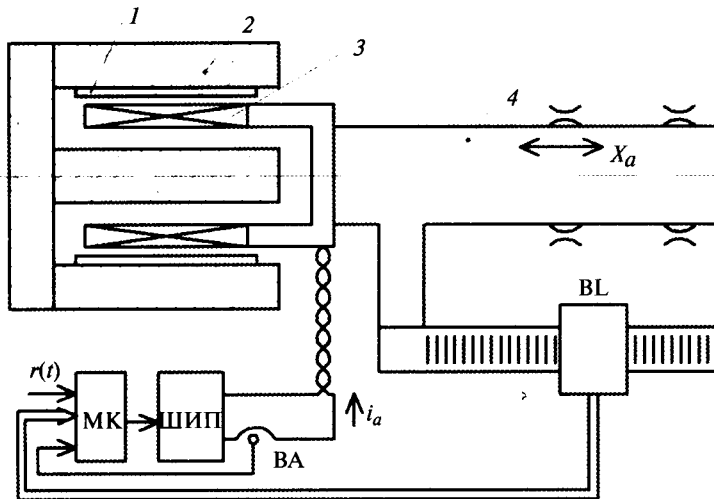


Рис. 1. Функциональная схема линейного электропривода

Основными причинами, сдерживающими широкое внедрение линейных модулей в станках, является недостаточное развитие теории и методов проектирования, включая вопросы моделирования и разработки алгоритмов управления. Целью настоящей работы является разработка структуры линейного электропривода малых перемещений на основе соленоидного двигателя и параметрический синтез регулятора системы управления.

В линейном электроприводе (рис. 1) используется соленоидный двигатель с возбуждением от постоянного магнита 1, размещённого на внутренней поверхности корпуса 2. Катушка 3 якоря двигателя жёстко связана с рабочим механизмом 4 станка. Ток i_a катушки якоря создаётся ШИП (широтно-импульсным преобразователем) и измеряется датчиком ВА тока, а линейное перемещение X_a – цифровым датчиком BL. В качестве регулятора в системе используется микроконтроллер, который вычисляет скорость v_a перемещения, реализует требуемую комбинацию обратных связей и формирует сигнал управления ШИП.

При математическом описании линейный двигатель представляем в относительных единицах в векторно-матричной форме [1,2]. При этом магнитная цепь является линейной, катушка якоря и рабочий механизм станка считаются жёсткой системой.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i \\ v \\ x \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\tau_\varepsilon} & -\frac{1}{\tau_\varepsilon} & 0 \\ -\frac{1}{\tau_M} & 0 & -\frac{K_1}{\tau_M} \\ 0 & K_2 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i \\ v \\ x \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\tau_\varepsilon} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\tau_M} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u \\ q \end{bmatrix}. \quad (1)$$

Входящие в уравнение (1) относительные величины и базовые постоянные определяются следующим образом: $i = \frac{i_a}{I_a}$ – относительный ток катушки якоря;

$I_a = \frac{U_H}{R_a}$ – базовый ток катушки;

$\tau_\varepsilon = \frac{L_a}{R_a}$ – электрическая постоянная времени катушки якоря;

U_H – номинальное напряжение; R_a и L_a – соответственно активное сопротивление и индуктивность катушки якоря;

$u = \frac{U_a}{U_H}$ – относительное значение напряжения якоря;

$x = \frac{X_a}{b_m}$ – относительное линейное перемещение якоря;

b_m – длина магнита; $F_a = C_{mw} I_a$ – базовое значение усилия, развиваемого двигателем; C_{mw} – коэффициент главной движущей силы, зависящей от тока рабочей обмотки, параметров магнита и линейного перемещения;

$v = \frac{v_a}{v_0}$ – относительная линейная скорость движения якоря;

$v_0 = \frac{U_H}{C_{mw}}$ – базовая скорость движения;

$q = \frac{Q_1 R_a}{C_{mw} U_H}$ – относительная сила внешнего сопротивления;

$\tau_m = m \frac{R_a}{C_{mw}^2}$ – электромеханическая постоянная времени;

m – масса катушки якоря и рабочего механизма станка;

$K_1 = \frac{C_m b_m R_a}{C_{mw} U_H}$, $K_2 = \frac{U_H}{C_{mw} b_m}$ – обобщённые коэффициенты;

C_m – коэффициент реактивной силы; K_Π – коэффициент усиления ШИП.

При синтезе соленоидный двигатель, рабочий механизм и ШИП рассматриваются как объект регулирования, уравнение (1) которого может быть записано в общем виде:

$$\dot{X}(t) = AX(t) + BU(t); Y(t) = CX(t), \quad (2)$$

где A – собственная параметрическая матрица; B – входная матрица; $C = [0 \ 0 \ 1]$ – выходная матрица.

Динамическое состояние объекта регулирования определяется совокупным действием трёх переменных: током якоря i ; перемещением x и линейной скоростью v . Синтез системы управления по принципу подчинённого регу-

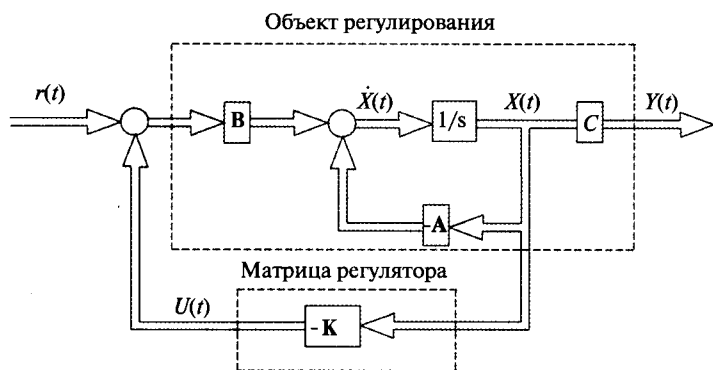


Рис. 2. Структурная схема замкнутой системы

лирования не достигает цели, так как требует выделения в объекте регулирования звеньев 1-го порядка с большой и малой постоянной времени, что возможно только при упрощении уравнения объекта [4]. В связи с этим целесообразно для синтеза регулятора применить метод пространства состояний, что позволяет осуществить построение системы управления объектом по принципу модального управления [3].

Структурная схема замкнутой системы показана на рис. 2, где объект регулирования представлен матрицами A , B и C . Модальный

регулятор преобразует вектор состояния $X(t)$ объекта регулирования в вектор $U(t)$ обратной связи. Канал обратной связи замыкается при добавлении к внешнему сигналу $r(t)$ вектора $U(t)$, который является комбинацией переменных состояния.

$$U(t) = r(t) - KX(t), \quad (3)$$

где $K = [k_{01} \ k_{02} \ k_{03}]$ – матрица коэффициентов обратной связи.

Выбор коэффициентов матрицы K производится, исходя из обеспечения заданных показателей качества. К показателям качества относятся: перерегулирование σ , связанное с уровнем демпфирования ξ замкнутой системы, и время переходного процесса $t_{\text{п}}$, характеризующее быстрдействие системы. После подстановки уравнения (3) в (2) получаем уравнения замкнутой системы, если внешний сигнал $r(t) = 0$:

$$\dot{X}(t) = (A - BK)X(t); \quad Y(t) = CX(t). \quad (4)$$

Характеристическое уравнение замкнутой системы:

$$\det[sI - (A - BK)] = 0,$$

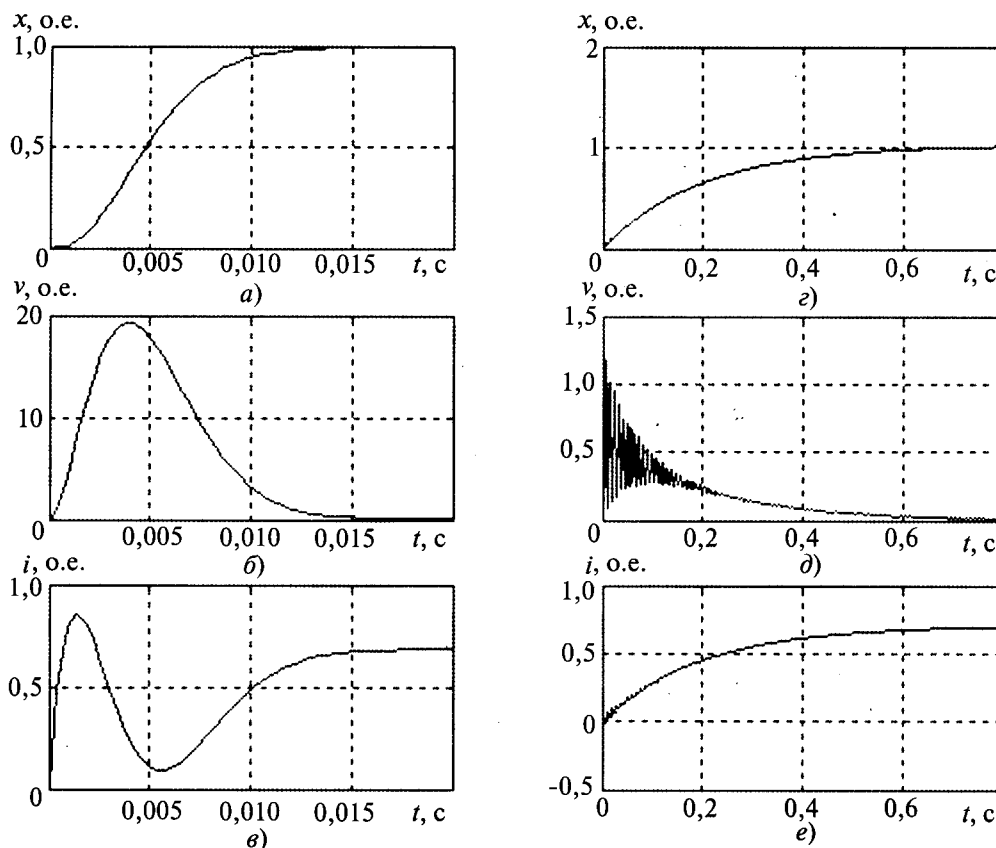


Рис. 3. Переходные процессы в линейном электроприводе: а–в – с модальным регулятором; г–е – без модального регулятора

где

$$(A - BK) = \begin{bmatrix} \frac{1}{\tau_{\text{э}}} - \frac{K_{01}}{\tau_{\text{э}}} & \frac{1}{\tau_{\text{э}}} - \frac{K_{02}}{\tau_{\text{э}}} & -\frac{K_{03}}{\tau_{\text{э}}} \\ \frac{1}{\tau_{\text{м}}} & 0 & -\frac{K_1}{\tau_{\text{м}}} \\ 0 & K_2 & 0 \end{bmatrix};$$

$$I = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \text{ — единичная матрица;}$$

$$\det \begin{bmatrix} s + \frac{1}{\tau_{\text{э}}} + \frac{K_{01}}{\tau_{\text{э}}} & \frac{1}{\tau_{\text{э}}} + \frac{K_{02}}{\tau_{\text{э}}} & \frac{K_{03}}{\tau_{\text{э}}} \\ -\frac{1}{\tau_{\text{м}}} & s & \frac{K_1}{\tau_{\text{м}}} \\ 0 & -K_2 & s \end{bmatrix} =$$

$$= s^3 + \left(\frac{1}{\tau_{\text{э}}} + \frac{K_{01}}{\tau_{\text{э}}} \right) s^2 + \frac{1}{\tau_{\text{м}} \tau_{\text{э}}} (K_1 K_2 \tau_{\text{э}} + K_{02} + 1) s + \frac{K_1 K_2}{\tau_{\text{м}} \tau_{\text{э}}} [(1 + K_{01}) K_1 + K_{03}] = 0. \quad (5)$$

Для обеспечения названных показателей качества необходимо разместить полюса замкнутой системы с модальным регулятором в соответствии с полюсами полинома вида:

$$H[s] = (s^2 + 2\xi\omega_0 s + \omega_0^2)(s + \xi\omega_0) =$$

$$= s^3 + 3\xi\omega_0 s^2 + (1 + 2\xi)\omega_0^2 s + \omega_0^3. \quad (6)$$

Выбранный полином обеспечивает более высокое быстродействие по сравнению с биномиальным стандартным полиномом, а по сравнению с полиномом Баттерворта характеризуется меньшим переуправлением переходной характеристики замкнутой системы. Приравняв значения соответствующих коэффициентов полиномов (5) и (6), получаем выражения для определения значений коэффициентов модального регулятора K_{01} , K_{02} , K_{03} :

$$3\xi\omega_0 = \frac{1}{\tau_{\text{э}}} + \frac{K_{01}}{\tau_{\text{э}}};$$

$$(1 + 2\xi)\omega_0^2 = \frac{1}{\tau_{\text{м}} \tau_{\text{э}}} (K_1 K_2 \tau_{\text{э}} + K_{02} + 1);$$

$$\omega_0^3 = \frac{K_1 K_2}{\tau_{\text{м}} \tau_{\text{э}}} [(1 + K_{01}) K_1 + K_{03}]. \quad (7)$$

В качестве примера приведён синтез регулятора линейного электропривода поперечной подачи резца токарного станка в процессе обработки поршня. Параметры подачи: максимальное линейное перемещение 0,04 м; время переходного процесса 0,012 с; статическая ошибка 2%; номинальное усилие $F_H = 96$ Н; $m = 0,2$ кг; $U_H = 24$ В; $\tau_{\text{э}} = 0,025$ с; $\tau_{\text{м}} = 0,0002$ с; $K_1 = 0,685$; $K_2 = 8,4$; $C_M = 5597$.

Из кривых (рис. 3) видно, что включение в систему регулирования модального регулятора обеспечивает заданные показатели качества переходного процесса. При движении объекта исчезают высокочастотные колебания и максимальное ускорение не превышает 8g.

Выводы

1. Предложены структура и методика синтеза регулятора линейного электропривода малых перемещений, обеспечивающие аperiodический характер переходного процесса перемещения рабочего механизма с заданным высоким быстродействием.
2. Результаты исследования подтверждают возможность создания линейных электроприводов с высоким быстродействием обработки малых перемещений, что позволяет повысить производительность технологического оборудования автоматических линий.

Список литературы

1. Хитерер М.Я., Овчинников И.Е. Синхронные электрические машины возвратно-поступательного движения. СПб.: КОРОНА принт., 2004.
2. Бочкарёв А.В., Денисов В.А. Линейный электродвигатель малых перемещений // Сб.тр. междунар. научн.-технич. конф. «Проблемы электротехники и электромеханики». Тольятти: ТГУ, 2009. Ч.1. С. 270–274.
3. Методы классической и современной теории автоматического управления. Т.3. Синтез регуляторов систем автоматического управления / Под ред. К.А. Пупкова, Н.Д. Егупова. М.: МГТУ им. Баумана, 2004.
4. Ковчин С.А., Муафак Ф.М. Проблемы синтеза современных электромеханических систем // Тр. V Международной (16 Всероссийской) конф. по автоматизированному электроприводу. СПб, 2007. С. 48–51.

Денисов Владимир Андреевич — доцент кафедры «Электрооборудование автомобилей и электромеханика» Тольяттинского ГУ, канд. техн. наук. Окончил электротехнический факультет Куйбышевского политехнического института в 1965 г. Защитил диссертацию по теме «Модуляционные генераторы стабильной частоты» в 1975 г.

Бочкарёв Алексей Валериевич — аспирант Тольяттинского ГУ. Окончил электротехнический факультет Тольяттинского ГУ в 2006 г.

Асинхронизированный вентильный двигатель, питаемый от инвертора напряжения

ГУЛЯЕВ И.В., ТУТАЕВ Г.М., ЮШКОВ И.С.

Представлены результаты теоретических и экспериментальных исследований асинхронизированного вентильного двигателя на основе инвертора напряжения с IGBT модулями. В частности, приводится доказательство режима работы с абсолютно жёсткими механическими характеристиками.

Ключевые слова: асинхронизированный вентильный двигатель, IGBT модуль, инвертор напряжения.

Классический вентильный двигатель постоянного тока основан на использовании многофазной синхронной машины. Однако он может быть реализован и на основе асинхронизированной машины двойного питания (контактной и бесконтактной). В этом случае говорится об асинхронизированном вентильном двигателе (АВД) [1]. Функциональная схема реализации предложенного варианта приведена на рис. 1.

Устройство содержит вентильный двигатель на базе асинхронного двигателя (АД) с фазным ротором, соединённого с мостом на основе IGBT модулей.

При подаче напряжения возбуждения от преобразователя частоты возбуждения ПЧ_f в ротор АД с фазным ротором в цепи статора наводится трёхфазная система ЭДС после открытия соответствующих IGBT модулей от сигналов датчика тока, сдвинутых на заданный угол управления [2].

У АВД вращающееся магнитное поле создаётся при неподвижном роторе и может обеспечивать коммутацию тока в фазах обмотки якоря с частотой возбуждения. С началом вращения ротора выходная частота ПЧ якоря автоматически увеличивается на значение частоты вращения, как у классического вентильного двигателя. Сигнал с датчика тока в микропроцессорной системе управления позволяет дополнительно сдвинуть импульс управления на заданный постоянный угол для формирования сдвига фаз между фазным током и напря-

In the paper, results of theoretical and experimental study of asynchronous valve motor based on the voltage inverter with IGBT modules, and phase-rotor induction motor are represented. A proof of the mode of operation with absolutely rigid mechanical characteristics is given.

Key words: asynchronous valve motor, IGBT module, voltage inverter.

жением для обеспечения необходимого коэффициента мощности силового преобразователя в целом или коррекции этого показателя. Это позволяет улучшить энергетические показатели и повысить коммутационную способность инвертора за счёт регулирования угла управле-

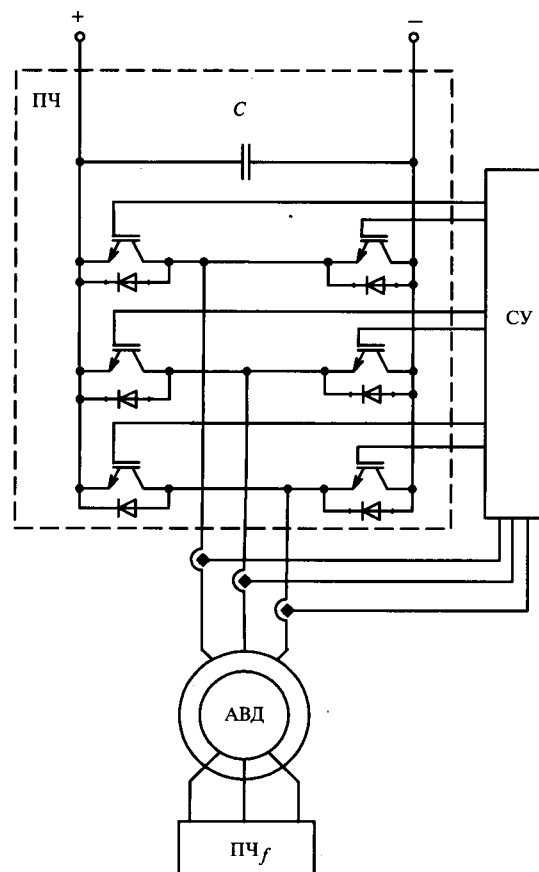


Рис. 1. Структурная схема АВД

ния силовых модулей, а также повысить помехоустойчивость и надёжность благодаря сокращению количества элементов.

АВД обладает большей перегрузочной способностью, чем у базовой машины, и меньшими ограничениями в режиме упора, чем вентильный двигатель постоянного тока.

Анализ предложенной системы проведён при следующих допущениях: базовая асинхронная машина имеет симметричные трёхфазные обмотки на статоре и роторе, не учитываются потери в стали и изменение степени насыщения, а также падение напряжения в IGBT модулях (для упрощения анализа). Режимы работы АВД описываются системой комплексных уравнений в координатах, вращающихся синхронно с полем обмотки якоря:

$$\begin{cases} \dot{U} = rI + (p' + jvs_0)(xI + x_{ar}I_f); \\ \dot{U}_f = r_f I_f + (p' + jvs_0)(x_{ar}I + x_{of}I_f); \\ Jp' \frac{\omega_2}{p} = \frac{3}{2} px_{ar} [I I_f] + M_c, \end{cases} \quad (1)$$

где \dot{U} , \dot{U}_f – обобщённые векторы напряжений якоря и возбуждения; r , r_f – активные сопротивления обмоток якоря и возбуждения; v , s_0 – относительная частота токов якоря и возбуждения; x_σ , x_f , x_{ar} – индуктивности рассеяния обмоток якоря и возбуждения, а также их взаимная индуктивность; x , x_{of} – индуктивности обмоток якоря и возбуждения; I , I_f – обобщённые векторы токов якоря и возбуждения; $\dot{\Psi}$ – обобщённый вектор потокосцепления; M_c – момент нагрузки на валу двигателя; ω_2 – электрическая угловая скорость вращения ротора.

Векторная диаграмма двигателя представлена на рис. 2.

В установившихся режимах работы АВД система (1) для первых гармоник напряжений, токов и потокосцеплений запишется в виде:

$$\begin{cases} \dot{U} = (r + jvx_\sigma)I + jv\dot{\Psi}; \\ \dot{U}_f = (r_f + js_0x_f)I_f + js_0\dot{\Psi}; \\ \dot{\Psi} = x(I + I_f); \\ M = \text{Re } j\dot{\Psi}I. \end{cases} \quad (2)$$

Амплитуды гармонических составляющих линейного напряжения якоря АВД на выходе зависимого инвертора связаны с входными напряжениями инвертора следующим выражением [3]:

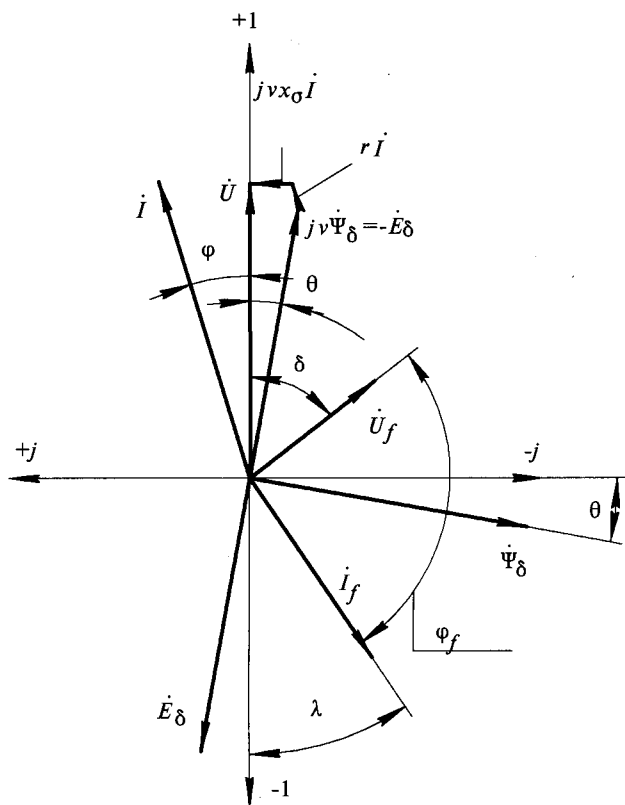


Рис. 2. Векторная диаграмма двигательного режима асинхронизированного вентильного двигателя

$$U_{nm} = \frac{2\sqrt{3}U_d}{\pi n}, \text{ где } n - \text{ номер гармоники.}$$

Действующее значение фазных напряжений

$$U_{\text{фаз}} = \frac{\sqrt{2}}{3} U_d.$$

Решая систему (2) относительно токов, получаем:

$$I = \frac{U \sin \theta}{r \sin(\varphi + \theta) + vx_\sigma \cos(\varphi + \theta)}; \quad (3)$$

$$I_r \cos \lambda = \frac{\Psi \sin \theta + Ix_{ar} \cos \varphi}{x_{ar}}, \quad (4)$$

где θ – угол между обратным обобщённым вектором ЭДС якоря и обобщённым вектором напряжения якоря, который может быть определён как угол нагрузки.

Электромагнитный момент АВД

$$M = \frac{UI(r \sin \varphi + x_\sigma v \cos \varphi)}{rv \text{tg}(\varphi + \theta) + v^2 x_\sigma}. \quad (5)$$

С учётом выражения тока якоря

$$M = \frac{U^2 (r \sin \varphi + x_{\sigma} v \cos \varphi) \cos(\varphi + \theta) \sin \theta}{v (r \sin(\varphi + \theta) + v x_{\sigma} \cos(\varphi + \theta))^2}. \quad (6)$$

При допущении, что $r \approx 0$, момент определяется как

$$M = \frac{U^2 \cos \varphi \sin \theta}{v^2 x_{\sigma} \cos(\varphi + \theta)}. \quad (7)$$

Расчёт скоростной характеристики АД возможен при использовании уравнения напряжения якоря системы (2). Тогда относительная частота вращения магнитного поля на пару полюсов или относительная частота напряжения якоря находится из решения квадратного уравнения, т.е.

$$v = \frac{-b \pm \sqrt{b^2 - 4ac}}{2a}, \quad (8)$$

где

$$a = \Psi_{\delta} x_{\sigma} \cos(\varphi + \theta); \quad (9)$$

$$b = \Psi r \sin(\varphi + \theta) - U x_{\sigma} \cos \varphi; \quad (10)$$

$$c = U \sin \varphi. \quad (11)$$

Экспериментальные исследования данного АД показывают, что при заданных значениях напряжения U , U_f и законе управления $v = \text{const}$ при любых нагрузках (в пределах статической устойчивости) угловая частота ротора двигателя

$$\Omega = (v - 1) \frac{\omega_2}{p}. \quad (12)$$

На основе приведённых выражений строится методика расчёта электромеханических характеристик АД. На рис.3 показаны экспериментальные и расчётные скоростные и моментные характеристики двигателя, соответствующие электромагнитным параметрам физической модели на базе АД с фазным ротором 4АК160М4У3 при следующих параметрах: частота возбуждения 10 Гц или $s_0 = 0,2$; угол опережения зажигания вентилей $\beta = 20^\circ$ или $\varphi = 20^\circ$; напряжение возбуждения $U_f = 0,025$; поддерживалась частота вращения, равная 700 об/мин (по условию эксперимента) за счёт изменения напряжения якоря.

Из рис. 3 видно, что скоростные характеристики двигателя близки к абсолютно жёстким характеристикам двигателя постоянного тока с независимым возбуждением. Последнее объясняется взаимно уравновешенным действием на скоростную характеристику падения напряже-

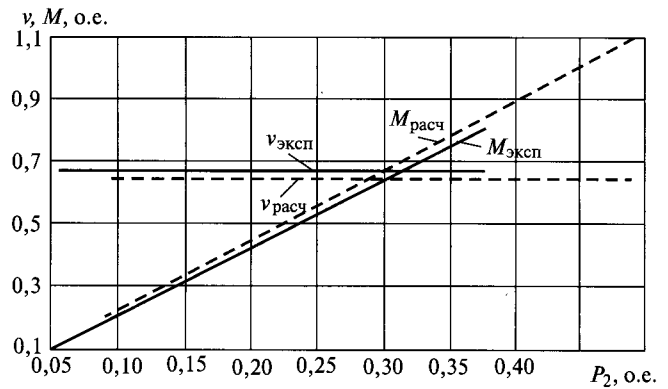


Рис. 3. Экспериментальные и теоретические зависимости момента на валу и частоты v от мощности на валу

ния в обмотке якоря и размагничивающей реакции якоря, обусловленной углом опережения инвертора φ , а также работой обратной связи по току через СУ (рис.1). Из-за поддержания угловой скорости вращения, равной половине номинальной (по условиям эксперимента), мощность на валу $P_2 = 0,5$ отн. ед.

Расчётные исследования токов обмоток двигателя подтвердили результаты эксперимента. В токе обмотки возбуждения (рис. 1) выявлена рекуперативная составляющая, соответствующая возврату энергии в питающую сеть под действием ЭДС скольжения E_{δ} . Она проявляется при нагрузке на валу близкой к номинальной и вызывает снижение энергетических показателей двигателя и усложняет работу преобразователя возбуждения ПЧ_f. Для исключения этого эффекта необходимо уменьшить влияние ЭДС скольжения, что возможно при снижении частоты возбуждения до 3–5 Гц и соответствующего изменения значения напряжения возбуждения. Это одновременно снижает мощность преобразователя возбуждения. Частота возбуждения является многокритериальным параметром данной схемы, что можно выявить из анализа векторной диаграммы (рис. 2).

Параметры Т-образной схемы замещения физической модели АД на базе АД 4АК160М4У3: $x = 1,090147$, $x_{of} = 1,105783$, $x_{\sigma} = 0,066424$, $x_f = 0,08206$, $x_{ar} = 1,023723$, $r = 0,037119$, $r_f = 0,048664$.

Выводы

1. Предложенный асинхронизированный вентильный двигатель на базе инвертора напряжения с управлением по фазе тока можно считать аналогом двигателя постоянного тока независимого возбуждения с жёсткими скоростными и механическими характеристиками.

2. Регулирование угловой скорости вращения может осуществляться двумя каналами — по цепи якоря и возбуждения, как и у двигателя постоянного тока.

3. Энергетические показатели двигателя могут быть повышены при исключении возможности рекуперации энергии скольжения обмотки возбуждения путём рационального выбора частоты возбуждения. Значение этой частоты является многоцелевым параметром данного двигателя.

Список литературы

1. Копылов И.П., Сонин Ю.П., Гуляев И.В., Вострухин А.А. Асинхронизированный вентильный двигатель с ортогональным управлением // Электротехника. 2002. № 9. С.2–5.
2. Пат. 87303 РФ. Устройство для управления инвертором напряжения вентильного двигателя / И.В. Гуляев, Г.М. Тутаев, И.С. Юшков // Бюл. 2009. №27.

3. Розанов Ю.К., Рябчинский М.В., Квасюк А.А. Силовая электроника. М.: Изд. дом МЭИ, 2007.

Гуляев Игорь Васильевич — декан факультета электронной техники Мордовского ГУ им. Н.П. Огарёва, доктор техн. наук, проф. Окончил факультет электронной техники Мордовского ГУ им. Н.П. Огарёва в 1977 г. Защитил диссертацию по теме «Обобщённая электромеханическая система» в 2005 г.

Тутаев Геннадий Михайлович — доцент кафедры автоматики факультета электронной техники Мордовского ГУ им. Н.П. Огарёва, канд. техн. наук. Окончил факультет электронной техники Мордовского ГУ им. Н.П. Огарёва в 1986 г. Защитил диссертацию по теме «Электропривод на основе асинхронизированного вентильного двигателя с поддержанием результирующего магнитного потока» в 2002 г.

Юшков Игорь Сергеевич — аспирант кафедры автоматики факультета электронной техники Мордовского ГУ им. Н.П. Огарёва. Окончил факультет электронной техники Мордовского ГУ им. Н.П. Огарёва в 2007 г.

Математическая модель рабочих характеристик асинхронных двигателей с частотным управлением

ШЕСТАКОВ А.В.

Изложена методика расчёта рабочих характеристик управляемых асинхронных двигателей, питаемых импульсным напряжением. В основу методики положена G-образная схема замещения для каждой из гармоник, на которые раскладывается кривая приложенного к фазе напряжения. Предлагаемая модель учитывает влияние вытеснения тока на активное сопротивление ротора на высших гармониках, а также увеличение магнитных потерь от гистерезиса и вихревых токов.

Ключевые слова: асинхронные двигатели, частотное управление, магнитные потери, математическая модель.

Частотно-управляемые асинхронные двигатели (ЧУАД) с питанием от ШИМ-инверторов находят все более широкое применение благодаря возможности плавного пуска и регулирования частоты вращения в широком диапазоне, что позволяет оптимизировать энергопотребление в различных режимах работы. Вместе с тем, наличие высших гармоник в кривой питающего напряжения приводит к повышению электрических и магнитных потерь, увеличению нагрева, снижению энергетических показателей. В данной статье предлагается ме-

The design procedure of performance data of the operated asynchronous motors fed with pulse voltage is stated in article. The G-shaped equivalent circuit is put in a technique basis for each of harmonics on which the curve of the pressure enclosed to a phase is displayed. The offered model considers influence of replacement of a current on active resistance of a rotor on the higher harmonics, and also increase in magnetic losses from a hysteresis and vortical currents.

Key words: asynchronous motors, frequency management, magnetic losses, mathematical model.

тод расчёта рабочих характеристик ЧУАД, основанный на разложении кривой импульсного напряжения ШИМ-инвертора в гармонический ряд.

Обычно для питания ЧУАД используется ШИМ-инвертор со звеном постоянного тока (рис. 1).

Предлагаемая методика расчёта рабочих характеристик ЧУАД позволяет определять его энергетические показатели независимо от способа формирования кривой импульсного выходного напряжения.

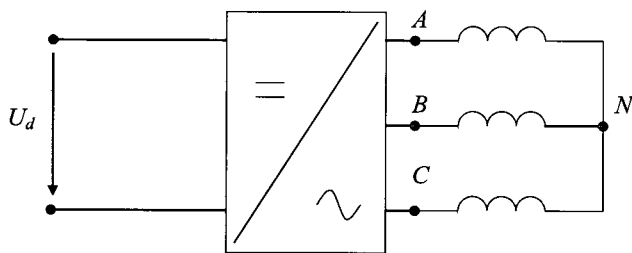


Рис. 1. Схема трёхфазного инвертора (U_d – выпрямленное напряжение)

В основу нашей модели положена Г-образная схема замещения АД для каждой из гармоник приложенного напряжения (рис. 2).

На рис. 2: $\underline{U}_{1\nu}$ – напряжение ν -й гармоники фазы статора; $\underline{I}_{1\nu}$, $\underline{I}_{0\nu}$, $\underline{I}''_{2\nu}$ – фазные токи ν -й гармоники соответственно статора, цепи намагничивания и ротора; R_1 – активное сопротивление обмотки статора; $X_{1\nu} = X_1 \nu$ – индуктивное сопротивление фазы статора для ν -й гармоники; X_1 – индуктивное сопротивление фазы статора для 1-й гармоники; ν – номер гармоники; $s_\nu = \frac{n_{1\nu} - kn}{n_{1\nu}}$ – скольжение для

ν -й гармоники; $n_{1\nu} = \nu n_{1(1)}$ – частота вращения поля ν -й гармоники; $n_{1(1)}$ – синхронная частота 1-й гармоники; n – частота вращения ротора; k – коэффициент, зависящий от направления вращения поля гармоники ($k=1$ при согласном вращении поля и ротора, $k=-1$ при встречном вращении); $X_{12\nu} = X_{12} \nu$ – сопротивление взаимной индукции для ν -й гармоники; X_{12} – сопротивление взаимной индукции между статором и ротором для 1-й гармоники;

$R_{12\nu} = R_{12(1)} \left(\frac{U_{1\nu}}{U_{1(1)}} \right)^2$ – активное сопротивление

цепи намагничивания для ν -й гармоники; $R_{12(1)}$ – активное сопротивление цепи намагничивания, учитывающее потери в стали для 1-й гармоники; $U_{1(1)}$ – действующее значение напряжения 1-й гармоники; $c_{1\nu}$ – модуль комплексного коэффициента Г-образной схемы замещения,

$$c_{1\nu} = \sqrt{c_{1a\nu}^2 + c_{1p\nu}^2};$$

$$c_{1a\nu} = \frac{R_{12\nu}(R_1 + R_{12\nu}) + X_{12\nu}(X_1 + X_{12\nu})}{R_{12\nu}^2 + X_{12\nu}^2};$$

$$c_{1p\nu} = \frac{X_{1\nu}R_{12\nu} - R_1 X_{12\nu}}{R_{12\nu}^2 + X_{12\nu}^2};$$

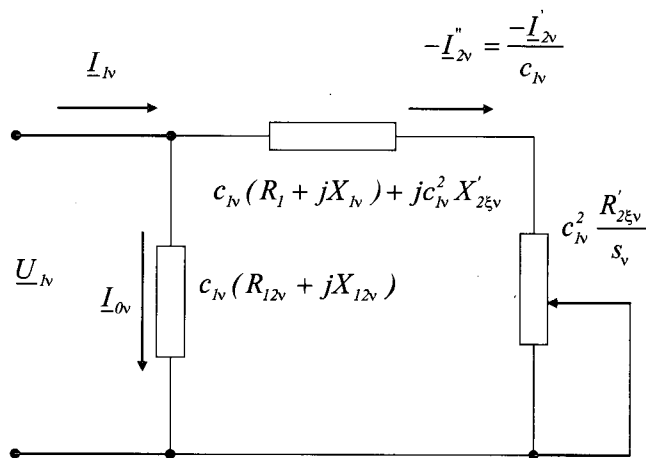


Рис. 2. Схема замещения фазы АД для ν -й гармоники питающего напряжения

$R'_{2\xi\nu}$ и $X'_{2\xi\nu}$ – соответственно активное и индуктивное сопротивления фазы ротора для ν -й гармоники с учётом вытеснения тока.

Реактивную составляющую тока цепи намагничивания для высшей гармоники можно приближённо рассчитать как

$$I_{\mu\nu} = \frac{I_{1\mu}}{\nu}, \tag{1}$$

где $I_{1\mu}$ – ток намагничивания для 1-й гармоники.

Явление вытеснения тока в стержне короткозамкнутого ротора необходимо учитывать для высших временных гармоник. Расчёт параметров ротора с учётом вытеснения тока предлагается проводить по методике «Интерэлектро» [1]. Схема роторного паза, поясняющая расчётные формулы, приведена на рис. 3.

Определение площади, занятой током $Q_{\xi 2\nu}$, и глубины проникновения тока $h_{\xi 2\nu}$ ведётся для каждой гармоники с помощью приведённой высоты стержня $\xi_{r\nu}$. Для АД с литой короткозамкнутой обмоткой ротора

$$\xi_{r\nu} = A(h_{п2} - h_{ш2})\sqrt{f_{1(1)} \nu s_\nu}, \tag{2}$$

где A – постоянный коэффициент, зависящий от температуры и материала обмотки ротора; $h_{п2}$ и $h_{ш2}$ – высота паза и шлица соответственно; $f_{1(1)}$ – частота напряжения статорной обмотки для 1-й гармоники.

Зависимость глубины проникновения тока от приведённой высоты стержня удалось выразить в виде отношения двух степенных функций:

$$h_{\xi 2\nu} = (h_{п2} - h_{ш2}) \frac{(1 + 0,32\xi_{r\nu}^4)}{(1 + 0,114\xi_{r\nu}^2 + 0,32\xi_{r\nu}^5)}. \tag{3}$$

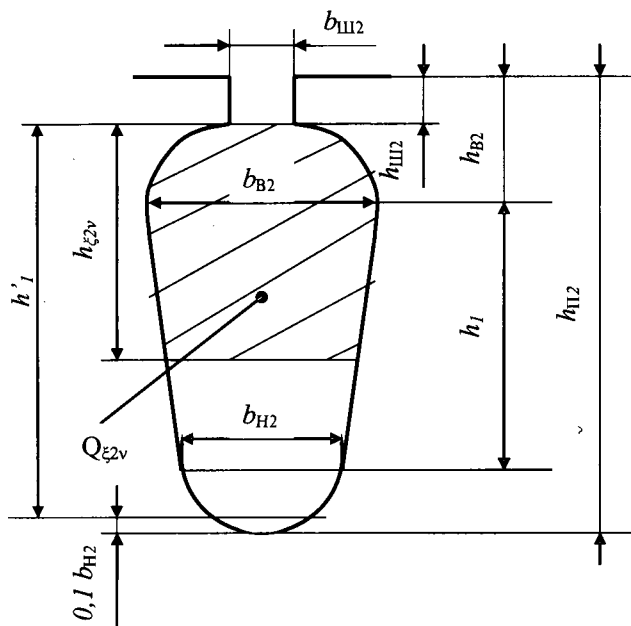


Рис. 3. Расчётная схема роторного стержня с учётом эффекта вытеснения тока

Далее по геометрическим размерам стержня в соответствии с рис. 3 определяется его площадь Q_2 и площадь стержня с учётом вытеснения тока:

$$Q_{\xi 2\nu} = \frac{\pi b_{Б2}^2}{8} + b_{ш2} h_{ш2} + \left[b_{Б2} - \frac{(b_{Б2} - b_{Н2})(h_{\xi 2\nu} - h_{Б2})}{2h_1} \right] (h_{\xi 2\nu} - h_{Б2}); \quad (4)$$

при $h_{\xi 2\nu} \leq h_{Б2}$

$$Q_{\xi 2\nu} = \frac{\pi}{2} \left(\frac{b_{Б2}}{2} - h_{Б2} + h_{\xi 2\nu} \right) \times \sqrt{\frac{b_{Б2}}{2} \left(\frac{b_{Б2}}{2} - h_{Б2} + h_{\xi 2\nu} \right)}. \quad (5)$$

Затем рассчитывается коэффициент увеличения сопротивления стержня

$$k_{rv} = \frac{Q_2}{Q_{\xi 2\nu}} \quad (6)$$

и приведённое активное сопротивление фазы ротора для ν -й гармоники

$$R'_{\xi 2\nu} = \left(k_{rv} r_{cm} + \frac{2r_{кл}}{\Delta^2} \right) m_R, \quad (7)$$

где r_{cm} – активное сопротивление стержня короткозамкнутого ротора; $r_{кл}$ – активное сопротивление участка короткозамыкающего кольца; Δ – коэффициент приведения тока кольца к току стержня; m_R – коэффициент приведения сопротивлений ротора к параметрам статора [2].

Уменьшение индуктивного сопротивления рассеяния ротора под влиянием вытеснения тока учитывается с помощью коэффициента магнитного демпфирования, который выражается в функции приведённой высоты стержня ξ_{rv} :

$$K_{д2\nu} = \lambda(\xi_{rv}) + \frac{\Phi_0(x_{1\nu})(0,016\Phi_0(x_2) + 0,021\Phi_0(x_3))}{(1 + 0,45\xi_{rv} + 0,27\xi_{rv}^2)}, \quad (8)$$

где

$$\lambda(\xi_{rv}) = \frac{1 + 0,25\xi_{rv}^4}{1 + 0,111\xi_{rv}^2 + 0,167\xi_{rv}^5};$$

$$\Phi_0(x_{1\nu}) = \frac{(x_{i\nu} - |x_{i\nu}|)}{2} \quad i = 1, 2, 3; \quad x_{1\nu} = \xi_{rv} - 1;$$

$$x_2 = \frac{b_{Б2}}{b_{Н2}} - 1; \quad x_3 = \frac{b_{Н2}}{b_{Б2}} - 1.$$

Далее рассчитывается удельная проводимость рассеяния ротора для ν -й гармоники:

$$\lambda_{\xi 2\nu} = \lambda_{д2} + \lambda_{ш2} + \lambda_{л2} + \lambda_{п2} K_{д2\nu}, \quad (9)$$

где $\lambda_{д2}, \lambda_{ш2}, \lambda_{л2}, \lambda_{п2}$ – удельные проводимости соответственно дифференциального рассеяния, шлица, лобовых частей и пазового рассеяния ротора [2].

После этого определяется коэффициент уменьшения индуктивности рассеяния ротора

$$K_{L\nu} = \frac{\lambda_{\xi 2\nu}}{\lambda_{д2} + \lambda_{ш2} + \lambda_{л2} + \lambda_{п2}} \quad (10)$$

и приведённое индуктивное сопротивление фазы ротора для каждой высшей гармоники

$$X'_{2\xi\nu} = X'_2 K_{L\nu} \nu, \quad (11)$$

где X'_2 – индуктивное сопротивление рассеяния ротора, определённое для 1-й гармоники.

При наличии высших временных гармоник в кривой питающего напряжения необходимо также учитывать увеличение магнитных потерь в стали статора и ротора от гистерезиса и вихревых токов. Предлагается приближённый метод определения потерь в стали с использованием [3,4].

Суммарные магнитные потери в ЧУАД при несинусоидальном питании

$$P_{с.ШИМ} = P_{с.г.ШИМ} + P_{с.вх.ШИМ} + P_{ср.ШИМ}, \quad (12)$$

где $P_{с.г.ШИМ}$ – потери в стали статора от гистерезиса с учётом влияния высших гармоник на-

пряжения; $P_{с.вх.ШИМ}$ – потери в стали статора, обусловленные вихревыми токами с учётом влияния высших гармоник; $P_{сг.ШИМ}$ – суммарные потери в стали ротора, вызванные высшими временными гармониками питающего напряжения.

Потери в магнитопроводе статора, вызванные гистерезисом, приближённо можно оценить пропорционально пиковому значению напряжения [3], приложенному к статорной обмотке, что для инвертора по схеме рис. 1, равно:

$$P_{с.г.ШИМ} = P_{с.г} \frac{U_{\max}}{\sqrt{2}U_{1ном}}, \quad (13)$$

где $P_{с.г}$ – потери в стали статора, вызванные гистерезисом и определённые для номинального синусоидального напряжения; U_{\max} – пиковое значение импульсного напряжения, приложенного к фазе ЧУАД; $U_{1ном}$ – действующее значение номинального (синусоидального) напряжения.

Потери в стали статора, обусловленные вихревыми токами, при несинусоидальном питании [4]:

$$P_{с.вх.ШИМ} = P_{с.вх} K_{вх}, \quad (14)$$

где $P_{с.вх}$ – потери от вихревых токов в магнитопроводе статора при синусоидальном напряжении; $K_{вх}$ – коэффициент, учитывающий увеличение потерь от вихревых токов под влиянием высших гармоник питающего напряжения [4],

$$K_{вх} = k_{Fe}(\nu f_1) \sum_{\nu=1}^m \left(\frac{K_{E\nu} U_{1\nu}}{K_{E(1)} U_{1(1)}} \right)^2, \quad (15)$$

$k_{Fe}(\nu f_1)$ – коэффициент, учитывающий понижение потерь в стали на высоких частотах вследствие увеличения сопротивления электротехнической стали вихревым токам из-за поверхностного эффекта; m – количество рассматриваемых гармоник; $K_{E\nu}$ – коэффициент ЭДС для ν -й гармоники,

$$K_{E\nu} = \frac{E_{1\nu}}{U_{1\nu}}, \quad (16)$$

$E_{1\nu}$ – действующее значение ЭДС фазы статора для ν -й гармоники;

$$\underline{E}_{1\nu} = \underline{U}_{1\nu} - R_1 \underline{I}_{1\nu} - jX_{1\nu} \underline{I}_{1\nu}; \quad (17)$$

$K_{E(1)}$ – коэффициент ЭДС для 1-й гармоники.

В [4] приведена зависимость коэффициента $k_{Fe}(\nu f_1)$ в функции отношения частот выс-

ших гармоник к частоте первой гармоники. Данная зависимость, определённая для листов электротехнической стали толщиной 0,5 мм, а удельным сопротивлением 0,28 мкОм/мм при относительной магнитной проницаемости 1200, приведена на рис. 4. Эта зависимость не учитывает влияния технологических факторов, таких как неравномерность магнитной проницаемости и удельного сопротивления, а также замыканий между листами из-за наличия заусенцев. Поскольку технологические факторы, как правило, ведут к увеличению потерь от вихревых токов, то для гармоник до 70-й включительно можно полагать этот коэффициент приблизительно равным единице.

Составляющие потерь в (20) и (21) включают в себя добавочные потери в зубцах магнитопровода статора – поверхностные $P_{1пов}$ и пульсационные $P_{1пул}$, причём

$$P_{с.г} + P_{с.вх} = P_{с.осн} + P_{1пул} + P_{1пов} = P_c, \quad (18)$$

где $P_{с.осн}$ – основные потери в зубцах и ярме статора, определённые для номинального синусоидального напряжения.

Соотношение потерь от гистерезиса и вихревых токов в суммарных магнитных потерях статора P_c может для изотропных холоднокатаных сталей быть определено как 1:1, т.е.

$$P_{с.г} = P_{с.вх} = 0,5P_c. \quad (19)$$

Потери в стали ротора при работе ЧУАД в пределах скольжений от 0 до 5% возникают от действия только высших гармоник, поэтому приближённо

$$P_{сг.ШИМ} = P_{сг} \frac{U_{1\nu\max}}{U_{1(1)}} + P_{срвх} (P_{вх} - 1), \quad (20)$$

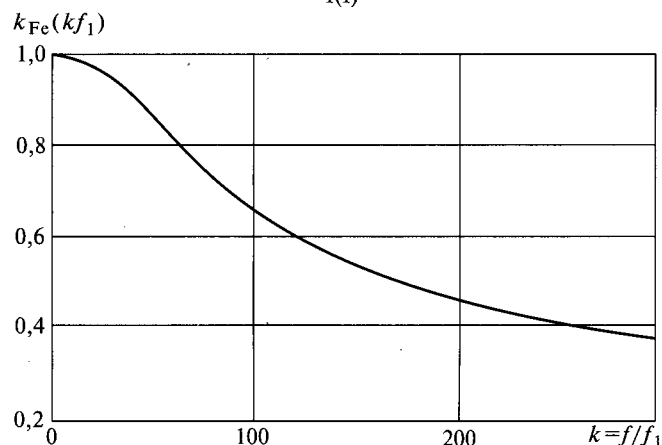


Рис. 4. Зависимость коэффициента снижения потерь в стали от вихревых токов вследствие поверхностного эффекта k_{Fe} в функции отношения частот высших гармоник к частоте 1-й гармоники

где $P_{ст}$ – потери в стали ротора, обусловленные гистерезисом, рассчитанные для номинальной частоты напряжения при скольжении 1; $P_{срвх}$ – потери в магнитопроводе ротора, вызванные вихревыми токами, определённые также для номинальной частоты напряжения при скольжении 1; $U_{1\nu\max}$ – действующее значение наибольшей из высших гармоник питающего напряжения.

В (20) потери от гистерезиса и вихревых токов включают в себя поверхностные $P_{2пов}$ и пульсационные $P_{2пул}$ потери в роторе, а также основные потери $P_{сросн}$ в зубцах и ярме ротора при номинальной индукции в воздушном зазоре и скольжении, равном 1, т.е.

$$P_{ст} + P_{срвх} = P_{сросн} + P_{2пул} + P_{2пов}. \quad (21)$$

Соотношение потерь от гистерезиса и вихревых токов в суммарных магнитных потерях ротора для изотропных холоднокатаных сталей, как и для статора, может быть определено как 1:1, т.е.

$$P_{ст} = P_{срвх} = 0,5(P_{сросн} + P_{2пул} + P_{2пов}). \quad (22)$$

Для расчёта рабочих характеристик ЧУАД по предлагаемой методике необходимо сначала определить спектр высших гармоник питающего напряжения путём разложения кривой питающего напряжения в ряд Фурье [5]. Затем необходимо задаться частотой вращения ротора и рассчитать скольжение для каждой гармоники s_ν . Далее определяются приведённые высоты стержня для каждой из гармоник по (2) $\xi_{r\nu}$ и с помощью (3)–(7) и (8)–(11) параметры ротора $R'_{2\xi\nu}$ и $X'_{2\xi\nu}$. Также рассчитываются параметры статора и цепи намагничивания $X_{1\nu}$, $X_{12\nu}$ и $R_{12\nu}$, реактивные составляющие токов намагничивания $I_{1\mu}$ по (1), коэффициент $c_{1\nu}$ схемы замещения. После этого определяются [2] активные R_ν и реактивные X_ν составляющие сопротивления роторной ветви для всех гармоник, токи ротора – для Г-образной схемы замещения $I'_{2\nu}$ и приведённый $I'_{2\nu}$, ток статора $I_{1\nu}$, активные $I_{1a\nu}$ и реактивные $I_{1p\nu}$ составляющие тока статора для каждой гармоники.

Затем рассчитываются по (12) с учётом (13)–(22) потери в стали $P_{с.ШИМ}$ при питании напряжением ШИМ, далее действующие значения токов статора и ротора ЧУАД:

$$I_1 = \sqrt{\sum_\nu I_{1\nu}^2}; \quad I'_2 = \sqrt{\sum_\nu (I'_{2\nu})^2}. \quad (23)$$

Активная мощность, потребляемая каждой из гармоник из сети

$$P_{1\nu} = m_1 U_{1\nu} I_{1a\nu}, \quad (24)$$

где m_1 – число фаз статора ЧУАД.

Электрические потери в обмотках статора и ротора

$$P_{эл1} = \sum_\nu m_1 R_1 I_{1\nu}^2; \quad P_{эл2} = \sum_\nu m_1 R'_{2\xi\nu} (I'_{2\nu})^2. \quad (25)$$

Добавочные потери ЧУАД

$$P_{доб} = \sum_\nu P_{доб.н} (I_{1\nu} / I_{1ном})^2, \quad (26)$$

где $P_{доб.н}$ – добавочные потери в АД и $I_{1ном}$ – номинальный ток статора, рассчитанные соответственно для номинального режима при синусоидальном питании.

Активная мощность, потребляемая ЧУАД из сети,

$$P_{1ШИМ} = \sum_\nu P_{1\nu}. \quad (27)$$

Сумма потерь ЧУАД при питании импульсным напряжением

$$\sum P = P_{эл1} + P_{эл2} + P_{с.ШИМ} + P_{доб} + P_{мех}. \quad (28)$$

где $P_{мех}$ – механические потери в двигателе.

Коэффициент мощности ЧУАД в предлагаемой работе определён как

$$\lambda = \cos \varphi_{(1)} \frac{I_{1a(1)}}{I_1}, \quad (29)$$

где $\cos \varphi_{(1)}$ – коэффициент мощности для 1-й гармоники,

$$\cos \varphi_{(1)} = \frac{I_{1a(1)}}{I_{1(1)}}, \quad (30)$$

$I_{1a(1)}$ – активная составляющая тока статора для 1-й гармоники; $I_{1(1)}$ – действующее значение тока статора для 1-й гармоники.

Полезная мощность ЧУАД

$$P_2 = P_{1ШИМ} - \sum P. \quad (31)$$

КПД ЧУАД

$$\eta = 1 - \frac{\sum P}{P_{1ШИМ}}. \quad (32)$$

Затем расчёты повторяются для других значений частоты вращения АД. При этом частота и гармонический состав напряжения полагаются постоянными.

По предложенной методике автором была составлена программа в среде MS Excel и выполнен расчёт рабочих характеристик АД. Номинальные данные АД: полезная мощность $P_{2\text{ном}} = 15 \text{ кВт}$; синхронная частота вращения $n_1 = 1500 \text{ мин}^{-1}$; напряжение фазы статора $U_{1\text{ном}} = 220 \text{ В}$; активное сопротивление обмотки статора $R_1 = 0,402 \text{ Ом}$; индуктивное сопротивление обмотки статора $X_1 = 0,725 \text{ Ом}$; приведённое активное сопротивление обмотки ротора $R'_2 = 0,196 \text{ Ом}$; приведённое индуктивное сопротивление обмотки ротора $X'_2 = 1,02 \text{ Ом}$; сопротивление взаимной индукции $X_{12} = 27,66 \text{ Ом}$; активное сопротивление цепи намагничивания $R_{12} = 1,5 \text{ Ом}$; основные потери в стали статора $P_{\text{с,осн}} = 271 \text{ Вт}$; добавочные потери в стали статора $P_{1\text{пул}} + P_{1\text{пов}} = 0$ (ротор с закрытыми пазами); добавочные потери в стали ротора $P_{2\text{пул}} + P_{2\text{пов}} = 87 \text{ Вт}$; основные потери в магнитопроводе ротора, рассчитанные при скольжении, равном 1, $P_{\text{ср,осн}} = 170 \text{ Вт}$; механические потери $P_{\text{мех}} = 117 \text{ Вт}$.

Для расчётов была принята кривая напряжения, приведённая в [4], для инвертора по схеме, представленной на рис. 1. Кривые линейного (u_{AB}) и фазного (u_A) напряжений изображены на рис. 5.

Пиковое значение импульсов при действующем значении 1-й гармоники фазного напряжения статора $U_{1(1)} = 220 \text{ В}$ составляет порядка 570 В.

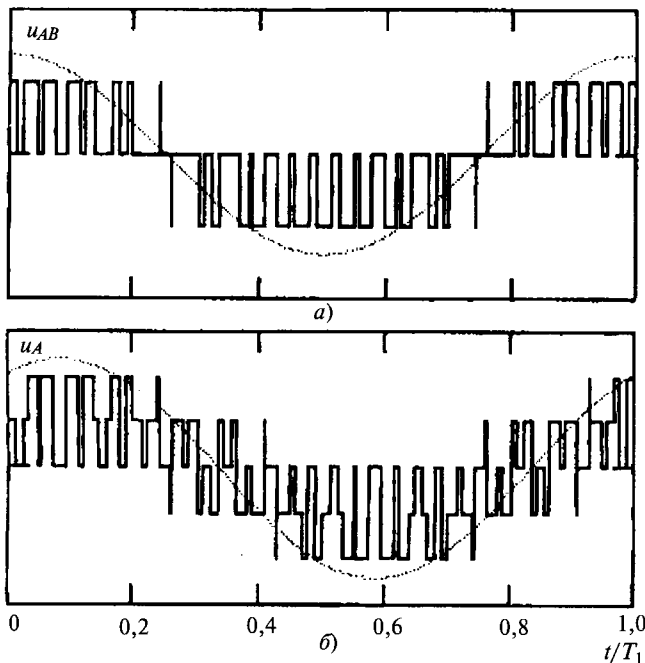


Рис. 5. Кривые линейного (а) и фазного (б) напряжений, приложенных к частотно-управляемому асинхронному двигателю

На основе формул гармонического анализа автором была составлена программа в среде

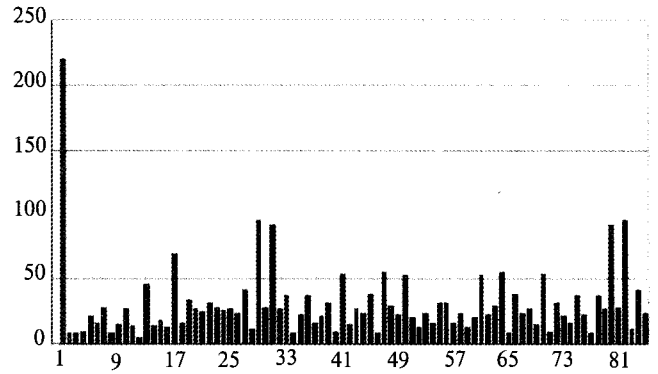


Рис. 6. Спектр амплитуд фазного напряжения, приведённого на рис. 5

MS Excel и по кривой рис. 5 получен спектр высших гармоник, представленный на рис. 6.

Затем был осуществлен расчёт рабочих характеристик ЧУАД при частоте первой гармоники 50 Гц. При этом не рассматривались гармоники, кратные трём, поскольку токи этих гармоник отсутствуют в фазах АД при соединении последних в звезду. Результаты моделирования (в функции полезной мощности P_2) приведены на рис. 7, 8. Полуширинными линиями показаны зависимости, рассчитанные при импульсном питании, тонкими – при синусоидальном питании.

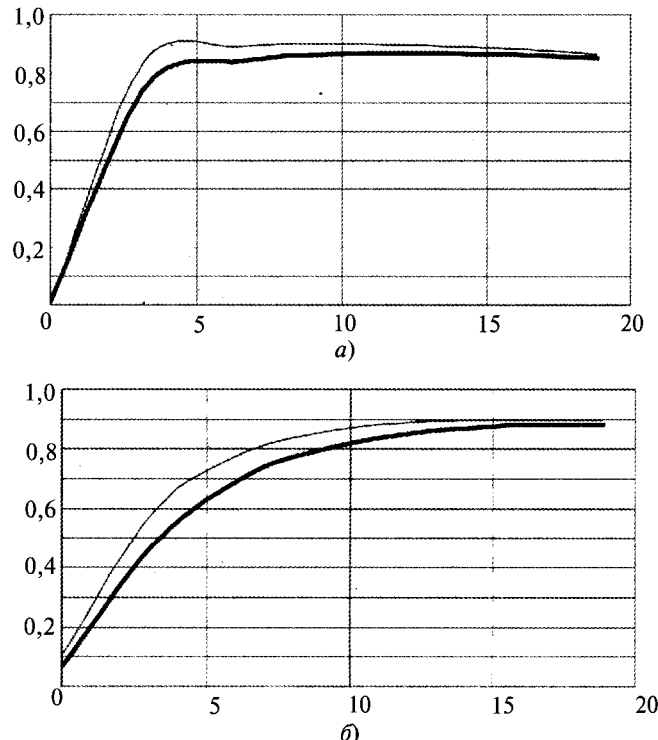


Рис. 7. Зависимости КПД $\eta = f(P_2)$ (а) и коэффициента мощности $\lambda = f(P_2)$ (б)

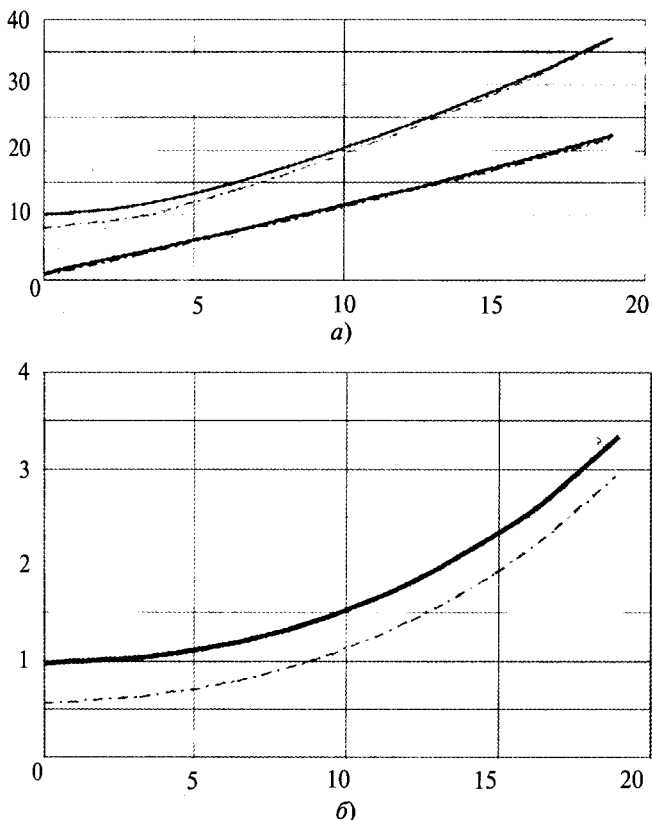


Рис. 8. Зависимости тока статора $I_1 = f(P_2)$ (1) и потребляемой мощности $P_1 = f(P_2)$ (2) (а) и потери ЧУАД $\sum P = f(P_2)$ (б)

Как видно из представленных зависимостей, при работе АД в диапазоне от $0,7P_{2ном}$ до $P_{2ном}$ потери при импульсном питании воз-

растают на 22–35%, КПД понижается на 2–3,3%, коэффициент мощности, определяемый по (22), уменьшается на 2,5–5%; отмечается также возрастание потребляемого тока статора на 2,6–6%.

Дальнейшие работы по данной теме предполагается вести в направлении исследования влияния частоты и формы импульсного напряжения на энергетические показатели ЧУАД с применением разработанной методики.

Список литературы

1. Радин В.И., Лондин И., Розенкоп В.Д. Унифицированная серия асинхронных двигателей «Интерэлектро». М.: Энергоатомиздат, 1990.
2. Копылов И.П. Электрические машины. М.: Высшая школа, 2000.
3. Беспалов В.Я., Афиногентов О.Н., Мошинский Ю.А. Расчет потерь в стали в переходных режимах работы асинхронных двигателей // Известия вузов. Электромеханика. 1984. №1 С. 38–43.
4. A. Di Gerlando, R. Perini/ Evaluation of the Effects of the Voltage Harmonics on the Extra Iron Losses in the Inverter Fed Electromagnetic Devices // IEEE Transactions of Energy Conversion. 1999. Vol.14, №1. P. 57–65.
5. Тихонов А.Н., Самарский А.А. Уравнения математической физики. М.: Наука, 1966.

Шестаков Александр Вячеславович – доцент кафедры «Электрические машины и аппараты» Вятского ГТУ им. А.С. Большева, канд. техн. наук. Окончил электротехнический факультет ВятГУ в 1997 г. В 2000 г. окончил аспирантуру при кафедре «Электропривод и автоматика промышленных установок» ВятГУ. Защитил диссертацию в 2001 г.

Журнал «Электротехника» переводится на английский язык и выходит в США в издательстве «ALLERTON PRESS, INC» в полном объёме. Российское авторское общество (РАО) выплачивает гонорар авторам статей, опубликованных в журнале.

Справки по тел.: (495) 697 33 35.

Вниманию руководителей предприятий, объединений, НИИ и вузов!

Журнал «Электротехника» может опубликовать на договорных условиях: Рекламу изделий отечественных предприятий и зарубежных фирм в области энергетики, электротехники, электроники, автоматики. Объявления о научных конференциях, симпозиумах, семинарах и т.д. Информацию, соответствующую тематике журнала.

Справки по тел.: (495) 361 95 96

Коррекция статической устойчивости синхронного двигателя с постоянными магнитами на роторе¹

КОРШУНОВ А.И.

Исследована коррекция статической устойчивости синхронного двигателя обратной связью по отклонению скорости ротора от синхронной. Показана возможность не только достижения устойчивости стационарных режимов, но и получения высокого качества переходных режимов при малых отклонениях.

Ключевые слова: синхронный двигатель, устойчивость, коррекция.

Как показано ранее [1, 2], при индуктивном сопротивлении статора, превосходящем активное сопротивление, и отсутствии демпфирующего момента синхронный двигатель (СД) с постоянными магнитами оказывается статически неустойчивым. Искусственное создание демпфирующего момента, подавляющего колебания СД, приводит к значительным дополнительным потерям энергии.

При управлении от инвертора, широко применяемом в настоящее время, появляется возможность коррекции статической устойчивости СД без использования трудно реализуемого и экономически невыгодного демпфирующего момента.

Поскольку по принципу действия СД подобен следящему приводу (СП), для коррекции его устойчивости логично использовать отрицательную обратную связь по скорости, являющуюся самым эффективным средством коррекции устойчивости СП. Для этого можно изменять значение напряжения на статорных обмотках СД в зависимости от отклонения скорости его ротора от синхронной. Превышение синхронной скорости должно вызывать уменьшение напряжения на статоре, а при скорости ротора меньше синхронной следует увеличивать напряжение на статоре. При питании статорной обмотки СД от автономного инвертора напряжения (АИН), питающегося от регулятора напряжения постоянного тока, реализация обратной связи скорости не вызывает технических затруднений.

Математическая модель СД с коррекцией статической устойчивости

Положим, что при коррекции статической устойчивости обратной связью по скорости амплитуда фазных напряжений

Synchronous motor's static stability correction with rotor's speed deflection from synchronous speed feedback loop is studied. It is indicated possibility of reaching static stability and transient high quality.

Key words: synchronous motors, stability, correction.

$$U_{mi} = U_m + K_{o.c}(\omega - \omega_p), \quad i = A, B, C, \quad (1)$$

где U_m – расчётное напряжение при заданной частоте и синхронной скорости ω ; $K_{o.c}$ – коэффициент обратной связи по скорости; ω_p – текущая скорость ротора СД.

Используем дифференциальные уравнения СД, полученные в [2] в форме Коши,

$$\begin{aligned} \dot{x}_i &= -\frac{r}{L_\Sigma} x_i + \frac{C_e}{L_\Sigma} x_5 \sin(x_4 + \psi_1) + \\ &+ \frac{1}{L_\Sigma} U_{mi} \cos(\omega t + \varphi + \psi_i), \quad i = 1, 2, 3; \\ \dot{x}_4 &= x_5; \\ \dot{x}_5 &= \frac{C_e}{J} \left[-x_1 \sin x_4 + x_2 \sin \left(x_4 + \frac{\pi}{3} \right) + \right. \\ &\left. + x_3 \sin \left(x_4 - \frac{\pi}{3} \right) \right] - \frac{1}{J} M_H, \end{aligned} \quad (2)$$

где $x_1 = i_A$, $x_2 = i_B$, $x_3 = i_C$ – фазные токи; $\psi_1 = 0$; $\psi_2 = -\frac{2\pi}{2}$; $\psi_3 = \frac{2\pi}{2}$; x_4 – угол поворота ротора,

отсчитываемый от оси фазы А статора до оси полюса ротора [1]; $x_5 = \dot{x}_4 = \omega_p$ – скорость ротора; r , L_Σ , C_e , J – параметры СД, у которого для простоты полагаем одну пару полюсов; M_H – момент нагрузки, не зависящий от ω_p ; φ – сдвиг фаз между фазными токами и напряжениями.

При $M_H = \text{const}$ получено описание стационарного режима [2] в отсутствие коррекции:

$$\begin{aligned} x_i^0 &= I_m \cos(\omega t + \psi_i), \quad i = 1, 2, 3; \\ x_4^0 &= \omega t - \delta; \quad x_5^0 = \omega; \quad M_H = \frac{3}{2} C_e I_m \sin \delta, \end{aligned} \quad (3)$$

где δ – угол отставания поля ротора от поля статора.

¹Печатается в порядке обсуждения

Поскольку в стационарном режиме (3) сигнал коррекции отсутствует, этот режим и при коррекции остаётся стационарным.

Подставив в уравнения (2)

$$x_i = x_i^0 + \Delta x_i, \quad i=1 \div 5, \quad (4)$$

где Δx_i – отклонение от стационарного режима (возмущение), получаем уравнения возмущённого движения.

Линеаризация их для $\Delta x_i \approx 0, i=1 \div 5$ даёт систему линейных дифференциальных уравнений с периодическими коэффициентами:

$$\begin{aligned} \Delta \dot{x}_i = & -\alpha \Delta x_i + \frac{E_m}{L_\Sigma} \cos(\omega t - \delta + \psi_i) \Delta x_4 + \\ & + \left[\frac{C_e}{L_\Sigma} \sin(\omega t - \delta + \psi_i) - \frac{K_{o.c}}{L_\Sigma} \cos(\omega t + \delta + \psi_i) \right] \Delta x_5; \\ \Delta \dot{x}_4 = & \Delta x_5; \end{aligned} \quad (5)$$

$$\begin{aligned} \Delta \dot{x}_5 = & -\frac{C_m}{J} I_m \cos \delta \Delta x_4 + \frac{C_e}{J} \left[-\sin x_4^0 \Delta x_1 + \right. \\ & \left. + \sin \left(x_4^0 + \frac{\pi}{3} \right) \Delta x_2 + \sin \left(x_4^0 - \frac{\pi}{3} \right) \Delta x_3 \right], \end{aligned}$$

где $\alpha = \frac{r}{L_\Sigma}$; $E_m = C_e \omega$; $C_m = \frac{3}{2} C_e$; $i=1,2,3$.

Анализ устойчивости стационарного режима при коррекции

Согласно теореме Ляпунова [3], если характеристические числа системы уравнений (5) по модулю меньше 1, то стационарный режим устойчив асимптотически, а возмущения (4) или их амплитуды затухают экспоненциально. Тривиальное (нулевое) решение линеаризованного уравнения возмущённого движения (5) при этом также асимптотически устойчиво, а решения (5) при любых начальных условиях затухают также экспоненциально. Для определения условия асимптотической устойчивости получено аналитическое решение системы уравнений (5) с помощью преобразования Лапласа и теоремы смещения в комплексной области [4]. Характеристический полином полученных изображений по Лапласу:

$$Q_4(p) = c_4 p^4 + c_3 p^3 + c_2 p^2 + c_1 p + c_0, \quad (6)$$

где $c_4 = a_4 = 1$; $c_3 = a_3 = 2\alpha$; $c_2 = a_2 + k_2 K_{o.c}$; $c_1 = a_1 + k_1 K_{o.c}$; $c_0 = a_0 = (\alpha^2 + \omega^2) C_m I_m \cos \delta / J + C_m \omega E_m / L_\Sigma J$; $a_2 = \alpha^2 + \omega^2 + C_m I_m \cos \delta / J + C_e C_m / L_\Sigma J$; $a_1 = \alpha (2 C_m I_m \cos \delta / J + C_e C_m / L_\Sigma J)$; $k_1 = C_m z_a \sin(\varphi + \delta - \varphi_a) / L_\Sigma J$;

$k_2 = C_m \sin(\varphi + \delta) / L_\Sigma J$; $z_a = \sqrt{r^2 + (x_1)^2}$; $x_L = \omega L_\Sigma$; $\varphi_a = \text{arctg}(x_L / r)$; $a_i, i=0 \div 4$ – коэффициенты характеристического полинома, полученного при решении линеаризованной системы уравнений возмущённого движения без коррекции устойчивости [2].

Из (6) очевидно, что коррекция обратной связью по отклонению скорости ротора от синхронной влияет только на два коэффициента характеристического полинома: c_1 и c_2 . Согласно критерию Рауса–Гурвица [5] для устойчивости стационарного режима, т.е. экспоненциального затухания решения линеаризованного уравнения возмущённого движения необходимо и достаточно выполнения неравенств:

$$c_i > 0; i=0 \div 4; \Delta_c = c_3 c_2 c_1 - c_0 c_3^2 - c_4 c_1^2 > 0. \quad (7)$$

Коэффициенты $c_4 = 1$, $c_3 = 2\alpha$ тождественно положительны, а $c_0 > 0$ только в стационарных режимах, соответствующих точкам возрастающего участка зависимости электромагнитного момента СД $M_{ЭМ}$ от угла δ [2]. Следовательно, рассматриваемая коррекция статической устойчивости СД не может сделать устойчивым стационарные режимы, соответствующие падающему участку зависимости $M_{ЭМ}(\delta)$ ($dM_{ЭМ}/d\delta < 0$).

Представляет практический интерес исследование возможности обеспечения устойчивости стационарных режимов, соответствующих возрастающей части зависимости $M_{ЭМ}(\delta)$: $3\pi/2 - \varphi_a - \delta_m < \delta < \delta_{\max}$ при $a = E_m / U_m > 1$ и $0 < \delta < \delta_{\max}$ при $a < 1$ ($\delta_m = \arcsin(1/a)$, δ_{\max} – значение δ , соответствующее максимуму $M_{ЭМ}$, [2]) при значительном суммарном моменте инерции и характерном соотношении сопротивлений статора: $x_L > r$. Для этого следует установить возможность выбора значения коэффициента корректирующей отрицательной обратной связи по скорости ротора $K_{o.c}$, при котором для положительных значений c_0 (a_0) выполняются неравенства

$$c_2 > 0; c_1 > 0; \Delta_c = c_1 c_2 c_3 - c_0 c_3^2 - c_4 c_1^2 > 0. \quad (8)$$

Рассмотрим двигательный режим СД. Можно показать, что при неотрицательном значении c_0 ($c_0 = a_0 \geq 0$) $\sin(\delta + \varphi)$ и $\sin(\delta + \varphi - \varphi_a)$ положительны. Это означает, что, увеличивая коэффициент $K_{o.c}$, c_2 и c_1 можно сделать положительными и выполнить тем самым необходимое условие устойчивости характеристического полинома $Q_4(p)$ ($c_i > 0, i=0 \div 4$ [5]).

Условие устойчивости полинома (6) в этом случае согласно критерию Рауса–Гурвица (10) принимает вид:

$$\Delta_c = (a_1 + k_1 K_{o.c})(b + kK_{o.c}) - a_0 a_3^2 = g_2 K_{o.c}^2 + g_1 K_{o.c} + g_0 > 0, \quad (9)$$

где $b = a_3 a_2 - a_1 = a[2(\alpha^2 + \omega^2) + C_e C_m / L_\Sigma J]$;
 $k = C_m z_a \sin(\varphi + \delta - \varphi_a) / L_\Sigma J$; $g_2 = k k_1$;
 $g_1 = a_1 k + b k_1$; $g_0 = \Delta_a = a_1 a_2 a_3 - a_0 a_3^2 - a_4 a_1^2$.

Поскольку $\sin(\varphi + \delta - \varphi_a) < 0$ в случае перевозбуждения² СД ($a > 1$) и $\varphi_a > \delta_m$ при $3\pi/2 - \varphi_a - \delta_m < \delta < \delta_{max}$, а при $\varphi_a < \delta_m$ и в случае недовозбуждения СД ($a < 1$) при $\delta_1 < \delta < \delta_{max}$, из выражения (9) следует, что $\Delta_c < 0$ при достаточно большом $K_{o.c}$. Это означает нарушение устойчивости характеристического полинома (6). Значение δ_1 легко построить графически или рассчитать аналитически. Следовательно, стационарные режимы, соответствующие $\delta_1 < \delta < \delta_{max}$, при достаточно больших $K_{o.c}$ статически неустойчивы, а режимы, соответствующие $3\pi/2 - \varphi_a - \delta < \delta < \delta_1$ при $a > 1$ и $0 < \delta < \delta_1$ при $a < 1$, статически устойчивы.

Возможность достижения статической устойчивости

Поскольку при $r = 0$ коэффициент $c_3 = 2r / L_\Sigma$ характеристического полинома (6) остаётся равным нулю независимо от значения $K_{o.c}$, возникает сомнение в возможности достижения статической устойчивости СД во всех случаях.

Из выражения (6) очевидно, что при $x_L > r$ из положительности $a_0 = c_0$ вытекает положительность a_2 , а с учётом положительности $\sin(\varphi + \delta)$ также и положительность c_2 . Следовательно, необходимо установить существование $K_{o.c}$, при котором одновременно положительны c_1 и Δ_c .

В случае $k < 0$, что имеет место при всех δ для $a > 1$ и $\varphi_a > \delta_m$ или только при $\delta > \delta_1$ для $a < 1$, а также для $a > 1$ и $\varphi_a > \delta_m$, в результате анализа (9) получаем следующее. При $a_1 < 0$ необходимо, чтобы $c_1 = a_1 + k_1 K_{o.c}$ при увеличении $K_{o.c}$ становилось положительным прежде, чем станет отрицательным $b + kK_{o.c}$, т.е. необходимо выполнение неравенства

$$-b/k > -a_1/k_1. \quad (10)$$

Для существования $K_{o.c} > 0$, обеспечивающих статическую устойчивость СД достаточна (и необходима) положительность максимального значения Δ_c (9), принимаемого при

$$K_{o.c} = (K_{o.c})_0 = -(ka_1 + k_1 b) / 2kk_1 = -(a_1/k_1 + b/k) / 2, \quad (11)$$

т.е. выполнение неравенства

$$(\Delta_c)_{max} = -(ka_1 + k_1 b)^2 / 2kk_1 - a_0 a_3^2. \quad (12)$$

При $a_1 > 0$ в случае $(K_{o.c})_0 > 0$, необходимым и достаточным условием достижимости статической устойчивости является неравенство $\Delta_a > 0$, в случае $(K_{o.c})_0 > 0$ таким же условием оказывается неравенство (12). Если $a_1 = 0$, необходимым и достаточным условием существования значений $K_{o.c}$, обеспечивающих статическую устойчивость СД, также является неравенство (12).

В качестве предварительного значения $K_{o.c}$ можно выбрать $K_{o.c} = (K_{o.c})_0$, соответствующее максимальному Δ_c , с последующим его уточнением путём математического моделирования.

В случае $k > 0$, что имеет место при $\delta < \delta_1$, $a < 1$ или при $a > 1$ и $\varphi_a < \delta_m$, очевидно, всегда можно обеспечить статическую устойчивость стационарного режима СД, соответствующего возрастающему участку характеристики $M_{эм}(\delta)$, при достаточно большом $K_{o.c}$.

Для оценки возможности достижения устойчивости при $r \approx 0$, $k_1 > 0$, $k < 0$ определим предельное значение $\Delta_{cmax} / (a_3)^2$ при $r \rightarrow 0$.

Положим $\delta = \text{const}$ и меньше δ_{max} , соответствующего $r = 0$. Переходя к пределу при $r \rightarrow 0$ с учётом $\lim k_1 = \lim k = \omega C_m / L_\Sigma J$,

$$\lim(b/a_3) = \omega^2 + C_m C_e / 2L_\Sigma J, \\ \lim(a_1/a_3) = \omega^2 + C_m I_{m0} \cos \delta + C_e C_m / 2L_\Sigma J,$$

$a_0 = \omega(C_m I_{m0} \cos \delta / J + C_e C_m / L_\Sigma J)$, где $I_{m0} = \lim I_m$ при $\delta = \text{const}$, по свойству непрерывных функций получаем:

$$\lim[\Delta_{cmax} / (a_3)^2] = (x - y)^2 / 4; \quad x = \omega^2; \\ y = C_m I_{m0} \cos \delta / J + C_e C_m / L_\Sigma J.$$

Очевидно, что при $x \neq y$ и $r \approx 0$

$$\Delta_{cmax} \approx (a_3)^2 (x - y)^2 / 4 > 0.$$

Это означает возможность коррекции статической устойчивости и при $r \approx 0$. Поскольку при $r \rightarrow 0$ коэффициенты g_0 и $g_1 \rightarrow 0$, область

²Применительно к рассматриваемому СД перевозбуждению соответствует $U_m < E_m$, а недовозбуждению $-U_m > E_m$.

положительности $\Delta_c(K_{o.c.})$ (9) сужается, а следовательно, и область устойчивости на оси $K_{o.c.}$.

Моделирование коррекции статической устойчивости синхронного двигателя на ЭВМ

С помощью Matlab 6.5, Simulink 5 исследована коррекция статической устойчивости СД с постоянными магнитами при следующих его параметрах:

$U_m = 340$ В, $\omega = 216\pi$ с⁻¹, $r = 0,1$ Ом, $L_\Sigma = 0,00176$ Гн, $J = 2$ кг·м², $\varphi_a = 1,487$ (85°, 21), $z_a = 1,157$ Ом. Здесь и далее все вычисления проводились с 16 значащими десятичными цифрами, хотя в результатах приводятся только 4. Исследования проводились на нелинейной модели, построенной в системе Simulink 5 по дифференциальным уравнениям СД с коррекцией (1), (2).

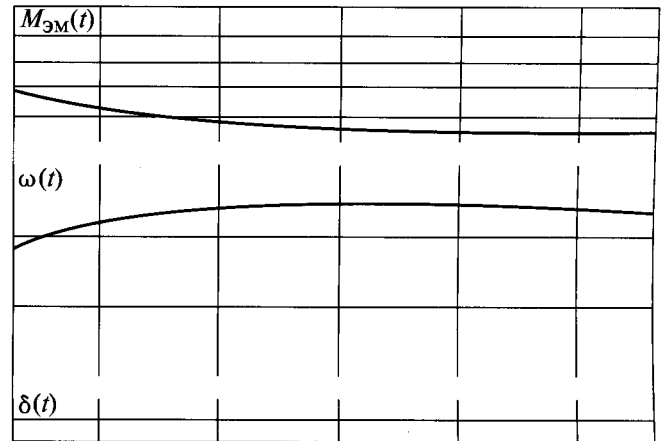
Для режима перевозбуждения, соответствующего амплитуде ЭДС вращения E_m , большей амплитуды напряжения питания U_m ($a = E_m/U_m > 1$) при $a = 1,2$ ($E_m = 408$ В), $\delta_m = 9,851 \cdot 10^{-1}$ (56,44°), ($\varphi_a > \delta_m$) определены границы возрастающего участка зависимости $M_{эм}(\delta)$: $3\pi/2 - \delta_m - \varphi_a = 2,240$ (126,3°), $\delta_{max} = 2,496$ (143,0°). Выбрано значение $\delta = 2,4$ (137,5°) и вычислены параметры стационарного режима: $I_m = 364,9$ А, $M_{эм} = M_H = 222,3$ Н·м, $\varphi = 0,4081$ (23,38°); коэффициенты: $a_0 = 1,467 \cdot 10^7$, $a_1 = -5,035 \cdot 10^3$, $a_2 = 4,637 \cdot 10^5$, $a_3 = 1,136 \cdot 10^2$, $k = -1,595 \cdot 10^5$, $k_1 = 1,690 \cdot 10^5$, $b = 3,132 \cdot 10^7$, $g_0 = \Delta_a = -4,548 \cdot 10^{11}$, $g_1 = 8,910 \cdot 10^{12}$, $g_2 = -2,697 \cdot 10^{10}$. Вычисление корней полинома (9) даёт $K_{o.c.1} = 5,105 \cdot 10^{-2}$ и $K_{o.c.2} = 330,4$, что определяет область статической устойчивости при коррекции: $K_{o.c.1} < K_{o.c.} < K_{o.c.2}$.

Для моделирования переходных процессов выбран способ интегрирования $od \cdot 10^{15}$ с шагом, не превышающим $1 \cdot 10^{-5}$.

Без коррекции СД статически неустойчив, поскольку $a_1 < 0$, $\Delta_a < 0$. Характеристический полином (6) при $K_{o.c.} = 0$ имеет корни: $p_{1,2} = -56,83 \pm j678,6$, $p_{3,4} = 9,307 \cdot 10^{-3} \pm j5,625$. Моделирование показало, что малые отклонения от стационарного режима вызывают колебания с частотой, близкой к 5,625 и медленно уменьшающейся с ростом их амплитуды, происходящим с постоянной времени, близкой к $1/9,307 \cdot 10^{-3} = 107,4$ с.

При $K_{o.c.} = (K_{o.c.})_0 = 165,4$ моделирование переходного процесса, вызванного мгновенным импульсом момента нагрузки, приводящим к мгновенному изменению скорости ротора $\Delta\omega_p = 1$ с⁻¹ (57,3 °/с) при сохранении неизмен-

ным его угла поворота показало наличие быстрой и медленной составляющих процесса. Это согласуется с корнями полинома $Q_4(p)$ (6): $p_{1,2} = -27,39 \pm j688,2$, $p_3 = -58,33$, $p_4 = -0,5303$. Быстрая составляющая затухает с постоянной времени порядка $1/27,39 = 0,03650$ с и колебаниями, частотой порядка $688,2$ с⁻¹, близкой к синхронной частоте 216π с⁻¹. Медленная составляющая затухает с постоянной времени, близкой к $1/0,5303 = 1,885$ с.



Экспериментально установлено, что значительно лучшее качество переходный процесс имеет при $K_{o.c.} = 27,2$. Графики изменения $M_{эм}(t)$, $\omega_p(t)$, $\delta(t)$ представлены на рисунке. Корни $Q_4(p)$ (6): $p_{1,2} = -51,88 \pm j679,9$, $p_{3,4} = -4,935 \pm j2,682$ определяют быструю составляющую с частотой порядка $679,9$ с⁻¹ $\approx 216\pi$ с⁻¹ и постоянной времени затухания $1/51,88 = 0,0193$ с. Медленная составляющая затухает с постоянной времени $1/4,935 = 0,203$ с, т.е. в 9,3 раза быстрее, чем при $(K_{o.c.})_0$.

При $K_{o.c.} = K_{o.c.1}$ корни $Q_4(p)$ (6): $p_{1,2} = -56,81 \pm j678,6$; $p_{3,4} = -1,526 \cdot 10^{-15} \pm j5,625$ хорошо согласуются с моделированием, показавшим быстрое установление колебаний с частотой $5,56$ с⁻¹ $\approx 5,625$ с⁻¹. Размах колебаний момента, скорости и угла (удвоенные амплитуды): $\Delta M_{эм} = 20,7$ Н·м, $\Delta\omega_p = 1,99$ с⁻¹ (114°/с), $\Delta\delta = 0,37$ (21,2°). При этом колебания $M_{эм}$ отличны от синусоидальных, а колебания δ близки к синусоидальным. Огибающие амплитуд фазных токов колеблются с размахом в 91 А с той же частотой, что и механические величины, но без фазового сдвига.

При $K_{o.c.} = K_{o.c.2}$ корни $Q_4(p)$ (6): $p_{1,2} = 4,263 \cdot 10^{-14} \pm j701,0$; $p_3 = -113,3$; $p_4 = -0,2633$ определяют колебания с частотой 701 с⁻¹ после затухания медленной составляющей с постоянной времени $1/0,2633 = 3,8$ с. Получены $\Delta M_{эм} = 236$ Н·м, $\Delta\omega_p = 0,168$ с⁻¹ (9,64°/с), $\Delta\delta = 2,4 \cdot 10^{-4}$ (1,37°·10⁻³). Колебания

практически синусоидальные. Огибающие амплитуд фазных токов колеблются с размахом в 280 А, частотой 22,4 с⁻¹ и фазовыми сдвигами на $2\pi/3$.

При критических $K_{o.c}$ ($K_{o.c1}$ и $K_{o.c2}$) уменьшение $\Delta\omega_p$ вызывает пропорциональное уменьшение амплитуды устанавливающихся колебаний при неизменной частоте. Это значит, что стационарные режимы в этих случаях скорее всего просто устойчивы. Определение их истинной устойчивости требует дополнительных аналитических исследований, но это не так важно для практики.

Исследование недовозбуждённого СД ($E_m < U_m$, $a = E_m/U_m < 1$) при $a=0,8$; $\delta=0,4$ (22,9°); $\delta < \delta_1=0,4851$ (27,8°), ($\delta < \delta_1$) показало следующее. Вычислив параметры стационарного режима: $I_m=57,07$ А, $M_{эм}=M_H=13,83$ Н·м, $\varphi=0,7163$ (41,04°); коэффициенты: $a_0=3,911\cdot 10^7$, $a_1=5,749\cdot 10^3$, $a_2=4,638\cdot 10^5$, $a_3=1,136\cdot 10^2$ и $\Delta_a = g_0 = -2,021\cdot 10^{11}$, заключаем, что он неустойчив. Корни $Q_4(p)$ (6) при $K_{o.c}=0$: $p_{1,2} = -56,82 \pm j678,5$; $p_{3,4} = 4,137\cdot 10^{-3} \pm j9,184$ хорошо согласуются с моделированием, показавшим при $\Delta\omega_p=1$ практически синусоидальные колебания механических величин с частотой 9,17 с⁻¹ и амплитудами, возрастающими с постоянной времени, близкой к $1/4,1136\cdot 10^{-3}=242$ с.

Вычислив $k=2,173\cdot 10^3$, $k_1=1,720\cdot 10^4$, $g_1=9,062\cdot 10^{11}$, $g_2=3,737\cdot 10^7$ и определив корни полинома (9): $K_{o.c1} = -2,425\cdot 10^4$ и $K_{o.c2} = 0,2230$, заключаем, что СД статически устойчив при $K_{o.c} > K_{o.c2}$. При $K_{o.c} = K_{o.c2}$ характеристический полином (6) имеет корни: $p_{1,2} = -56,82 \pm j678,6$; $p_{3,4} = 1,783\cdot 10^{-16} \pm j9,184$, определяющие частоту устанавливающихся колебаний 9,184 с⁻¹. Моделирование переходных процессов при $\Delta\omega_p=1$ показывает быстрое установление практически синусоидальных колебаний механических величин с частотой 9,164 с⁻¹, совпадающей с точностью измерений с ожидаемой, и $\Delta M_{эм}=36,9$ Н·м, $\Delta\omega_p=0,410$ с⁻¹ (23,5°/с), $\Delta\delta = 0,222$ (12,7°). Форма огибающей амплитуд фазных токов сильно отличается от синусоидальной. Размах колебаний амплитуд составляет 15,2 А, частота та же 9,164 с⁻¹, фазовый сдвиг огибающих не заметен.

Удовлетворительное качество переходного процесса получается при $K_{o.c} = 1500K_{o.c2}$. Корни $Q_4(p)$ (6) имеют значения $p_{1,2} = -38,82 \pm j845,6$; $p_3 = -34,41$; $p_4 = -1,586$. Моделирование переходных процессов при $\Delta\omega_p=1$ согласуется с корнями $Q_4(p)$. Их быстрая составляющая имеет частоту, близкую к

845,6 с⁻¹, и постоянную времени затухания около 0,025 с. Постоянная времени медленно затухающей составляющей примерно $0,64 \approx 1/1,586$ с. В переходном процессе огибающие положительных и отрицательных амплитуд фазных токов не совпадают по форме, а сами амплитуды значительно превосходят установившееся значение. Дальнейшее увеличение $K_{o.c}$ ускоряет переходный процесс, но фазные токи могут превзойти допустимые значения для ключевых элементов инвертора и регулятора его входного напряжения.

Исследование СД при r , уменьшенном в 100 раз, ($r=1\cdot 10^{-3}$ Ом), $a=1,2$; $\delta=2,4$ подтвердило возможность достижения устойчивости. Ширина области устойчивости ($K_{o.c2} - K_{o.c1}$) оказалась, как и ожидалось, примерно в 110 раз уже, чем при $r=0,1$ Ом. При $\Delta\omega_p=0,1$ с⁻¹ характер переходных процессов определялся корнями $Q_4(p)$. Увеличение $\Delta\omega_p$ до 1 с⁻¹ при $K_{o.c} = K_{o.c1}$ через 1,4 с вызвало резкий рост амплитуды колебаний и выпадение СД из синхронизма. Это говорит о сужении зоны «линейности» для малых отклонений при уменьшении r .

Выводы

1. Исследование на ЭВМ нелинейной модели СД с коррекцией статической устойчивости показало совпадение с аналитическими результатами.

2. Отрицательная обратная связь по отклонению скорости ротора от синхронной позволяет не только добиться устойчивости (СД), но и получить хорошее качество переходных режимов в практически важных случаях значительного момента инерции и малого активного сопротивления статора.

3. Невозможно добиться устойчивости стационарных режимов, соответствующих падающему участку зависимости $M_{эм}(\delta)$, в частности, при перевозбуждённом СД, и устойчивости режимов с малыми $M_{эм}$.

4. Повышение крутизны корректирующей обратной связи, делающей стационарный режим устойчивым, при дальнейшем её повышении может вызвать потерю его устойчивости.

Список литературы

1. Коршунов А.И. Построение математической модели синхронного двигателя с постоянными магнитами на роторе// Электротехника. 2009. №1. С.19–26.
2. Коршунов А.И. Анализ статической устойчивости синхронного двигателя с постоянными магнитами классическим методом// Электротехника. 2009. №2. С.23–28.
3. Понтрягин Л.С. Обыкновенные дифференциальные уравнения. М.: Наука, 1965.

4. Гарднер М.Ф., Бэрнс Дж. Л. Переходные процессы в линейных системах. М.: Гос. издательство физ.-мат. литературы, 1961.

5. Бесекерский В.А., Попов Е.П. Теория систем автоматического регулирования. М.: Наука, 1972.

Коршунов Анатолий Иванович — заведующий кафедрой микрорадиоэлектроники Военно-морского инсти-

тута радиоэлектроники им. А.С. Попова (СПб), доктор техн. наук. Окончил приборостроительный факультет Ленинградского механического института (ЛМИ) в 1970 г. Докторскую диссертацию по теоретическим основам анализа и синтеза следящих приводов с нелинейным дискретным управлением защитил в 1992 г. в ЛМИ.

ТЯГОВОЕ ЭЛЕКТРООБОРУДОВАНИЕ

Серия синхронных генераторов типа ЭГВ для систем жизнеобеспечения пассажирских вагонов

ФЕДЯКОВ Ю.В., ПАХОМОВ Д.М., ПОПОВ С.В., ФРОЛОВ М.Е., СЕМЁНОВ О.С.

Параметры всех исполнений синхронных генераторов типа ЭГВ для пассажирских вагонов, основные конструктивные элементы, ряд существенных технологических особенностей. Даны сравнение с лучшими известными аналогами, результаты эксплуатационных испытаний и показатели надёжности.

Ключевые слова: синхронный генератор, система жизнеобеспечения пассажирских вагонов, надёжность.

Обеспечение безотказной и эффективной работы систем жизнеобеспечения пассажирских вагонов является важной и приоритетной задачей при разработке, изготовлении и эксплуатации средств дальнего сообщения. При этом существенную роль в надёжной и стабильной работе данной системы играет подвагонный генератор, служащий как для её питания, так и для подзарядки аккумуляторных батарей, являющихся резервным источником электрической энергии вагона. Выход из строя генератора может привести к полному или частичному прекращению функционирования основных и вспомогательных потребителей электроэнергии, которых в пассажирском вагоне, как правило, не менее 20, в том числе кондиционер, лампы освещения, насос циркуляции жидкости для отопления вагона, электронагреватели, датчики контроля букс, катушки и контакторы схемы управления, розетки и др. В случае же заклинивания подшипника генератора и не срабатывания защитной муфты последствия могут быть гораздо более тяжёлыми: поломка карданного вала и повреждение последним днища вагона и железнодо-

The article has been intended to allow reader to get acquainted with developing and series out putting. Performance all types of synchronous inductors generators type EGV for life support systems of carriages, basic units and details, some essential technology peculiarities have been given. The comparison with the best known analogs, results of performance tests, reliability data have also been adduced this article.

Key words: induction generator, life support systems of carriages, reliability.

рожного полотна. Поэтому вопросам обеспечения надёжной и эффективной работы подвагонных генераторов придаётся в настоящее время всё возрастающее значение как со стороны эксплуатационных организаций, так и со стороны заводов-изготовителей вагонов, комплекующих изделий к ним, специализированных научно-технических и других заинтересованных организаций.

ОАО «Псковский электромашиностроительный завод» в течение почти 20 лет разрабатывает, осваивает и изготавливает подвагонные генераторы: серию синхронных генераторов типа ЭГВ для питания систем жизнеобеспечения пассажирских вагонов различных типов, в том числе плацкартных, повышенной комфортности, вагонов-ресторанов и др. Генераторы ЭГВ приводятся во вращение от колёсной пары вагона. При этом генераторы типов ЭГВ.08.У1 и ЭГВ.08.1.У1 (далее ЭГВ.08) мощностью соответственно 35 и 25 кВт приводятся во вращения через редуктор, карданный вал и защитную муфту, генераторы ЭГВ.01.У1, ЭГВ.01.1У1, ЭГВ.01.2.У1, ЭГВ.01.6.У1, ЭГВ.01.7.У1, ЭГВ.01.8.У1, ЭГВ.01.9.У1 (далее

ЭГВ.01) мощностью 11–13,5 кВт – посредством ремённой передачи.

Генераторы типов ЭГВ.08 являются разноимённо-полюсными, а все исполнения генераторов ЭГВ.01 мощностью 11–13,5 кВт – одноимённо-полюсными [1,2]. Генераторы ЭГВ.08 и ЭГВ.01 ТУ16-96 ЕИАЦ.526 366/001 ТУ изготавливаются в закрытом исполнении со степенью защиты 1 Р55 ГОСТ 14 254-96, что повышает их надёжность и долговечность в реальных условиях эксплуатации, т.е. при воздействии пыли, мелких фракций различных материалов, влаги и др.

Основные параметры генераторов ЭГВ.08 и ЭГВ.01 приведены в таблице.

В настоящее время наиболее широкое применение получили подвагонные генераторы ЭГВ.08.У1 мощностью 35 кВт. Эти генераторы применяются для различных вагонов повышенной комфортности с кондиционером.

При этом трёхфазный ток генератора выпрямляется и далее поступает к различным потребителям электроэнергии пассажирского вагона. Управление распределением электрической энергии, создаваемой генератором, осуществляется комплектами управляющей аппаратуры, изготавливаемой различными предприятиями, в том числе «комплексом электрооборудования» ТУ 3456-045-21315498-2000 (ООО НПЦ «Экспресс», г. Тверь).

Корпус генератора изготовлен из конструкционной листовой стали, которая на специальных вальцах изгибается в трубу, сваривается, затем проводится черновая механическая обработка, приварка рёбер, лап, коробки выводов, а затем уже чистовая обработка внутреннего диаметра и торцев. Пакет статора изготовлен из электротехнической стали толщиной 0,5 мм с низкими удельными потерями и высокой магнитной проницаемостью, что снижает нагрев изделия. В пазы статора уложена трёхфазная основная обмотка, выполненная из жёстких секций проводом ПСДКТ 1,6×4,5 мм, и обмотка возбуждения, выполненная из высокотемпературного провода ПЭТ 200 диаметром 0,9 мм. Для повышения устойчивости к воздействию высоких температур, влаги, механическим воздействиям секции катушек пропитываются кремнийорганическим лаком КО-916К ТУ6-02-1-012-89 в автоклаве по технологическому процессу, являющемуся «ноу-хау» предприятия. Статор обмотанный пропитывается тем же лаком, но не менее 2 раз, для чего помещается в автоклав и далее создаётся определённое разряжение, при котором статор находится установленное техпро-

цессом время; затем заливается лак, создаются новые разряжение и температура и далее проводятся последующие технологические операции перечень которых, а так же режимы, материалы и добавки являются «ноу-хау» завода. Ротор генератора по исполнению относится к индукторному типу и выполнен из электротехнической стали толщиной 0,5 мм, изготавливаемой по ГОСТ 21427.2-83, с высокой магнитной проницаемостью и низкими удельными потерями, число зубцов ротора 12. К крайним листам ротора крепятся два осевых вентилятора из листов конструкционной стали, изготовленных методом штамповки. Вал генератора изготовлен из легированной стали 40Х-3-Т ГОСТ 4543-71, пакет ротора крепится к валу с помощью шпонки и фиксируется в осевом положении с помощью трёх сегментов, размещаемых в специальной канавке вала. Щиты подшипниковые изготавливаются путём сварки с последующей механической обработкой деталей из конструкционной стали 20-В ГОСТ 1051-73. Со стороны рабочего конца вала установлен роликовый подшипник повышенной грузоподъёмности типа N U 315 E M1C4F1 фирмы FAG. С противоположной стороны установлены два подшипника: роликовый – такой же, что и с рабочего конца вала, и для восприятия осевых и частично радиальных нагрузок – шариковый типа 30-32 315 ТУ ВНИИПП.049-99 с медным сепаратором. Коробка выводов крепится болтами к станине, а её крышка – болтами через резиновое уплотнение для защиты внутренней полости генератора от попадания пыли, влаги и др. Генератор сочленяется с защитной муфтой с помощью шпонки. Крышки подшипников совместно с кольцами нажимными поджимают наружные обоймы роликовых подшипников и совместно с маслоотгонными кольцами предохраняют подшипниковые узлы от вытекания смазки, попадания пыли и мелких фракций других материалов. Специальные гайки служат для поджатия внутренних обойм подшипников, при этом со стороны, противоположной рабочему концу вала, поджатие происходит через втулку. Для защиты от самоотвинчивания использованы специальные стопорные шайбы. Внутренняя полость генератора защищена от попадания смазки из подшипниковых узлов и от пыли из полости генератора лабиринтными кольцами.

Генераторы серии ЭГВ.01 являются одноимённо-полостными. Обмотка статора генератора (рисунок) выполнена из прямоугольного провода ПСДКТ сечением 1,18×4,00 мм, до-

Основные параметры генераторов ЭГВ.08. У1 и ЭГВ.01.У1

Параметр	ЭГВ.01.У1	ЭГВ.01.1.У1	ЭГВ.01.2.У1	ЭГВ.01.6.У1	ЭГВ.01.7.У1
Номинальная мощность, кВ·А	8,95/2,1*	8,95/2,1*	8,95/2,3*	9,45/1,5*	12,5**
Номинальное напряжение, В	45/30 ^{+5*}	45/30 ^{+5*}	45/30 ^{+5*}	45/24*	105
Номинальный ток, А	115/35*	115/35*	115/38,3*	115/31,5*	68,6
Часовая мощность, кВ·А	10/2,1*	10/2,1*	10/2,3*	10/1,5*	13,5
Ток при часовой мощности, А	128/35*	128/35*	128/38,3*	128/31,5*	74
Напряжение возбуждения, В (max)	50	50	50	50	55
Ток возбуждения, А (max)	5	5	5	5	7
Номинальная частота тока, Гц	82,0–292	64,0–292	64,0–292	110–467	82–292
Номинальная частота вращения, мин ⁻¹	700–2500	550–2500	550–2500	950–4000	700–2500
Наибольшая частота вращения, мин ⁻¹	2500	2500	2500	4000	2500
Ток нулевого провода, А (номинальный)	–	–	–	–	–
Параметры на выходе выпрямителя (по постоянному току): номинальное напряжение, В номинальный ток, А КПД, %	50±3 160 78–68	50±3 160 78–68	750±3 160 78–68	50±3 160 80–69	110 ⁺³⁵ ₋₁₀ 109,1 78–68
Соединение фаз основной обмотки	Δ	Δ	Δ	Δ	Звезда с нулевым проводом
Маховой момент, кг·м ²	1,7	2,0	2,0	1,7	2,0
Число фаз	3/1*	3/1*	3/1*	3/1*	3
Частота вращения при часовой мощности, мин ⁻¹	800–2500	650–2500	650–2500	950–4000	700–2500
Параметр	ЭГВ.01.8.У1	ЭГВ.01.9.У1	ЭГВ.08.У1	ЭГВ.08.1.У1	
Номинальная мощность, кВ·А	9,5	11/2,1*	35	25	
Номинальное напряжение, В	45	45/30 ^{+5*}	116/92	116	
Номинальный ток, А	121,8	141/-35*	174/220	124	
Часовая мощность, кВ·А	10,5	11/2,1*	40	29	
Ток при часовой мощности, А	134,6	141/35*	200/251	144	
Напряжение возбуждения, В (max)	50	50	140/110	140	
Ток возбуждения, А (max)	6	5	5/5	5	
Номинальная частота тока, Гц	76–292	82–292	150–690	150–690	
Номинальная частота вращения, мин ⁻¹	650–2500	700–2500	750–3450	750–3450	
Наибольшая частота вращения, мин ⁻¹	2500	2500	3880	3880	
Ток нулевого провода, А (номинальный)	–	–	10	10	
Параметры на выходе выпрямителя (по постоянному току): номинальное напряжение, В номинальный ток, А КПД, %	50±3 169 78–68	50±3 200 79–69	140±5/110±5 229/291 78–68	140±5 178 85–72	
Соединение фаз основной обмотки	Звезда с нулевым проводом	Δ	Звезда с нулевым проводом	Звезда с нулевым проводом	
Маховой момент, кг·м ²	1,7	2,0	9,5	8,6	
Число фаз	3	3/1*	3	3	
Частота вращения при часовой мощности, мин ⁻¹	650–2500	700–2500	750–3450	750–3450	

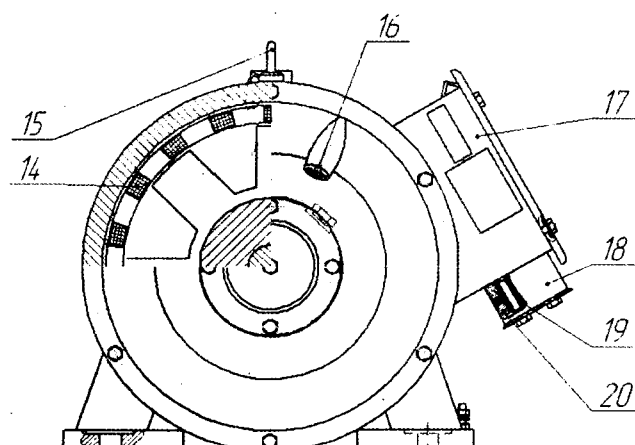
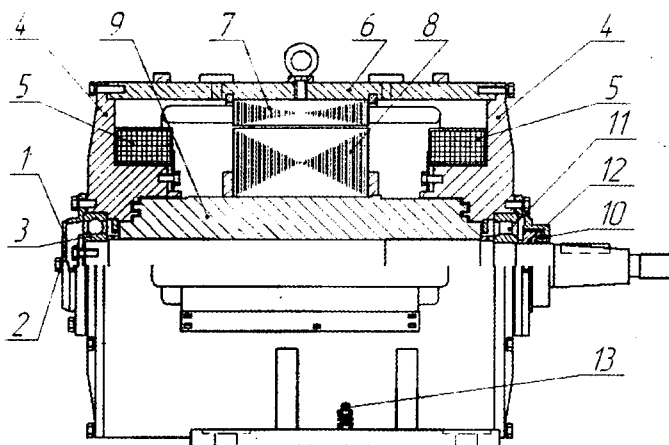
Примечание: * числитель – параметры для основной обмотки, знаменатель – параметры дополнительной обмотки

полнительная обмотка выполнена из провода той же марки, но сечением 1,25×3,55 мм и уложена в те же пазы, что и основная обмотка. Дополнительная обмотка служит для повышения напряжения, подаваемого для подзарядки аккумуляторных батарей до 75–80 В. В случае необходимости большего повышения напряжения зарядки аккумулятора используется вольтодобавочная обмотка, уложенная в те же пазы, что и основная и добавочная обмотки, и имеющая сечение, а так же марку провода идентичную добавочной обмотке. Корпусная изоляция обмоток статора – синтофлекс-515 толщиной 0,25 мм, межслоевая изоляция – стеклослюдопласт ГИК-ТС толщиной 0,25 мм, класс изоляции Н. Механические и изоляционные свойства используемой изоляции достаточно высокие для применения на железнодорожном транспорте при постоянном воздействии вибрации и ударов, а так же быстрой смене климатических поясов. Обмотка возбуждения 5 расположена на подшипниковых щитах 4 и состоит из параллельной катушки, намотанной теплостойким круглым проводом марки ПЭТ-155 диаметром 1,25 мм, и последовательной катушки, выполненной прямоугольным проводом марки ПСДКТ сечением 3,15×6,3 мм. Станина 6, статор 7, ротор 8, втулка ротора 9, щиты 4 образуют единую магнитную систему для прохождения магнитного потока возбуждения и основного магнитного потока, создаваемого обмоткой статора. Семизубцовый шихтованный ротор 8 сочленён со стальной втулкой 9, напрессованной на вал. При этом зубцы и впадины ротора являются

фактически полюсами генератора. Протекающий через катушки обмотки возбуждения постоянный электрический ток создаёт магнитный поток, который проходя по магнитной цепи наводит ЭДС в обмотке статора благодаря чередованию зубцов и впадин вращающегося ротора. ЭДС и соответственно ток имеют пульсирующий характер. Через выпрямительное устройство обеспечивается электропитание вагона и зарядка батарей аккумулятора.

Подвагонный синхронный генератор ЭГВ08.1.У1 мощностью 25 кВт разработан и освоен в 2009 г. и в настоящее время проходит квалификационные испытания. Он предназначен для энергосберегающих систем жизнеобеспечения пассажирских вагонов. Его основные параметры, показатели надёжности, а также установочные и присоединительные размеры аналогичны серийному генератору ЭГВ.08.У1 мощностью 35 кВт. При этом масса 520 кг, т.е. он на 200 кг легче, чем генератор ЭГВ.08.У1. После завершения квалификационных испытаний и приёмки нового генератора мощностью 25 кВт междуведомственной комиссией данные изделия будут допущены для комплектации пассажирских вагонов.

Испытания генераторов серии ЭГВ проводятся на специальных аттестованных стендах; при этом характеристики холостого хода этих изделий [3], как показала длительная практика, очень близки (отличие менее 2–3%), что свидетельствует о технологической стабильности и высоком качестве применяемых конструкционных материалов. Для снижения потерь в стали, которые при высоких частотах враще-



Генераторы типа ЭГВ01У1: 1 – крышка подшипника; 2 – пробка резьбовая (болт); 3 – шарикоподшипник; 4 – щит подшипниковый; 5 – катушка возбуждения; 6 – станина; 7 – статор; 8 – ротор; 9 – втулка ротора; 10 – кольцо; 11 – роликоподшипник; 12 – втулка; 13 – контакт заземления; 14 – обмотка статора; 15 – рым-болт; 16 – маслénка; 17 – коробка выводов; 18 – патрубок; 19 – втулка резиновая; 20 – планка

ния, соответствующих скорости поезда более 120 км/ч, составляют 80–85% от всех потерь, заказывается на коммерческой основе специальная электротехническая сталь, имеющая низкие удельные потери и высокую магнитную индукцию.

Показатели надёжности генераторов серии ЭГВ находятся на высоком уровне и полностью соответствуют требованиям регламентов ОАО «РЖД», в частности, средняя наработка на отказ за период с начала эксплуатации до первой плановой разборки установлена не менее 10000 ч и 540000 км. В реальности надёжность генераторов ЭГВ намного выше. Так, генератор ЭГВ.08.У1 № 5885, приписанный к вагонному депо Самара Куйбышевской железной дороги, в процессе эксплуатационных испытаний имел 20318 ч наработки при 1153600 км пробега и продолжал устойчиво работать без отклонений от требований технических условий, что подтверждено Актом № ГМЭ-986 от 20.12.2001 г., полученным из вагонного депо Самара им. братьев В.Д. и А.Д. Кузнецовых.

Виброакустические характеристики генераторов ЭГВ соответствуют требованиям, предъявляемым к электрооборудованию подвижного состава железнодорожного транспорта – среднее квадратичное значение виброскорости менее 2,8 мм/с по ГОСТ 20815, а средний уровень звука по характеристике А соответствует классу 2 по ГОСТ 16372.

В целом генераторы серии ЭГВ находятся на уровне лучших мировых аналогов, в частности генератора DCG 4435 24 2039 (Германия), а по устойчивости работы в условиях быстрой смены климатических зон (от Адлера до Воркуты) несколько превосходят данный аналог. Другой аналог – генератор 2 ГВ.13 мощностью 35 кВт фирмы РЭЗ (Латвия) по имеющимся данным несколько уступает генераторам типа ЭГВ по виброакустическим показателям. Дело в том, что при производстве генераторов серии ЭГВ.08 проводится замер уровней звука и вибраций каждого изделия и, более того, с помощью анализатора гармоник определяется уровень вибраций на всех диапазонах до 20000 Гц, таким образом выясняется источник повышенных вибраций. При необходимости с генератором производятся корректирующие действия, в том числе замена одного или нескольких подшипников, уменьшение биений и (или) несоосностей, дополнительная балансировка и др. При этом данные действия

могут выполняться на генераторах, формально соответствующих требованиям ТУ по уровню звука и вибраций, но имеющих заметно выраженный «всплеск» вибраций на одном из диапазонов частот, как правило связанный согласно теории и сложившейся практике с тем или иным производственным или технологическим отклонением. Анализ гармонических составляющих вибраций, проводимый на каждом генераторе, позволяет исключить выпуск и отгрузку потребителям изделий, имеющих пусть даже небольшой риск ухудшения параметров в процессе эксплуатации за пределы допустимые нормативно-технической документацией.

В целом результаты более чем 15-летней эксплуатации подвагонных синхронных генераторов серии ЭГВ на всех железных дорогах страны от Калининграда до Сахалина показали их высокую надёжность, долговечность и стабильность, а выходные характеристики этих изделий находятся, как минимум, на уровне лучших зарубежных аналогов.

Список литературы

1. Альпер Н.Я., Терзян А.А. Индукторные генераторы. М.: Энергия, 1970. С. 10–19.
2. Шарапов В.С. Электромашинные индукторные генераторы. М.-Л.: Госэнергоиздат, 1961. С. 9–20.
3. Вольдек А.И. Электрические машины. Л.: Энергия, 1978. С.657–658.

Федяков Юрий Викентьевич – генеральный директор ОАО «Псковский электромашиностроительный завод». Окончил факультет «Технология машиностроения» Вологодского политехнического института в 1979 г.

Пахомов Дмитрий Михайлович – главный инженер ОАО «ПЭМЗ». Окончил факультет «Технология машиностроения» Московского института нефтехимической и газовой промышленности в 1976 г.

Попов Сергей Викторович – главный конструктор ОАО «ПЭМЗ». Окончил электромашиностроительный факультет Ивановского энергетического института в 1981 г.

Фролов Михаил Егорович – ведущий конструктор ОАО «ПЭМЗ». Окончил факультет электрификации Ленинградского сельскохозяйственного института в 1974 г.

Семёнов Олег Степанович – ведущий конструктор ОАО «ПЭМЗ», канд. техн. наук. Окончил факультет корабельной электротехники и автоматики Ленинградского электротехнического института (ЛЭТИ) в 1967 г. Защитил диссертацию по теме «Разработка и исследование микроэлектродвигателей постоянного тока с трёхзубцовым якорем и возбуждением от постоянных магнитов» в 2006 г.

Система стабилизации напряжения тяговой подстанции городского электротранспорта

ШАПИРО С.В., МУФТИЕВ С.Р.

Описана система стабилизации напряжения постоянного тока с использованием звена высокой частоты в тяговых подстанциях городского электрического транспорта, основанного на применении современных полупроводниковых приборов. Показан принцип работы такого стабилизатора, приведены результаты моделирования силовой части в среде OrCAD 9.2.

Ключевые слова: стабилизация напряжения, тяговая подстанция, моделирование, силовая часть, IGBT транзистор.

Согласно ГОСТ 6962-75 питание электрических цепей электрифицированного транспорта осуществляется от воздушной контактной сети постоянного тока напряжением 550 ± 150 В. Номинальное напряжение на выходе тяговой подстанции составляет 600 В, максимальное – 700 В.

Проведённые измерения напряжений холостого хода на тяговых подстанциях города Уфы показали, что в реальности оно поднимается до 900 В. Повышенное напряжение отрицательно сказывается на дорогостоящем коммутационном и преобразовательном электрооборудовании подвижного состава и часто приводит к выходу его из строя. С другой стороны, понижение напряжения контактной сети приводит к увеличению времени разгона двигателя электротранспортного средства и увеличению длины тормозного пути, а также перегреву силовых контактов и обмоток тягового двигателя. Ясно, что стабилизация напряжения сети питания трамваев и троллейбусов позволяет существенно повысить качество их работы – безопасность, надёжность и снизить расход электроэнергии.

Муниципальное управление электротранспорта городского округа города Уфы совместно с научно-исследовательской лабораторией кафедры физики Уфимской государственной академии экономики и сервиса разрабатывает систему стабилизации напряжения тяговых подстанций городского электротранспорта. Структурные схемы тяговых подстанций приведены на рис. 1.

The system of stabilisation of voltage of a direct current with use of a link of high frequency in traction substations of the city electric transport based on application of modern semi-conductor devices is described in article, the principle of work of such stabilizer is stated, results of modelling of a power part in the environment of OrCAD 9.2 are resulted.

Key words: stabilisation of voltage, traction substations, modeling, power part, the transistor IGBT.

Согласно Правилам устройства электроустановок (Приказ № 204 от 08.07.2002 Министерства энергетики РФ) [1] тяговые подстанции городского электротранспорта относятся к электроприёмникам первой категории. Питание подстанций системы централизованного электроснабжения должно осуществляться не менее чем двумя вводами от независимых источников.

От промышленной сети в ячейку ввода тяговой подстанции приходит напряжение 6 или 10 кВ (далее 10 кВ). В настоящее время через понижающий трансформатор, выпрямительный блок, сборные шины, фидерные автоматы постоянное напряжение подаётся сразу в контактную сеть электротранспорта.

Нами разработан модуль стабилизации напряжения для тяговых подстанций, основанный на использовании звена высокой частоты, как наиболее экономичный [2]. Модуль стабилизации напряжения состоит из инвертора, который преобразует постоянное напряжение 500 ± 150 В в переменное с частотой 5 кГц, автотрансформатора, который служит для изменения амплитуды напряжения с частотой 5 кГц, выпрямителя на IGBT транзисторах, датчика напряжения и системы управления. Структурная схема системы стабилизации приведена на рис 2.

Стабилизатор напряжения

Система стабилизации напряжения приведена на рис. 3. Автономный инвертор собран по мостовой схеме на IGBT транзисторах

$Z_1 - Z_4$. Он получает питание выпрямительно-го агрегата тяговой подстанции (на схеме V_1), преобразует постоянное напряжение в переменное с частотой 5 кГц. Нагрузкой для инвертора является автотрансформатор, вторичная обмотка которого служит для получения различных по уровню напряжений на выходе [3]. В момент времени $0 - t_1$ сигнал с блока управления открывает транзисторы Z_1, Z_4 , и на первичную обмотку автотрансформатора подаётся напряжение V_1 . В момент времени $t_1 - t_2$, напряжение на первичной обмотке автотрансформатора (клеммы 1-4) u_1 меняет свой знак на противоположный, так как открываются транзисторы Z_2, Z_3 , а транзисторы Z_1, Z_4 закрываются. Таким образом, постоянное напряжение 600 В преобразуется в переменное напряжение с частотой 5 кГц на первичной обмотке автотрансформатора. График зависимости $u_1(t)$ показан на рис. 4. Автотрансформатор состоит из первичной обмотки, вторичной обмотки, ферритового сердечника. Выводы вторичной обмотки автотрансформатора подключены к однофазному мостовому выпрямителю, который подключается непосредственно к нагрузке. Выводы автотрансформатора подключены к выпрямителю, собранному по мостовой схеме на силовых диодах D_1 и D_2 и IGBT транзисторах Z_5, Z_6 , которые работают в ключевом режиме. Изменяя длительность импульса напряжения затвор-эмиттер $U_{зэ}$ IGBT транзисторов Z_5, Z_6 можно управлять напряжением на нагрузке, т.е. контактной сети. Блок управления выполняет несколько функций: управляет работой транзи-

сторных ключей инвертора, регулирует угол открытия транзисторов выпрямителя, сравнивает напряжение в контактной сети с эталонным значением. M_1, M_2, M_n – тяговые двигатели электротранспорта на участке контактной сети.

Блок управления осуществляет измерение напряжения на нагрузке, сравнивает с эталоном, и если напряжение в контактной сети выше нормы, то на транзисторы Z_5, Z_6 подаётся напряжение $U_{зэ}$ с меньшей длительностью импульса, чем в предыдущий момент времени. И наоборот, если в контактной сети напряжение ниже нормы, тогда блок управления подаёт большее напряжение $U_{зэ}$ на транзисторы Z_5, Z_6 . Таким образом, осуществляется стабилизация напряжения.

Выбор элементной базы

Базовыми элементами при разработке системы были выбраны современные IGBT модули, характеристики которых позволяют работать с достаточно большими токами и напряжениями [4].

Сильноточные модули с электрической изоляцией, как правило, содержат ключи, соединённые по полумостовой ключевой схеме или с одноключевой конфигурацией. В этих модулях диапазон номинальных токов колеблется в пределах от 25 до 2500 А, а рабочее напряжение доходит до 3500 В. Привлекательными чертами сильноточных модулей являются: наличие электрической изоляции, простота монтажа с охладителем и лёгкость связи с дру-

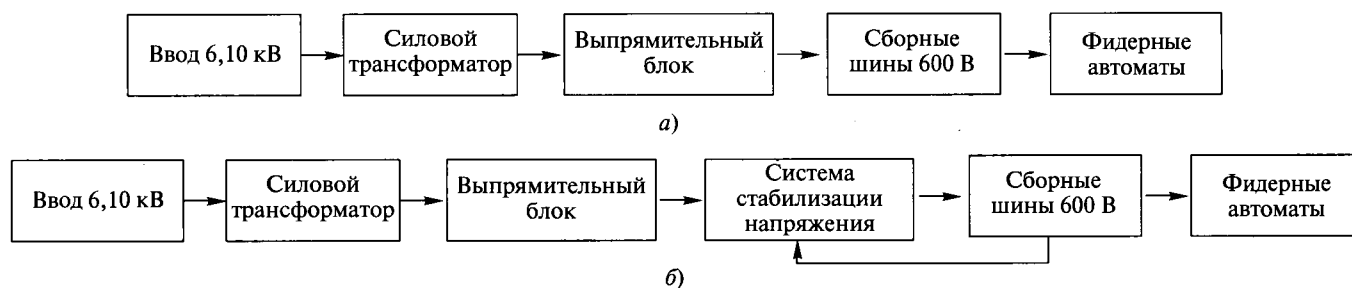


Рис. 1. Структурные схемы тяговых подстанций: а – существующие; б – с системой стабилизации напряжения 600 В



Рис. 2. Структурная схема системы стабилизации напряжения

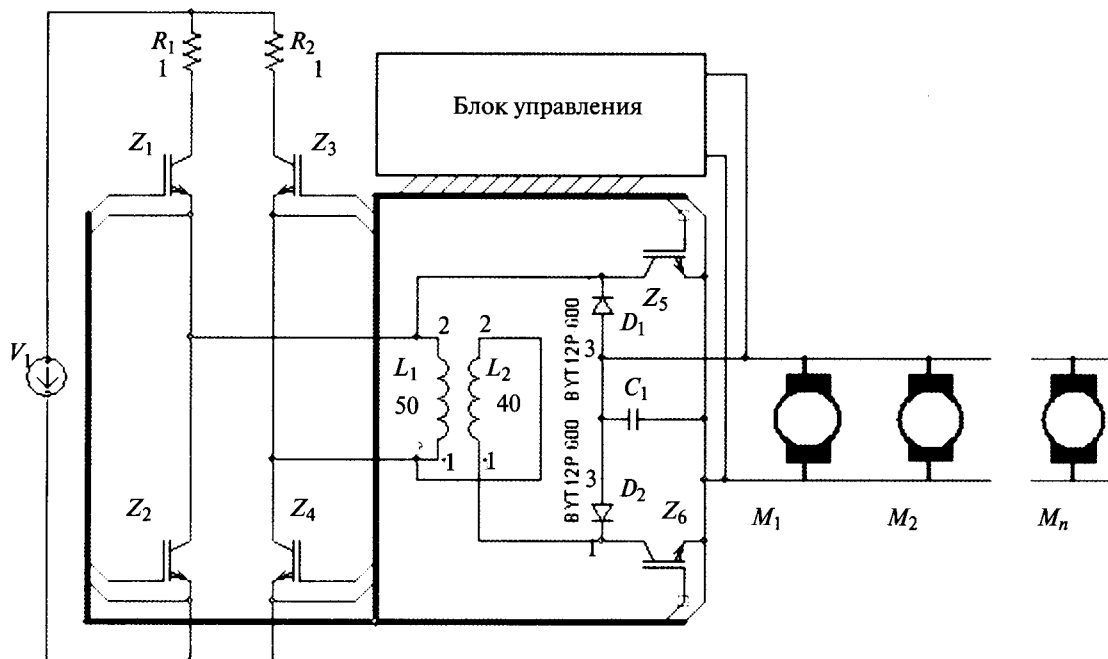


Рис. 3. Силовая часть системы стабилизации

гими модулями для повышения нагрузки цепи. Они также позволяют избежать использования параллельного соединения ключей для токов, превышающих сотни ампер [5].

В нашей системе использованы приборы со встроенными обратными быстродействующими диодами, так как в этом случае требуемое число силовых полупроводниковых компонентов уменьшается на 50% по сравнению с использованием IGBT и диодов в виде отдельных элементов. Перекрываемые области диапазонов токов, где использование дискретных приборов экономически предпочтительнее по сравнению с силовыми модулями, могут быть расширены за счёт параллельного соединения отдельных приборов [6].

Для системы стабилизации были выбраны IGBT модули CM1400DU-24NF фирмы «Mitsubishi Electric».

Краткие характеристики IGBT модуля CM1400DU-24NF

Максимальное напряжение коллектор-эмиттер, В	1200
Напряжение насыщения коллектор-эмиттер, В	1,8
Номинальный ток одиночного транзистора, А	1400
Максимальная частота модуляции, кГц	20
Максимальная рассеиваемая мощность, Вт	3900
Максимальный ток эмиттера, А	2800
Напряжение изоляции, В	2500
Температурный диапазон, °С	-40÷150

Система управления состоит из четырёх микросхем и датчика напряжения. Для управления работой и контроля параметров всех шести IGBT модулей был выбран мощный 6-канальный драйвер фирмы «Semikron».

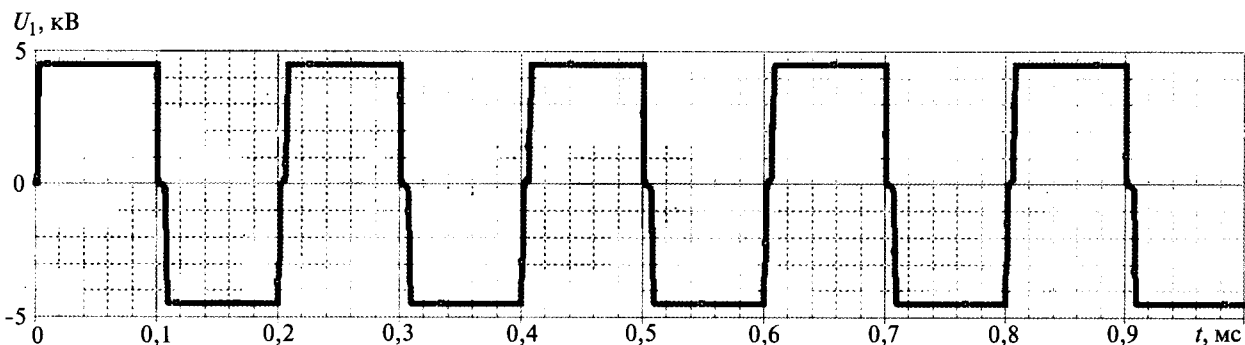


Рис. 4. Напряжение $u_1(t)$ инвертора

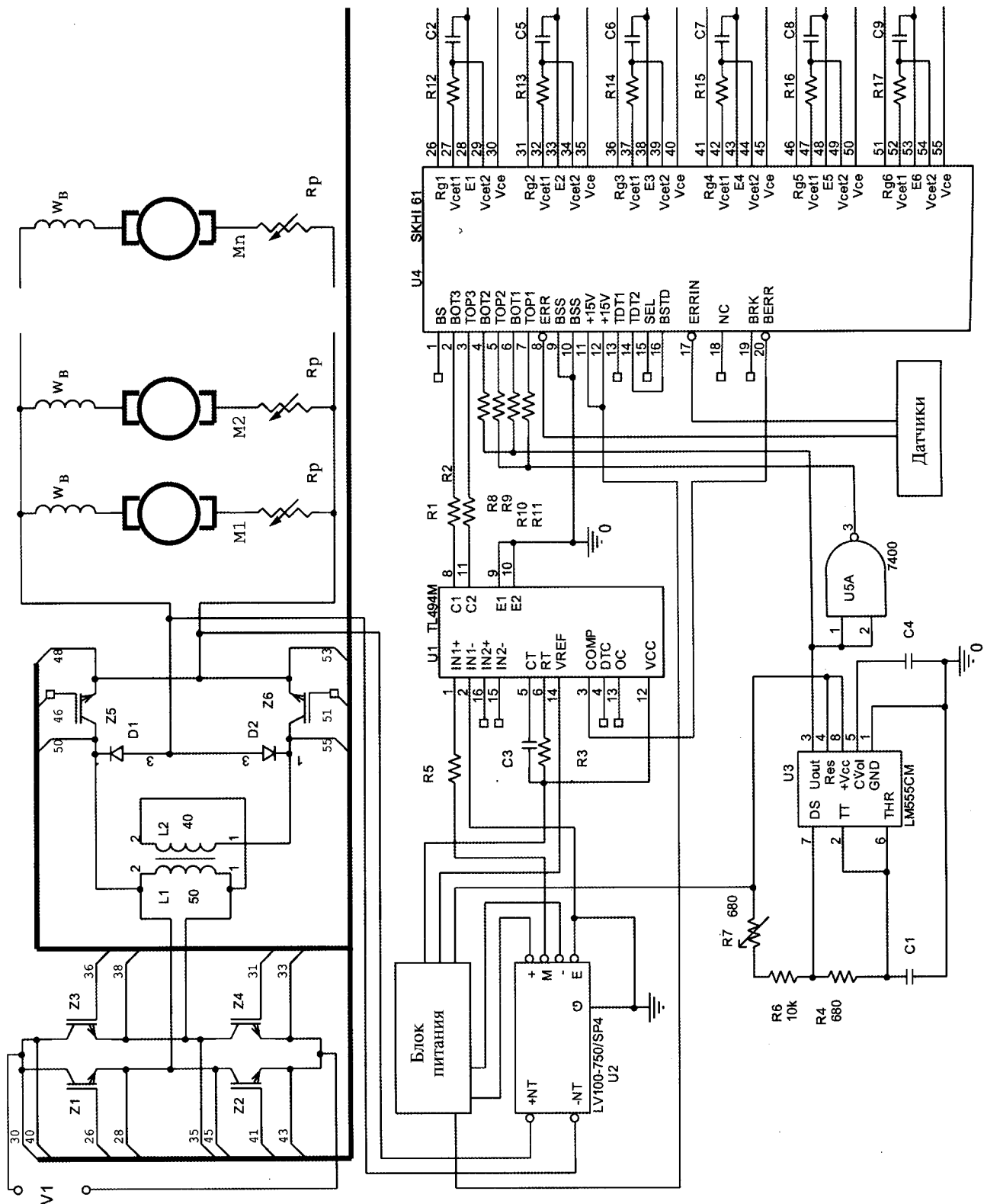


Рис. 5. Принципиальная электрическая схема системы стабилизации напряжения тяговых подстанций

Краткие характеристики драйвера SKHI 61 R L6100061

Максимальный выходной ток, А	2
Количество каналов	6
Напряжение изоляции вход-выход, В	2500
Напряжение изоляции выход1-выход2, В	1500
Напряжение питания, В	15,6
Напряжение входного сигнала, В	15,6+0,3
Максимальная частота модуляции, кГц	50
Температурный диапазон, °С	-40÷+85

Для электронного преобразования постоянного напряжения на нагрузку в пропорциональный выходной ток с гальванической развязкой между первичной и вторичной цепями служит датчик напряжения LV100-750/SP4 фирмы LEM.

Краткие характеристики датчика напряжения LV100-750/SP4

Номинальное входное напряжение, эфф. значение, В	750
Диапазон преобразования, В	0±1500
Номинальный аналоговый входной ток, мА	13, 33
Номинальный аналоговый выходной ток, мА	50

Коэффициент преобразования	750В/50мА
Напряжение питания (± 10%), В	±15÷24
Электрическая прочность изоляции, 50 Гц, 1 мин, кВ	6
Точность преобразования при V_{PN} , $T_A = 25^{\circ}C$, %	±0,7
Нелинейность, %	≤0,1

К отличительным особенностям датчика напряжения LV100-750/SP4 относятся:

1. Компенсационный датчик на эффекте Холла.
2. Изолирующий пластиковый негорючий корпус из материала по стандарту UL 94-V0.
3. Встроенный первичный резистор.
4. Экран между первичной и вторичной цепями.
5. Отсутствие электролитических конденсаторов.
6. Напряжение питания 24(±10%).

В качестве схемы управления используется микросхема TL494CN, выпускаемая фирмой «TEXAS INSTRUMENTS» (США). Микросхема TL494 представляет собой ШИМ-контроллер импульсного источника питания, работаю-

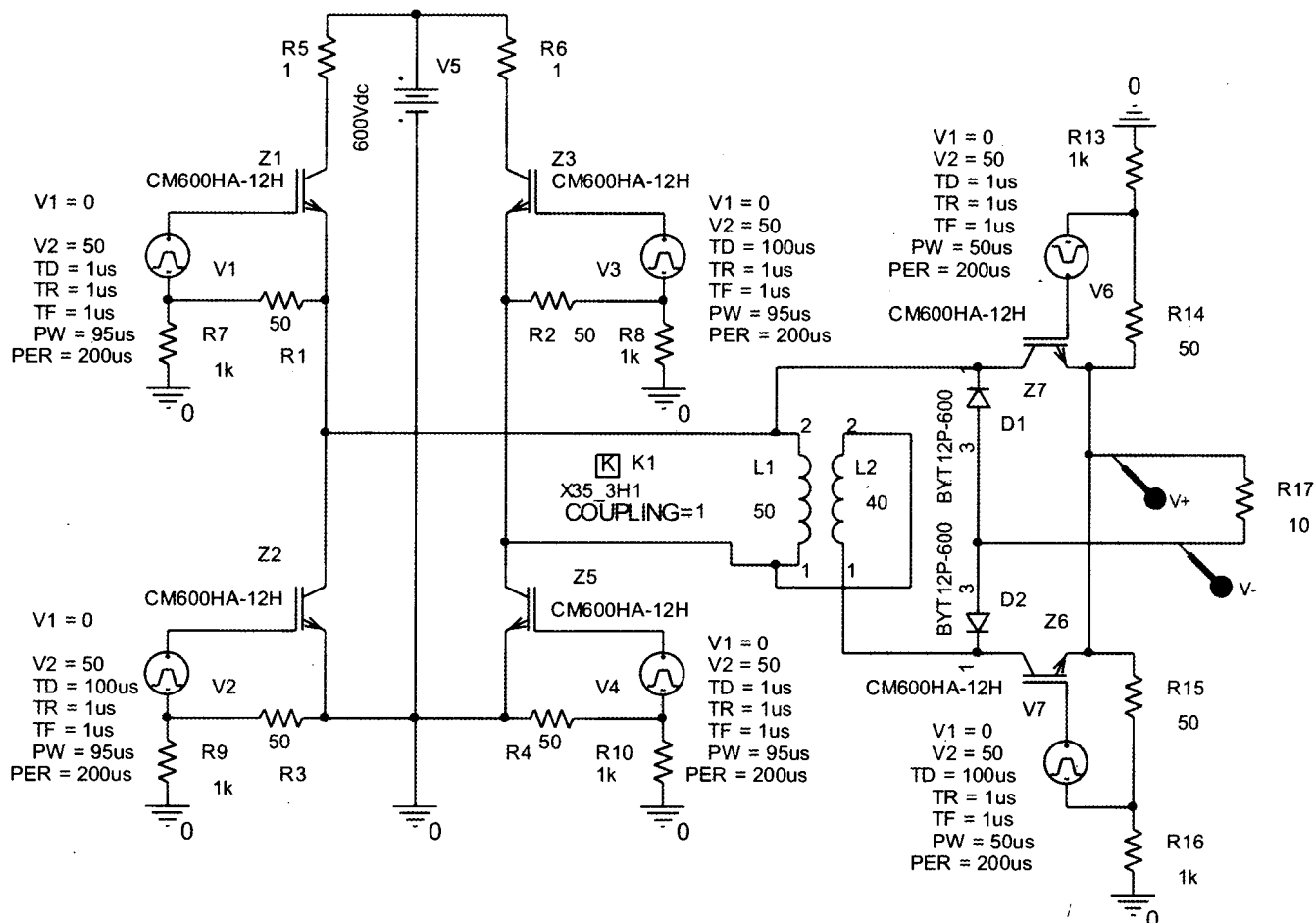


Рис. 6. Модель силовой части системы стабилизации

ший на фиксированной частоте, и включает в себя все необходимые для этого блоки. Встроенный генератор пилообразного напряжения требует для установки частоты только двух внешних компонентов R и C .

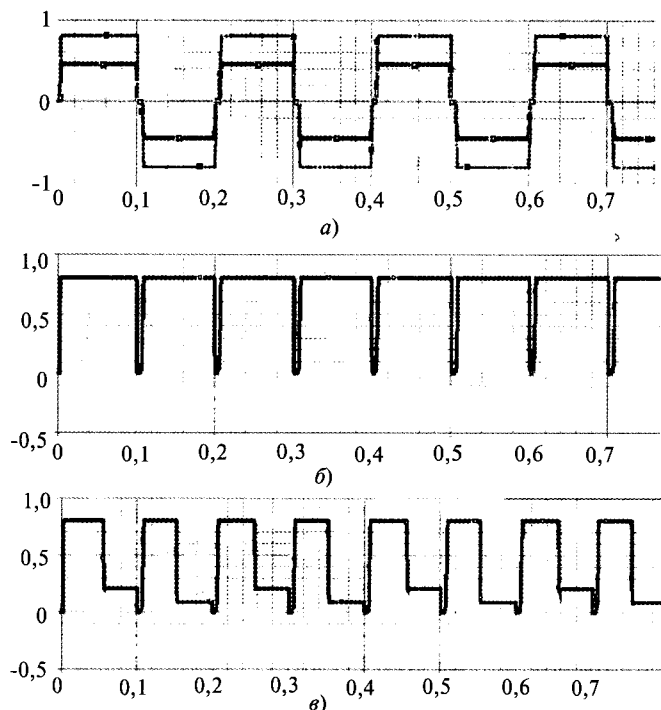


Рис. 7. Диаграммы напряжений при работе системы стабилизации: a – на входе и на выходе автотрансформатора; $б$ – на выходе выпрямителя при полностью открытых модулях Z_5, Z_6 ; $в$ – на выходе выпрямителя при открытых на 50% модулях Z_5, Z_6

Особенности схемы TL494:

- полный набор функций ШИМ-управления;
- выходной втекающий или вытекающий ток каждого выхода 250 мА;
- возможна работа в двухтактном или одноконтном режиме;
- встроенная схема подавления сдвоенных импульсов;
- широкий диапазон регулировки;
- выходное опорное напряжение $5\text{ В} \pm 0,5\%$.

На рис. 5 показана принципиальная электрическая схема системы стабилизации напряжения тяговых подстанций.

Схема управления будет запускаться, т.е. на 8 и 11 выводах появятся последовательности импульсов в том случае, если на вывод 12 подать любое питающее напряжение, уровень которого находится в диапазоне от +7 до +40 В. Модуляция ширины выходных импульсов достигается сравнением положительного пилообразного напряжения, получаемого на кон-

денсаторе $C3$, с двумя управляющими сигналами на входах усилителей ошибок. Повышение амплитуды управляющих сигналов вызывает соответствующее линейное уменьшение ширины выходных импульсов. Микросхема TL494 имеет встроенный источник опорного напряжения на 5,0 В, способный обеспечить вытекающий ток до 10 мА для смещения внешних компонентов схемы. Опорное напряжение имеет погрешность 5% в диапазоне рабочих температур от 0 до 70°C.

Для управления работой IGBT модулей – в режиме инвертора служит генератор прямоугольных импульсов, реализованный на интегральном таймере LM555CM. Генератор импульсов частотой 5 кГц $R_1 = 680\text{ Ом}$, $R_2 = 10\text{ кОм}$, $R_3 = 680\text{ Ом}$, $C_1 = 1\text{ мкФ}$, $C_2 = 0,1\text{ мкФ}$. Переменный резистор R_1 служит для точной подстройки частоты импульсов. Выходной сигнал в прямом и инверсном виде через элемент НЕ, реализованный на микросхеме 7400, подаются на соответствующие входы драйвера SKHI 61.

Моделирование в среде OrCAD 9.2

Система стабилизации тягового напряжения была исследована с помощью модели, основанной на использовании программных пакетов OrCAD 9.2 [7]. Среда OrCAD 9.2 является универсальным средством сквозного проектирования электронных систем и обладает широкими возможностями.

На рис. 6 изображена модель системы стабилизации. В качестве ключей выбраны IGBT модули компании «Mitsubishi Electric». Зависимость $U_1(t)$ инвертора (напряжение на выходе) изображена на рис. 4. Генераторами служат модели источников напряжения прямоугольных импульсов V_{pulse} , выбранные из стандартных библиотек OrCAD. Модель трансформатора взята из библиотеки Analog, модель сердечника из библиотеки Magnetic. Вместо модели IGBT модуля CM1400DU-24NF взята модель CM600HA-12H, имеющая такие же динамические характеристики. PSpice модель CM600HA-12H имеется в стандартном наборе библиотек OrCAD.

Диаграммы, полученные в результате моделирования в среде OrCAD 9.2 и показывающие работу системы стабилизации, приведены на рис. 7. Таким образом, выпрямитель со звеном высокой частоты, которое работает в режиме широтно-импульсного модулятора, позволяет стабилизировать напряжение в контактной сети городского электротранспорта.

Список литературы

1. Правила устройства электроустановок. 6-е изд., доп. с исправ. М.: Госэнергонадзор, 2000.
2. Краус Л.А., Гейман Г.В., Лапиров-Скобло М.М., Тихонов В. И. Проектирование стабилизированных источников электропитания радиоэлектронной аппаратуры. М.: Энергия, 1980.
3. Вдовин С.С. Проектирование импульсных трансформаторов. Л.: Энергоатомиздат. Ленингр. Отд-ние, 1991.
4. Шапиро С.В. Резольвента Лагранжа и её применение в электромеханике. М.: Энергоатомиздат, 2008.
5. Колпаков А. MELCOSIM? IPOSIM? SEMISEL? О выборе и замене модулей IGBT // Силовая электроника. 2005. № 1.
6. Дьяконов В. П., Максимчук А. А., Ремнев А. М., Смердов В. Ю. Энциклопедия устройств на полевых транзисторах. М.: СОЛОН-Р, 2002.
7. Болотовский Ю.И., Таназлы Г.И. OrCAD. Моделирование «Поваренная книга». М.: Солон-пресс, 2005.

Шапиро Семён Вольфович – заведующий кафедрой физики, высшей математики и энергетики Уфимской городской Академии экономики и сервиса, доктор техн. наук, проф. Окончил электромеханический факультет МЭИ в 1956 г. Защитил докторскую диссертацию по теме «Основы проектирования и синтеза частотно-регулируемых тиристорных источников питания электротехнологических установок повышенной частоты» в 1991 г.

Муфтиев Салават Разитович – главный энергетик троллейбусного депо № 1 муниципального управления электротранспорта г. Уфы, аспирант Уфимской городской Академии экономики и сервиса. Окончил Уфимский государственный авиационный технический университет по специальности «Промышленная электроника» в 1995 г.

ИССЛЕДОВАНИЯ И РАСЧЁТЫ

Высокоэффективный электромеханический преобразователь ударного действия

БОЛЮХ В.Ф., ЛУЧУК В.Ф., РАССОХА М.А., ЩУКИН И.С.

Разработан алгоритм выбора параметров электромеханического преобразователя ударного действия, основанный на совместном использовании генетических алгоритмов и метода деформируемого многогранника. Установлено пространственно-временное распределение интегральных и локальных электродинамических сил, действующих на ускоряемый якорь.

Ключевые слова: электромеханический преобразователь, выбор параметров, алгоритм.

An algorithm for choosing the parameters of the impact electromechanical converter, based on the genetic algorithms and the flexible polyhedron method joint use is developed. Spatial-temporal distribution of integral and local electrodynamic forces acting on the accelerated anchor is found.

Key words: electromechanical converter, choosing parameters, algorithm.

Электромеханические преобразователи ударного действия (ЭПУД) с линейным перемещением якоря позволяют за малое время набирать значительную кинетическую энергию на коротком активном участке и обеспечивать ударное силовое воздействие на объект деформирования [1–4]. Однако известные ЭПУД характеризуются значительными массогабаритными показателями, требуют мощного источника питания и обладают низкой эффективностью работы [5–7]. Все это обусловлено неоптимальными параметрами, несогласованием пространственно-временных показателей, различной скоростью изменения электрических и механических величин [8]. Поэтому при про-

ектировании ЭПУД особое внимание уделяется оптимизационным расчётам [9, 10].

Целью статьи является разработка высокоэффективного автономного ЭПУД, включая разработку алгоритма выбора параметров с учётом заданных ограничений, моделирования электромеханических процессов, проведение экспериментальных исследований и создание опытного образца.

Для выбора параметров высокоэффективного ЭПУД будем использовать оптимизационный расчётный алгоритм, использующий адекватную математическую модель, при наличии ряда ограничений, например, по напряжению и параметрам ёмкостного накопителя, по мас-

се и габаритам преобразователя, параметрам ускоряемого элемента и др.

Разрабатываемый ЭПУД содержит неподвижный индуктор с обмоткой из медной шины. Коаксиально с обмоткой индуктора установлен медный дисковый якорь, соединённый с силовой стальной пластиной, осуществляющей механическое воздействие на подвижный боёк, заостренная часть которого установлена напротив объекта деформирования. Якорь с силовой пластиной при помощи пружины прижимается к обмотке индуктора [8]. При работе ЭПУД в циклическом режиме осуществляется возвратно-поступательное движение якоря с силовой пластиной, которая обеспечивает забивание бойка в деформируемый объект. При этом ход и характер перемещения якоря изменяются для каждого последующего рабочего цикла.

Методика выбора параметров

Методика выбора параметров ЭПУД основывается на математической модели, формируемой на основе рекуррентного алгоритма, у которого на каждом рабочем цикле при прямом ходе учитывается изменяемая магнитная связь между якорем и индуктором, возбуждаемым импульсом тока от ёмкостного накопителя, неравномерность распределения индуцированного тока в дисковом якоре, изменение сопротивления индуктора и якоря из-за нагрева импульсным током, электродинамических и противодействующих сил, действующих на якорь.

Для учёта распределённого тока якорь представляется совокупностью элементарных короткозамкнутых K контуров, равномерно распределённых по поверхности диска, а многовитковый индуктор – первичным контуром, подсоединённым к ёмкостному накопителю. В таком случае электрические процессы в ЭПУД можно описать системой дифференциальных уравнений [8]:

$$R_0(T_0)i_0 + L_0 \frac{di_0}{dt} + \frac{1}{C} \int_0^t i_0 dt + M_{01}(z) \frac{di_1}{dt} + \dots + M_{0k}(z) \frac{di_k}{dt} + V(t) \left(i_0 \frac{dM_{01}}{dz} + \dots + i_k \frac{dM_{0k}}{dz} \right) = U_0;$$

$$R_1(T_1)i_1 + L_1 \frac{di_1}{dt} + M_{01}(z) \frac{di_0}{dt} + M_{12} \frac{di_2}{dt} + \dots + M_{1k} \frac{di_k}{dt} + V(t) \left(i_0 \frac{dM_{01}}{dz} + i_2 \frac{dM_{12}}{dz} + \dots + i_k \frac{dM_{1k}}{dz} \right) = 0;$$

$$R_k(T_k)i_k + L_k \frac{di_k}{dt} + M_{0k}(z) \frac{di_0}{dt} + M_{1k} \frac{di_1}{dt} + \dots + M_{k-1k} \frac{di_{k-1}}{dt} + V(t) \left(i_0 \frac{dM_{0k}}{dz} + i_1 \frac{dM_{1k}}{dz} + \dots + i_{k-1} \frac{dM_{k-1k}}{dz} \right) = 0,$$

где i_0, L_0, R_0 – соответственно ток, индуктивность и сопротивление обмотки индуктора; i_k, L_k, R_k – соответственно ток, индуктивность и сопротивление элементарного короткозамкнутого k -го контура якоря, перемещающегося со скоростью $v(t)$ вдоль оси z относительно индуктора; M_{kp} – взаимоиндуктивность между соответствующими токовыми контурами ($k \neq p$); T_k – температура k -го токового контура; C, U_0 – соответственно ёмкость и напряжение ёмкостного накопителя.

При прямом ходе аксиальное перемещение якоря ΔZ с исполнительным элементом (ИЭ), представляющим собой силовую пластину с бойком, возникает под действием импульса электродинамических сил

$$FI = \int_0^t f_z(t, z) dt,$$

где $f_z(t, z) = i_0(t) \sum_{k=1}^K i_k(t) \frac{dM_{0k}}{dz}(z)$ – мгновенное значение силы.

Скорость якоря удобно представить в виде рекуррентного соотношения

$$v(t_{n+1}) = v(t_n) + \frac{t_{n+1} - t_n}{m_1 + m_2} i_0(t_n) \sum_k i_k(t_n) \frac{dM_{0k}}{dz} - K_p \Delta Z(t_n) - K_T v(t_n) - 0,125 \pi \gamma_a \beta_a D_{2m}^2 v^2(t_n),$$

где m_1, m_2 – масса якоря и ИЭ, соответственно; K_p – коэффициент упругости пружины; K_T – коэффициент динамического сопротивления; γ_a – плотность воздуха; β_a – коэффициент аэродинамического сопротивления; D_{2m} – наружный диаметр силовой пластины.

Для определения температуры индуктора или якоря, изменяемой в течение рабочего цикла и распределённой по сечению, используется известное нелинейное уравнение теплопроводности:

$$c(T) \gamma \frac{\partial T}{\partial t} = \lambda_w(T) \left(\frac{\partial^2 T}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial T}{\partial r} + \frac{\partial^2 T}{\partial x^2} \right) + j^2(t) k_z \rho(T),$$

где $c(T)$ – усреднённая удельная теплоёмкость; γ – усреднённая плотность; $j(t)$ – плотность тока;

$\lambda_w(T)$ – усреднённый коэффициент теплопроводности; k_z – коэффициент заполнения индуктора; $\rho(T)$ – удельное сопротивление.

Процесс выбора параметров ЭПУД заключается в нахождении совокупности параметров, обеспечивающих максимальные значения кинетической энергии, значения импульса силы при минимальных потерях, функциональных и параметрических ограничениях.

Целевую функцию можно представить в виде:

$$\zeta = \sum_{j=1}^4 \alpha_j \eta_j,$$

где η_j – функциональные параметры,

$$\eta_1 = \frac{2 \sum_{k=0}^K \int i_k^2(t) R_k(T_k) dt}{(m_1 + m_2) v^2(t) + K_p \Delta Z^2(t) + 2 \sum_{k=0}^K \int i_k^2(t) R_k(T_k) dt};$$

$$\eta_2 = 1 - \frac{1}{CU_0^2 (m_1 + m_2)} \left(\int f_z(t) dt \right)^2;$$

$$\eta_3 = 1 - 2 \frac{i_1(t) i_2(t) \Delta Z_e(t) dM_{12}(z)}{CU_0^2 dz}(z);$$

$$\eta_4 = 1 - \frac{v^2(t)(m_1 + m_2)}{CU_0^2}; \alpha_j - \text{весовой коэффициент функционального параметра } \eta_j,$$

удовлетворяющий условию

$$\sum_{j=1}^4 \alpha_j = 1.$$

Функциональные параметры, изменяемые в диапазоне $\{0-1\}$, характеризуют эффективность ЭПУД: η_1 – по минимуму потерь; η_2 – по максимуму импульса электродинамических сил; η_3 – по значению электродинамических сил при ограниченном перемещении якоря ΔZ_e ; η_4 – по максимуму кинетической энергии.

Стратегия нахождения минимума целевой функции ζ в поисковом пространстве заключается в совместном использовании глобального метода оптимизации, осуществляющего случайный поиск параметров ЭПУД в заданном пространстве, предотвращая попадание в локальный экстремум, и локального метода, стягивающего область параметров с глобальным экстремумом до минимальных размеров [11].

В качестве метода глобальной оптимизации использованы генетические алгоритмы, кото-

рые реализуют случайный поиск с централизованным управлением, используя отбор и генетические механизмы воспроизводства. По данному методу, оперируя совокупностью возможных решений, обрабатывается набор параметров, структурированный в виде цепочки конечной длины, а последующие поколения популяции решений генерируются с помощью генетических операторов отбора, кроссовера и мутации [12].

В качестве метода локальной оптимизации использован метод деформируемого многогранника [13]. По этому методу в пространстве параметров случайным образом иницируется популяция точек x_i вершины многогранника ($i = 1, \dots, n$), при этом каждая точка представляет собой вектор параметров $x = (x_1, \dots, x_n)$. Они отображаются на пространство целевой функции $\zeta(x)$, и на текущем шаге t определяются вершины с наибольшим и наименьшим значениями целевой функции. Новая точка z^t формируется путём отражения вершины с максимальным значением целевой функции относительно центра масс всех остальных вершин. В новой точке вычисляется значение целевой функции и, в зависимости от сравнения полученного значения с минимальной целевой функцией в вершине, многогранник деформируется относительно своего исходного состояния. Поскольку процедура деформации многократно повторяется, то многогранник адаптируется к локальному рельефу целевой функции и сжимается, обеспечивая сходимость алгоритма в локальном минимуме. На рис. 1 показан расчётный алгоритм выбора параметров ЭПУД.

В качестве источника энергии использована батарея низковольтных электролитических конденсаторов, обладающих высокими удельными показателями, что обусловило схему возбуждения индуктора (тиристорное возбуждение с обратным шунтирующим диодом), формирующую аperiodический (полярный) импульс тока.

На рис. 2,а представлены рассчитанные механические характеристики ЭПУД для различных рабочих циклов: при отсутствии зазора ($Z_e = 0$) между бойком и объектом деформирования в начальном положении (жирные линии), при наличии небольшого ($Z_e = 5$ мм) зазора (тонкие линии), при отсутствии ($Z_e = \infty$) взаимодействия между бойком и объектом деформирования (линии с круглыми метками). Как следует из полученных зависимостей, ха-

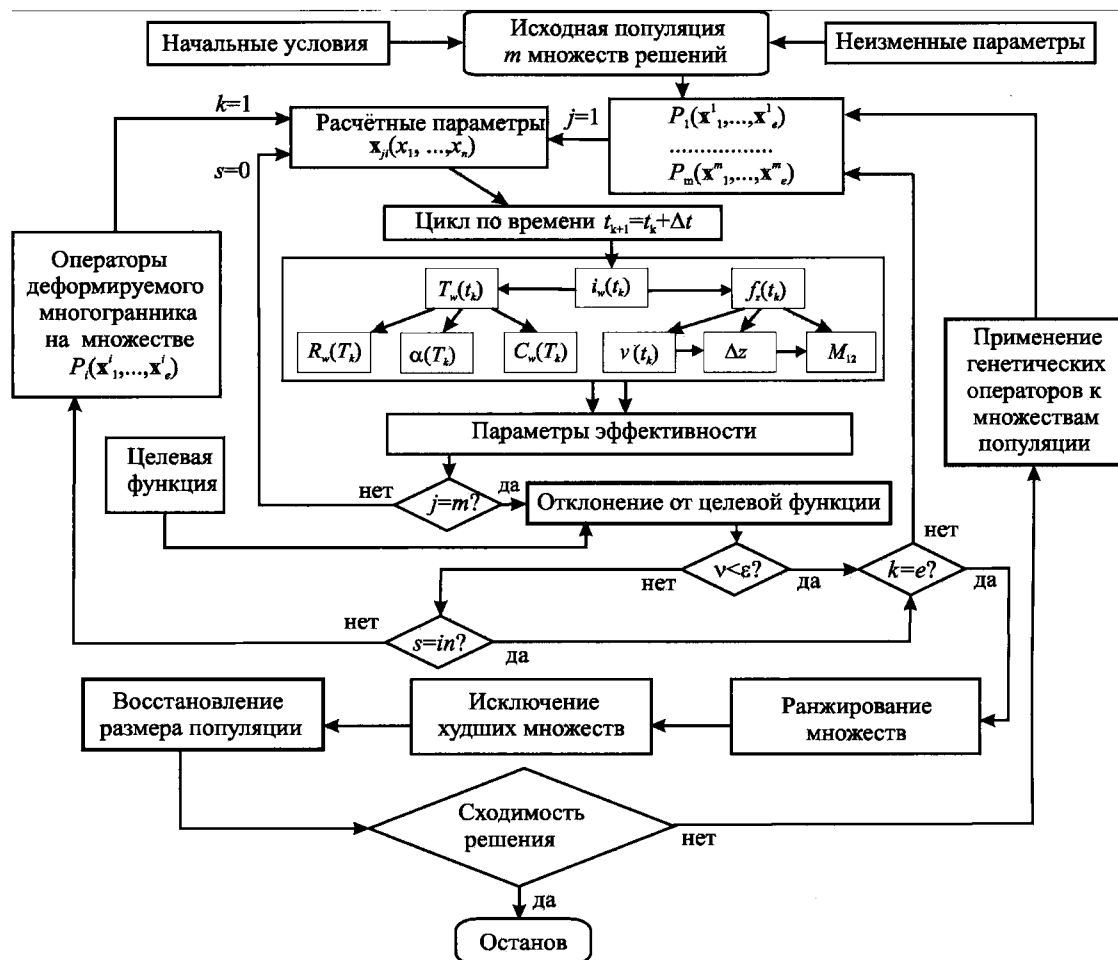


Рис. 1. Расчётный алгоритм выбора параметров ЭПУД

рактически процессы ЭПУД претерпевают существенные изменения в зависимости от последовательности и изменения характера силовых импульсов, обеспечивающих циклическое ударное пробивание объекта деформирования.

Интегральные электродинамические силы, действующие на якорь в целом, пространственно существенно неравномерны. На рис. 2,б показано распределение аксиальной составляющей локальных сил f'_z , действующих на круглый якорь с наружным радиусом r_{ex} в раз-

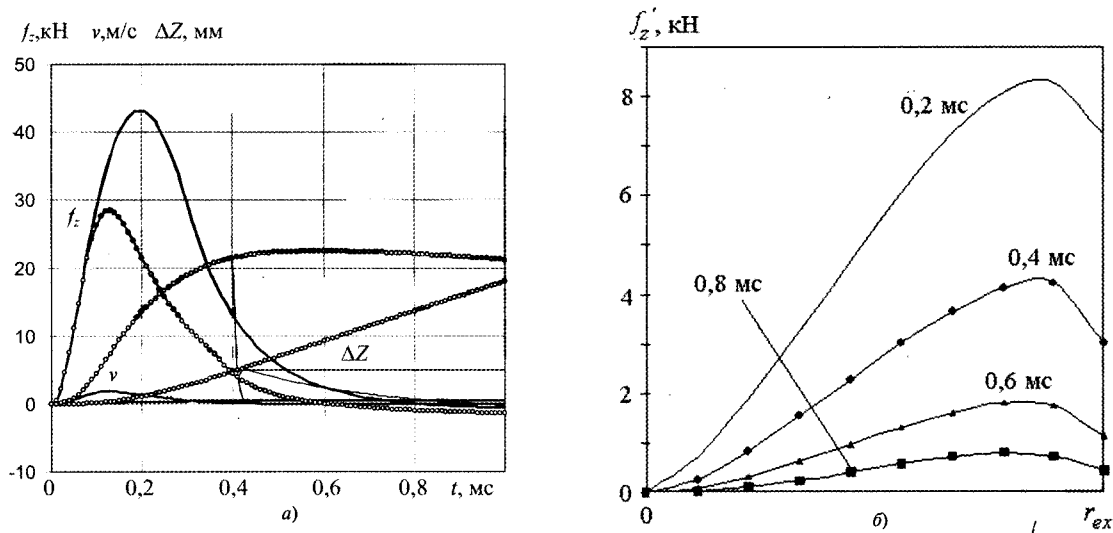


Рис. 2. Временные зависимости механических параметров (а) и пространственное распределение аксиальной составляющей локальных электродинамических сил в якоре (б)

личные моменты времени при начальном зазоре $Z_e = 0$. Наблюдается существенная неравномерность распределения локальных сил f'_z по поверхности якоря: наименьшая в центре, а максимальная — вблизи наружной поверхности. Аксиальные локальные силы f'_z значительно превосходят радиальные f'_r . Такое соотношение аксиальных и радиальных локальных сил объясняется характером распределения результирующего магнитного поля в активной зоне ЭПУД, поскольку в зазоре между обмоткой индуктора и якорем магнитное поле в основном имеет радиальное направление.

Таким образом, в рассматриваемом ЭПУД наблюдается сложная пространственно-временная картина распределения интегральных и локальных электродинамических сил, действующих на ускоряемый якорь, обусловленная возбуждаемым в индукторе и индуцированным в якоре токами.

Экспериментальные исследования

Для проверки основных расчётных соотношений были проведены экспериментальные исследования на установке, имеющей неподвижный индуктор I , содержащий обмотку возбуждения, размещённую в неметаллическом каркасе, который прикреплен к неметаллической опорной пластине 2 (рис. 3). К медному якору 3 прямоугольной формы присоединена ударная пластина 4 из нержавеющей стали, которая воздействует на вертикально установленный боек 5 , совершающий удары по верхней стальной плите 6 . Ударная пластина 4 выполнена с отогнутыми вверх направляющими

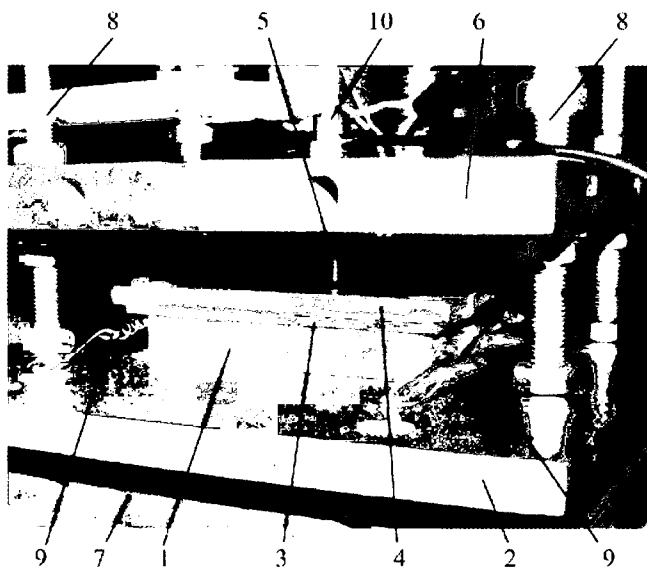


Рис. 3. Установка для экспериментальных исследований ЭПУД

рёбрами. Опорная пластина 2 прикреплена к нижней стальной плите 7 . Плиты 6 и 7 соединены между собой посредством регулируемых опор 8 , что позволяет изменять расстояние Z_e между бойком и плитой 6 . Пружины 9 обеспечивают заданную силу противодействия движению и осуществляют возврат якоря 3 с ударной пластиной 4 в исходное положение до тесного контакта с индуктором 1 по окончании рабочего цикла при любом пространственном положении якоря.

На плите 6 , ограничивающей движение бойка 5 , сверху установлен пьезоэлектрический виброизмерительный преобразователь 10 , который преобразует механические колебания, возникающие при ударе бойка, в электрические сигналы, передавая их в измеритель шума и вибрации ВШВ-003. Последний преобразует электрические сигналы в виброускорения α_f и виброскорости v_f . Экспериментальная установка позволяет измерять ток в индукторе и вибрацию плиты 6 при помощи двухканального электронного осциллографа RIGOL DS 522M.

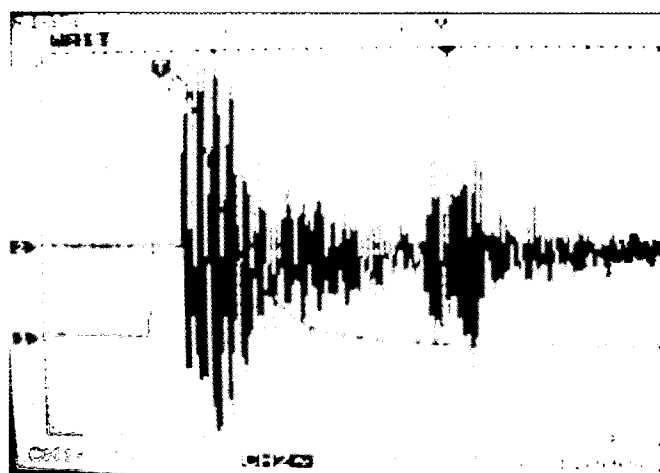
В экспериментальных исследованиях использовались электролитические конденсаторы НЛ с предельным напряжением $U_0 = 450$ В и ёмкостями $C=150$ и 330 мкФ. Конденсаторы комплектовались в батареи ёмкостью $C=6 \times 330 = 1980$ мкФ; $C=19 \times 150 = 2850$ мкФ; $C=6 \times 330 + 19 \times 150 = 4830$ мкФ и $C=20 \times 330 = 6600$ мкФ.

На рис. 4 представлены осциллограммы тока в индукторе i_1 и виброускорения α_f при использовании ёмкостного накопителя с параметрами $C=4830$ мкФ, $U_0 = 300$ В и различных расстояниях от бойка до верхней плиты Z_e . Как видно, вибрации возникают в плите с некоторым запаздыванием $t_{\text{зап}0}$ по отношению к моменту возникновения тока в индукторе, даже при отсутствии хода якоря. При увеличении Z_e возрастает и интервал запаздывания $t_{\text{зап}}$, необходимый для соударения с верхней плитой. При заданном расстоянии до пластины Z_e можно легко вычислить среднюю скорость якоря на рассматриваемом участке движения:

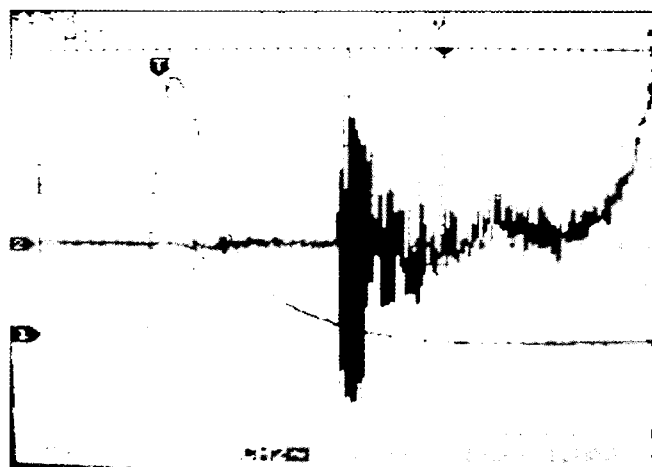
$$v_{\text{ср}} = Z_e (t_{\text{зап}} - t_{\text{зап}0})^{-1}.$$

Таким, образом, при экспериментальных исследованиях определялись:

- форма и амплитудное значение тока индуктора i_{1m} ;
- длительность фронта импульса тока $t_{\text{фр}}$;



а)



б)

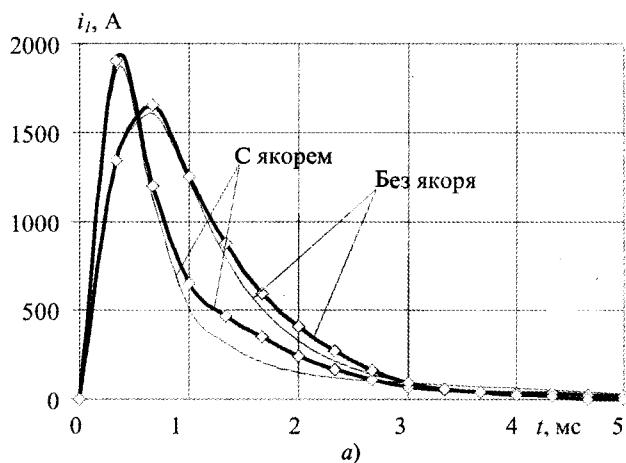
Рис. 4. Осциллограммы тока в индукторе (канал CH1) и виброускорения (канал CH2) при: а – $Z_e = 0$ мм; б – $Z_e = 10$ мм

- полная длительность импульса тока $t_{имп}$;
- средняя скорость якоря с ИЭ $v_{ср}$;
- мгновенная сила $f_z(t)$ удара бойка по верхней стальной плите, пропорциональная виброускорению $a_f(t)$;

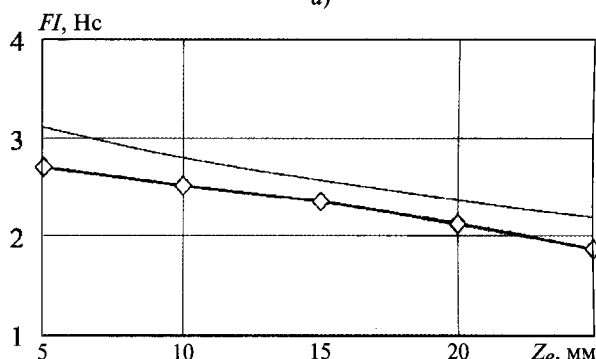
– импульс силы $FI = \int f_z(t)dt$, пропорциональный виброускорению $v_f(t)$.

При проведении экспериментальных исследований варьировались: ёмкость C от 1980 до 6600 мкФ, зарядное напряжение батареи конденсаторов U_0 от 100 до 450 В, ход якоря Z_e от 0 до 30 см. На рис. 5,а показаны формы импульсов тока в индукторе i_1 при наличии и отсутствии якоря при возбуждении от ёмкостного накопителя с параметрами: $C=2850$ мкФ, $U_0=400$ В. Якорь, магнитно взаимодействующий с индуктором, обуславливает увеличение амплитуды тока I_{1max} , уменьшая длительность фронта импульса $t_{фр}$ и ускоряя его затухание.

Измеренные значения средней скорости якоря с ИЭ $v_{ср}$ при различных значениях Z_e



а)



б)

Рис. 5. Формы токов в индукторе (а) и значения импульса силы в зависимости от перемещения якоря (б): – расчёт; – эксперимент

на 8–15% ниже расчётных, что можно объяснить неучётом всех противодействующих сил. Аналогичные зависимости проявляются между расчётными и экспериментальными значениями импульса силы FI (рис. 5,б), полученными при $C=2850$ мкФ, $U_0=400$ В. Таким образом, наибольшие значения импульса силы FI возникают при заторможенном якоря, снижаясь практически линейно с увеличением его хода Z_e .

В целом, между расчётными и экспериментальными данными имеется удовлетворительное соответствие, что свидетельствует об адекватности расчётной модели.

Конструкция ЭПУД

На базе проведённых исследований был изготовлен автономный ЭПУД с ограниченными массогабаритными параметрами и повышенной эффективностью работы, предназначенный для защиты информации на компьютере от несанкционированного доступа путём деформирования (пробивания) винчестера [14].

Функциональная схема ЭПУД (рис. 6) содержит: зарядное устройство ЗУ, аккумулятор А, преобразователь ПР, обеспечивающий на

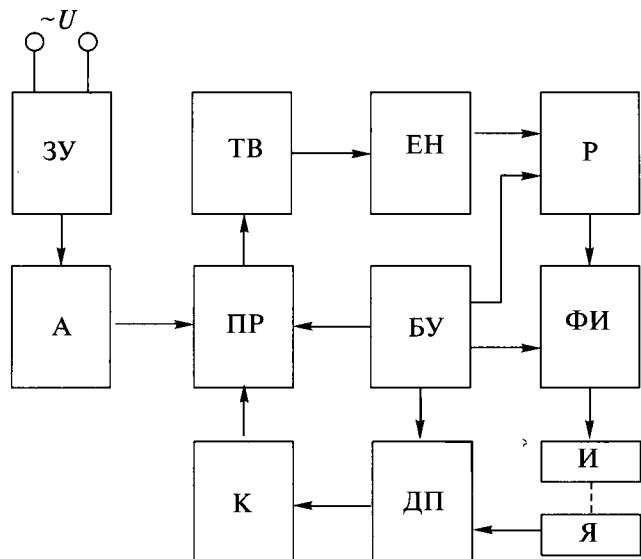


Рис. 6. Функциональная схема ЭПУД

выходе ток высокой частоты, трансформаторно-выпрямительный блок ТВ, обеспечивающий повышение напряжения переменного сигнала и его выпрямление, ёмкостной накопитель ЕН, разрядник Р, датчик положения ДП, регистрирующий перемещение якоря с бойком, коммутатор К, формирователь импульсов тока ФИ, неподвижный индуктор И и ускоряемый якорь Я. Блок управления БУ обеспечивает запуск преобразователя, задает значение напряжения и форму разрядного тока в индукторе. После подачи управляющего импульса осуществляется заряд ёмкостного накопителя ЕН и при достижении определённого напряжения срабатывает разрядник Р, осуществляя импульсное возбуждение индуктора И. Перемещение якоря Я с бойком при прямом ходе осуществляется под действием ЭДУ, действующего со стороны индуктора И, а при обратном ходе — под действием возвратной пружины. Такой цикл повторяется до проникновения бойка в винчестер на глубину, задаваемую датчиком положения ДП.

Конструктивно ЭПУД состоит из двух блоков: электронного и силового, соединённых между собой силовыми и сигнальными проводами.

Массогабаритные и электромагнитные параметры ЭПУД

Размеры силового блока, мм ³	185×112×100
Размеры электронного блока, мм	225×119×54
Масса силового блока, кг.	2,2
Масса электронного блока, кг.	1,4
Диаметр бойка, мм.	5
Длина рабочего хода бойка, мм	15
Мощность в импульсе, кВт	10

Энергия удара, Дж	30
Максимальная скорость якоря, м/с	13,6
Число ударов в мин	20
Питание от аккумулятора с напряжением, В.	12
Режим работы	Повторно-кратковременный, ПВ=0,005
Рабочее положение	Произвольное

В состав электронного блока входят: зарядное устройство для аккумулятора с напряжением 12 В, преобразователь постоянного напряжения, обеспечивающий напряжение 450 В для ёмкостного накопителя, батарея из 20 конденсаторов *НУ* ёмкостью 150 мкФ; разрядник, обеспечивающий разряд ёмкостного накопителя на индуктор при напряжении 430 В. В состав силового блока входят: защитный кожух, оптический датчик положения бойка, каркас, возвратные пружины с перекрёстными тягами, индуктор, якорь с силовой пластиной, боек и защищаемый винчестер.

Как установлено в процессе многочисленных испытаний, пробивание винчестера бойком происходит, как правило, после 1-го удара, на что необходимо 3 с после подачи запускающего импульса. В случае использования винчестера с особо прочным корпусом ЭПУД возбуждает серию последовательных силовых импульсов для проникновения бойка на заданную глубину. При этом для возбуждения двух импульсов необходимо 7 с, для трёх — 10 с и т.д. Отметим, что за три импульса пробивался винчестер с самым прочным корпусом.

Выводы

1. Разработан алгоритм выбора параметров ЭПУД, обеспечивающего возвратно-поступательное движение якоря, ход и характер перемещения которого изменяется для каждого последующего рабочего цикла. Выбор параметров основан на совместном использовании генетических алгоритмов, осуществляющих случайный поиск параметров в заданном пространстве, и метода деформируемого многогранника, стягивающего область параметров с глобальным экстремумом до минимальных размеров.

2. Установлено пространственно-временное распределение интегральных и локальных электродинамических сил, действующих на ускоряемый якорь.

3. Проведены экспериментальные исследования ЭПУД, при которых измерялись форма и параметры импульса тока индуктора, средняя скорость якоря, мгновенное значение и

импульс силы удара бойка по массивной стальной плите. Экспериментальные исследования подтвердили достоверность расчётной методики.

4. Изготовлен и испытан автономный ЭПУД с ограниченными массогабаритными параметрами и повышенной эффективностью работы.

Список литературы

1. Гурин А.Г., Набока Б.Г., Гладченко В.Я. Волновые явления в электродинамических излучателях и формирование сложных гидроакустических сигналов // Техническая электродинамика. 2001. № 2. С. 3–6.

2. Тюткин В.А. Магнитно-импульсный способ разрушения сводов и очистки технологического оборудования от налипших материалов // Электротехника. 2002. № 11. С. 24–28.

3. Карпунин В.Ф. Особенности схемы встречного метания заготовок при магнитно-импульсной сварке // Труды междунауч. техн. конф. «Магнитно-импульсная обработка материалов. Пути совершенствования и развития». Самара: Изд. учеб. лит. 2007. С. 99–103.

4. Стрижаков Е.Л., Хахин Н.А., Бацемакин Д.С. Автоматизированная установка для магнитно-импульсной сварки // Автоматическая сварка. 2004. № 2. С. 53–55.

5. Татмышевский К.В., Семенович М.Л., Козлов С.А. Магнитно-импульсные металургические установки для проведения ударных испытаний взрывательных устройств боеприпасов и средств бронезащиты // Известия РАН. 2005. №4. С. 22–31.

6. Balicki A., Zabar Z., Birenbaum L. et al. Improved performance of linear induction launchers // IEEE Trans. on Magnetics. 2005. Vol.41, №1. P.171–175.

7. He J.L., Zabar Z., Levi E. et al. Transient performance of linear induction launchers // IEEE Trans. on Magnetics. 1991. Vol. 27, № 1. P. 585–590.

8. Болюх В.Ф., Марков А.М., Лучук В.Ф., Щукин И.С. Теоретические и экспериментальные исследования индукционно-динамического двигателя, возбуждаемого от полярного емкостного накопителя // Техническая электродинамика. Проблемы современной электротехники. 2006. Ч. 2. С. 65–70.

9. Васьковский Ю.Н. Автоматизированный синтез параметров индукционно-динамического двигателя // Техническая электродинамика. 1988. № 3. С. 61–67.

10. Alotto P.G., Eranda C., Brandstatter B. et al. Stochastic algorithms in electromagnetic optimization // IEEE Trans. on Magnetics. 1998. Vol. 34, №5. P. 3674–3684.

11. Болюх В.Ф., Лысенко Л.И., Болюх Е.Г. Выбор и анализ параметров высокоэффективных электромеханических импульсных преобразователей индукционного типа // Электротехника. 2004. № 12. С. 2–10.

12. Lysenko L.I., Omelyanenko V.I., Sergeev S.A. Parallel genetic algorithm and its application to linear synchronous motor optimization // International Journal of Applied Electromagnetics and Mechanics. 1998. Vol.9, №3. P. 303–314.

13. Голоскоков Е.Г., Северин В.П. Модификация метода деформируемого многогранника для оптимизации иерархической последовательности критериев // Техническая кибернетика и ее приложения. Харьков: Выща школа. 1986. С. 27–30.

14. Пат. РФ 2305329, МКИ G11B 5/024. Способ защиты информации и устройство для его осуществления / В.Ф.Болюх, А.М.Марков, В.Ф.Лучук, И.С.Щукин. // Бюл. 2007. № 24.

Болюх Владимир Федорович – профессор кафедры общей электротехники Национального технического университета «Харьковский политехнический институт» (НТУ «ХПИ»), доктор техн. наук, проф. Окончил физико-технический факультет ХПИ по специальности «Криогенная техника» в 1979 г. Защитил докторскую диссертацию в НТУ «ХПИ» по теме «Научно-технические основы создания электромеханических импульсных преобразователей индукционного типа с криореистивными обмотками» в 2003 г.

Лучук Владимир Феодосиевич – старший научный сотрудник кафедры электрических машин НТУ «ХПИ», канд. техн. наук. Окончил электромашиностроительный факультет ХПИ по специальности «Промышленная электроника» в 1974 г. Защитил диссертацию в ХПИ по теме «Эксплуатационная диагностика подшипниковых узлов маломощных асинхронных двигателей» в 1983 г.

Рассоха Максим Алексеевич – аспирант кафедры общей электротехники НТУ «ХПИ», магистр. Окончил факультет интегрированных технологий НТУ «ХПИ» в 2008 г.

Щукин Игорь Сергеевич – доцент кафедры электрических машин НТУ «ХПИ», канд. техн. наук. Окончил физико-технический факультет ХПИ по специальности «Инженерная электрофизика» в 1984 г. Защитил диссертацию в ХПИ по теме «Моделирование и исследование тепловых процессов в двигателях постоянного тока для привода механизма подачи угольных комбайнов при детерминированных и случайных режимах работы» в 1990 г.

Рациональный выбор коэффициентов формы характеристического полинома электромеханических систем 5- и 6-го порядка

БУРГИН Б.Ш.

Предлагается использовать метод двойных соотношений для определения коэффициентов формы при выполнении достаточных условий устойчивости систем 5- и 6-го порядка. Представлены результаты расчёта новых коэффициентов формы.

Ключевые слова: электропривод, электромеханическая система.

Выбор коэффициентов формы характеристического уравнения для получения большего быстродействия и обеспечения желаемых показателей качества переходных процессов неизменно привлекает внимание специалистов по автоматическому управлению в электротехнических системах. При этом обычно используются известные стандартные варианты распределения корней характеристического полинома [1, параграф 12,4]. Эти оценки влияния коэффициентов формы на качество переходного процесса справедливы при отсутствии нулей в передаточной функции.

Именно такая ситуация имеет место при синтезе динамических электромеханических систем (ДЭМС) стабилизации скорости с комбинированным регулятором и безынерционным преобразователем (система 5-го порядка) и с инерционным преобразователем (система 6-го порядка), когда передаточная функция основной регулируемой координаты — угловой скорости второй инерционной массы относительно задающего сигнала не содержит нулей [2,3].

В [4] предложено для характеристического полинома

$$F(x) = a_n x^n + a_{n-1} x^{n-1} + \dots + a_0$$

использовать совокупность параметров

$$\delta_i = \frac{a_i^2}{a_{i-1} a_{i+1}}; \quad i = 1, 2, \dots, n-1$$

и по четырём параметрам

$$\delta_1 = \frac{a_1^2}{a_0 a_2}; \quad \delta_2 = \frac{a_2^2}{a_1 a_3}; \quad \delta_3 = \frac{a_3^2}{a_2 a_4}; \quad z^* = \frac{a_1}{a_0}$$

The method of double ratios to be used for determining the form-factor when sufficient conditions for stability of five- and sixth- order system are satisfied. The results of the calculation of the new form-factor are presented.

Key words: electrical drive, electromechanical system.

с приемлемой точностью судить о показателях качества системы любого порядка $n \geq 4$, при этом система должна удовлетворять достаточным условиям устойчивости, которые для $n \geq 5$ заключаются в выполнении неравенства

$$\delta_i \geq 1,465, \quad i = 1, 2, \dots, n-1.$$

Параметры $\delta_1, \delta_2, \delta_3$ определяют только форму переходного процесса (перерегулирование и колебательность), а быстродействие определяется параметром z^* , причём чем меньше z^* , тем выше быстродействие.

Предложенная в [4] объединённая диаграмма показателей качества позволяет анализировать показатели качества линейных систем любого порядка без нулей в числителе передаточной функции, т.е. может служить лишь для анализа конкретных спроектированных систем при известных коэффициентах формы, по которым и определялись $\delta_1, \delta_2, \delta_3$ и z^* .

В [4] отмечено также, что при меньших значениях коэффициентов формы обеспечивается большее быстродействие, чем при известных стандартных вариантах распределения корней характеристического уравнения.

Следовательно, стремясь сохранить выбранную форму переходной функции, соответствующую избранному варианту распределения корней, желательно получить возможно меньшие значения коэффициентов формы, обеспечивающие неизменность величин $\delta_1, \delta_2, \delta_3$.

При использовании достаточных условий устойчивости реальна постановка обратной задачи: определение коэффициентов формы нормированного характеристического уравнения по заданным значениям $\delta_1, \delta_2, \delta_3$ [2,3,5].

В [2,3] для характеристического уравнения 6-го порядка

$$p_*^6 + A_1 \Omega_0 p_*^5 + A_2 \Omega_0^2 p_*^4 + A_3 \Omega_0^3 p_*^3 + A_4 \Omega_0^4 p_*^2 + A_5 \Omega_0^5 p_* + \Omega_0^6 = 0,$$

где $p_* = Bp$; $\delta_1 = \frac{A_2^2}{A_4}$; $\delta_2 = \frac{A_4^2}{A_3 A_5}$; $\delta_3 = \frac{A_3^2}{A_2 A_4}$;
 $z^* = \frac{A_5}{\Omega_0}$.

Следовательно, параметры $\delta_1, \delta_2, \delta_3$ зависят только от A_2, A_3, A_4, A_5 и не зависят от A_1 .

Достаточные условия устойчивости в этом случае:

$$\delta_4 = \frac{A_2^2}{A_1 A_3} \geq 1,465; \delta_5 = \frac{A_1^2}{A_2} \geq 1,465,$$

откуда следует

$$A_{1 \max} = \frac{A_2^2}{1,465 A_3} = 0,683 \frac{A_2^2}{A_3}; A_{1 \min} = 1,21 \sqrt{A_2}.$$

При вариации A_1 в диапазоне от $A_{1 \min}$ до $A_{1 \max}$ перерегулирование и колебательность практически не зависят от значения A_1 , а использование цифрового моделирования позволяет ещё больше расширить диапазон значений A_1 при несущественном и приемлемом изменении формы переходной функции.

Подобное исследование выполнено и для характеристического уравнения 5-го порядка [2,5]:

$$p_*^5 + A_1 \Omega_0 p_*^4 + A_2 \Omega_0^2 p_*^3 + A_3 \Omega_0^3 p_*^2 + A_4 \Omega_0^4 p_* + \Omega_0^5 = 0,$$

где $p_* = Bp$; $\delta_1 = \frac{A_4^2}{A_3}$; $\delta_2 = \frac{A_3^2}{A_2 A_4}$; $\delta_3 = \frac{A_2^2}{A_1 A_3}$;
 $z^* = \frac{A_4}{\Omega_0}$.

Соответственно определён и диапазон возможных значений A_1 , обеспечивающий приемлемую форму переходного процесса, а также определены новые наборы значений коэффициентов формы системы 5-го порядка [2,5].

Следует заметить, что использование двойных соотношений

$$\delta_i = \frac{a_i^2}{a_{i-1} a_{i+1}}$$

было предложено ещё раньше – в [6–8], где рассмотрен ряд конкретных комбинаций δ_i , причём

за основу приняты комбинации из равных значений этих параметров. Вопросы быстродействия при этом не рассматривались, а переходные функции построены только для ряда предложенных конкретных комбинаций «круглых» числовых значений δ_i и в относительном времени.

Новые возможности выбора коэффициентов формы характеристического полинома 5- и 6-го порядка появляются в связи с представлением этих коэффициентов как функции только двойных соотношений [9,10].

Для системы 5-го порядка [9]

$$A_1 = \delta_1^{0,2} \delta_2^{0,4} \delta_3^{0,6} \delta_4^{0,8}; A_2 = \delta_1^{0,4} \delta_2^{0,8} \delta_3^{1,2} \delta_4^{0,6};$$

$$A_3 = \delta_1^{0,6} \delta_2^{1,2} \delta_3^{0,8} \delta_4^{0,4}; A_4 = \delta_1^{0,8} \delta_2^{0,6} \delta_3^{0,4} \delta_4^{0,2},$$

где

$$\delta_1 = \frac{A_4^2}{A_3}; \delta_2 = \frac{A_3^2}{A_2 A_4}; \delta_3 = \frac{A_2^2}{A_1 A_3}; \delta_4 = \frac{A_1^2}{A_2}.$$

Для системы 6-го порядка [10]

$$A_1 = (\delta_1^{0,5} \delta_2^{1,5} \delta_3^2 \delta_4^{2,5} \delta_5^5)^{1/3};$$

$$A_2 = \delta_1^{1/3} \delta_2^{2/3} \delta_3 \delta_4^{4/3} \delta_5^{2/3};$$

$$A_3 = \delta_1^{0,5} \delta_2^{1,5} \delta_3 \delta_4 \delta_5^0,5;$$

$$A_4 = \delta_1^{2/3} \delta_2^{4/3} \delta_3 \delta_4^{2/3} \delta_5^{1/3};$$

$$A_5 = \delta_1^{5/6} \delta_2^{2/3} \delta_3^{0,5} \delta_4^{1/3} \delta_5^{1/6},$$

где

$$\delta_1 = \frac{A_5^2}{A_4}; \delta_2 = \frac{A_4^2}{A_3 A_5}; \delta_3 = \frac{A_3^2}{A_2 A_4}; \delta_4 = \frac{A_2^2}{A_1 A_3};$$

$$\delta_5 = \frac{A_1^2}{A_2}.$$

Определив для избранного исходного варианта распределения корней $\delta_1, \delta_2, \delta_3$, можно получить меньшие значения коэффициентов формы, задав для системы 5-го порядка $\delta_4 = 1,465$, а для системы 6-го порядка $\delta_4 = \delta_5 = 1,465$, а также рассчитать по приведённым формулам новые значения коэффициентов формы:

– для системы 5-го порядка $A_1^*, A_2^*, A_3^*, A_4^*$;

– для системы 6-го порядка $A_1^*, A_2^*, A_3^*, A_4^*,$

A_5^* .

В качестве исходных вариантов рассматриваются:

- 1 – биномиальное распределение корней;
- 2 – кратные комплексные корни;

$$3 - \min \int_0^{\infty} t|e(t)|dt;$$

4 – «оптимальный случай».

Переходные характеристики, соответствующие этим вариантам, имеют весьма малое или равное нулю перерегулирование. Этими же свойствами будут обладать и переходные характеристики с новыми коэффициентами формы.

Для системы 5-го порядка результаты расчётов сведены в табл. 1, 2, для системы 6-го порядка – в табл. 3, 4.

ходного процесса. Вариант 4 с уменьшением δ_4 не рассматривался, так как в исходном варианте этот параметр меньше 1,465 (система 5-го порядка), а в системе 6-го порядка $\delta_3 < 1,465$.

Используя цифровое моделирование, можно получить ещё меньшие значения новых коэффициентов формы, если не ограничиваться достаточными условиями устойчивости и, не нарушая необходимые условия устойчивости, принять $\delta_4 < 1,465$ в системе 5-го порядка и $\delta_5 < 1,465$ в системе 6-го порядка. Так, при биномиальном распределении корней характери-

Таблица 1

Вариант	A_1	A_2	A_3	A_4	$\sigma, \%$	δ_1	δ_2	δ_3	δ_4
1	5,0	10,00	10,00	5,00	0	2,5000	2,0000	2,0000	2,5000
2	4,0	7,25	7,25	4,00	1,8	2,2069	1,8125	1,8125	2,2069
3	2,8	5,00	5,50	3,40	2,1	2,1018	1,7794	1,6234	1,5680
4	2,5	5,30	5,46	3,64	0	2,3270	1,5450	2,0580	1,1792

Таблица 2

Вариант	δ_1	δ_2	δ_3	δ_4	A_1^*	A_2^*	A_3^*	A_4^*
1*	2,5000	2,0000	2,0000	1,465	3,2605	7,2567	8,0753	4,4921
2*	2,2069	1,8125	1,8125	1,465	2,8821	5,6699	6,1540	3,6853
3*	2,1018	1,7794	1,6234	1,465	2,6590	4,8004	5,3525	3,3541

Таблица 3

Вариант	A_1	A_2	A_3	A_4	A_5	δ_1	δ_2	δ_3	δ_4	δ_5
1	6,00	15,00	20,000	15,00	6,00	2,4000	1,8750	1,7778	1,8750	2,4000
2	4,50	9,25	12,375	9,25	4,50	2,1892	1,5365	1,7898	1,5365	2,1892
3	3,25	6,60	8,600	7,45	3,95	2,0943	1,6339	1,5042	1,5585	1,6004
4	3,73	8,00	10,000	8,56	4,18	2,0412	1,7530	1,4603	1,7158	1,7391

Таблица 4

Вариант	δ_1	δ_2	δ_3	δ_4	δ_5	A_1^*	A_2^*	A_3^*	A_4^*	A_5^*
1*	2,4000	1,8750	1,7778	1,465	1,465	3,3734	7,7678	12,209	10,794	5,0900
2*	2,1892	1,5365	1,7898	1,465	1,465	3,1192	6,6414	9,6524	7,8379	4,1423
3*	2,0943	1,6339	1,5042	1,465	1,465	2,8972	5,7297	7,7346	6,9414	3,8128

Приведённые в таблицах результаты можно представить и графически (рис. 1, 2).

Цифровое моделирование подтвердило возможность использования новых коэффициентов формы: переходные функции подобны исходным вариантам при меньших значениях коэффициентов и при уменьшении времени пере-

стического уравнения 5-го порядка форма переходной функции остаётся практически неизменной, если принять $\delta_4 = 0,9$. Этому значению δ_4 соответствуют коэффициенты формы (вариант 1**):

$$A_1^{**} = 2,208; A_2^{**} = 5,4173; A_3^{**} = 6,6454; A_4^{**} = 4,076$$

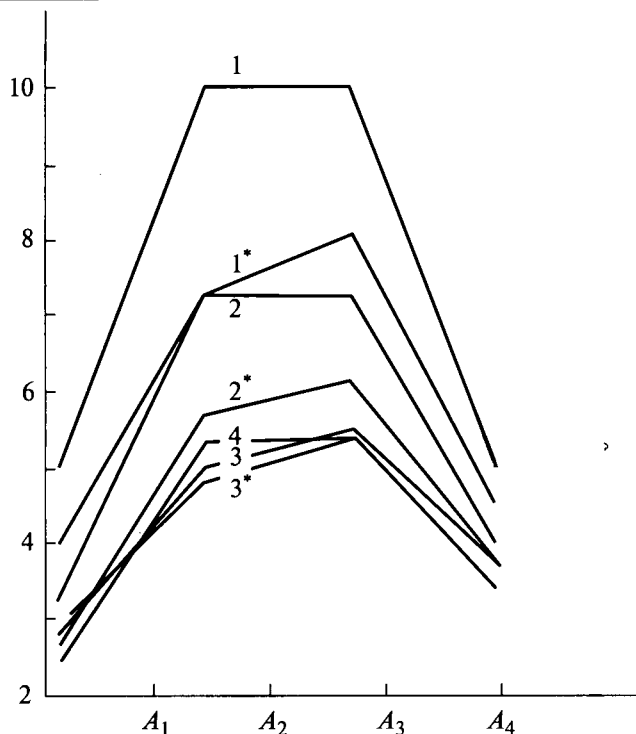


Рис. 1. Система 5-го порядка

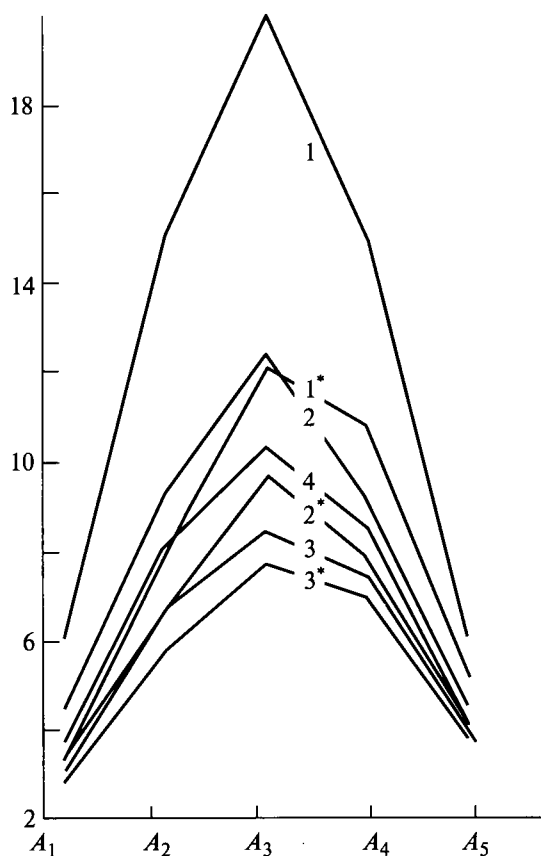


Рис. 2. Система 6-го порядка

На рис. 3 приведены переходные функции для вариантов 1 и 1** системы 5-го порядка

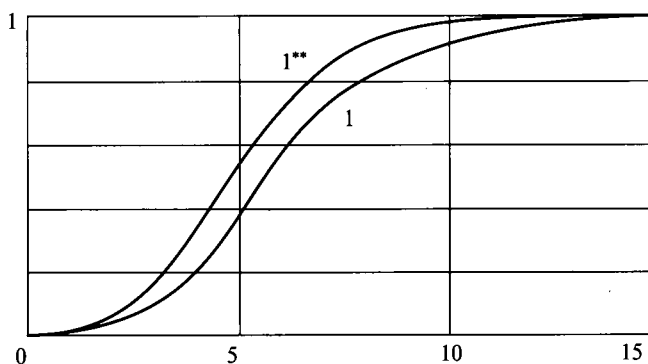


Рис. 3. Система 5-го порядка

при $\Omega_0 = 1$. Практически процессы 1** и 1 мало отличаются по форме, но время регулирования для 1** меньше.

Выводы

1. Использование двойных соотношений позволяет сделать рациональный выбор коэффициентов формы характеристического полинома.

2. Цифровое моделирование подтвердило сохранение формы переходных функций, соответствующих исходным распределениям корней, причём значения коэффициентов формы существенно меньше по сравнению с аналогичными для вариантов 1 и 2 как для системы 5-го порядка, так и для системы 6-го порядка.

3. Если нет строгой необходимости в монотонности переходной функции, то можно рекомендовать использование любого из новых вариантов комбинации коэффициентов формы, но лучше использовать набор, соответствующий варианту 3*, обеспечивающий минимальное время переходного процесса, или вариант 1**.

4. Для синтеза систем 5-го порядка, если требуется отсутствие перерегулирования, т. е. монотонная переходная функция, целесообразно использовать вариант 1* или 4, а для систем 6-го порядка – вариант 1*.

Список литературы

1. Бесекерский В.А., Попов Е.П. Теория систем автоматического регулирования. М.: Наука. Главная редакция физ.-мат. литературы, 1975.
2. Бургин Б.Ш. Быстродействие динамических электромеханических систем стабилизации скорости с ограниченным числом измеряемых координат // Электричество.1991. №9. С. 37–42.
3. Бургин Б.Ш. Анализ и синтез двухмассовых электромеханических систем Новосибирск: НЭТИ, 1992.
4. Петров Б.Н., Соколов Н.И., Липатов А.В. и др. Системы автоматического управления объектами с переменными параметрами. Инженерные методы анализа и синтеза. М.:Машиностроение, 1986.

5. Бургин Б.Ш. Варианты нормированного характеристического уравнения двухмассовой электромеханической системы // Электричество. 1993. №8. С. 42–47.

6. P.Naslin. Dynamik linearer und nichtlinearer Systeme/ Mathematische Methoden zu ihrer Behandlung. / г. Oldenbourg Verlag, München – Wien, 1968. S. 293–305.

7. P.Naslin. Essentials of optimal control. London: Illife. 1968.

8. P.Naslin. Theorie de la commande et conduite optimale. Paris: Dunov, 1969.

9. Бургин Б.Ш. Выбор коэффициентов формы для двухмассовой электромеханической системы стабилизации скорости с комбинированным регулятором // Электричество. 2008. №10. С. 60–63.

10. Бургин Б.Ш. Выбор коэффициентов формы для двухмассовой электромеханической системы стабилизации скорости с инерционным преобразователем и комбинированным регулятором // Электричество. 2009. № 10. С. 62–68.

Бургин Борис Шимельевич – профессор кафедры «Электропривод и автоматизация промышленных установок» Новосибирского ГТУ, доктор техн. наук, проф. Окончил Ленинградский технологический институт в 1950 г. Защитил докторскую диссертацию по теме «Основы теории автоматизированного электропривода черпающего комплекса драг» в 1974 г. в Томском политехническом институте.

Расчёт релаксационной коэрцитивной силы ферромагнитного тела

САНДОМИРСКИЙ С.Г.

Разработана, экспериментально обоснована и проанализирована формула для расчёта релаксационной коэрцитивной силы ферромагнитного тела по его размагничивающему фактору, коэрцитивной силе, остаточной намагниченности и намагниченности насыщения материала.

Ключевые слова: ферромагнетик, намагничивание, расчёт, релаксационная коэрцитивная сила.

Релаксационная коэрцитивная сила H_r – величина, равная напряжённости магнитного поля, необходимого для приведения магнитного материала с остаточной намагниченностью в статически размагниченное состояние (рис. 1) [1]. В электротехнике большое значение знание H_r имеет при необходимости размагничивания ферромагнитных материалов и изделий из них. Применение постоянных размагничивающих полей с напряжённостью, отличной от H_r , приводит к недостаточной эффективности размагничивающих устройств и не допустимому уровню остаточной намагниченности материала.

Хотя H_r коррелирует с коэрцитивной силой H_c материала, считать $H_r \approx H_c$, как это предложено иногда делать в магнитном структурном анализе [2, 3], в электротехнике не приемлемо. С увеличением размагничивающего фактора N тела значение его H_c не изменяется, но происходит многократное увеличение релаксационной коэрцитивной силы тела H_{re} по сравнению с H_r и H_c (рис. 1) [3, 4]. Наблюдаемое у низколегированных и углероди-

A formula is elaborated, experimentally validated, and analyzed for computing the relaxation coercive force of ferromagnetic body based on the demagnetization coefficient, coercive force, saturation magnetization, and remanent magnetization material.

Key words: ferromagnetic, magnetization, calculation, relaxation coercive force.

стых сталей изменение характера зависимости H_{re} от температуры отпуска при увеличении N тела позволило использовать результаты измерения H_{re} для неразрушающего контроля [5].

Анализ известных формул для расчёта H_{re}

В [6] для расчёта H_{re} ферромагнитного тела разработана формула

$$H_{re} = H_c \sqrt{\left[\left(1 + \frac{NM_r}{H_c} \right) \operatorname{ctg} \frac{\pi K_{\Pi}}{2} \right]^2 + 1}, \quad (1)$$

где $K_{\Pi} = M_r / M_s \neq 0$ – коэффициент «прямоугольности» петли гистерезиса; M_s – намагниченность насыщения, M_r – остаточная намагниченность материала.

При разработке (1) в [6] для описания предельной петли гистерезиса ферромагнитного тела использована «арктангенсовая» аппроксимация. В [7–9] показана несостоятельность использованного в [6] подхода – форма петли гистерезиса ферромагнитного тела принципиально отличается от формы петли гистерезиса ферромагнитного материала, для которой ис-

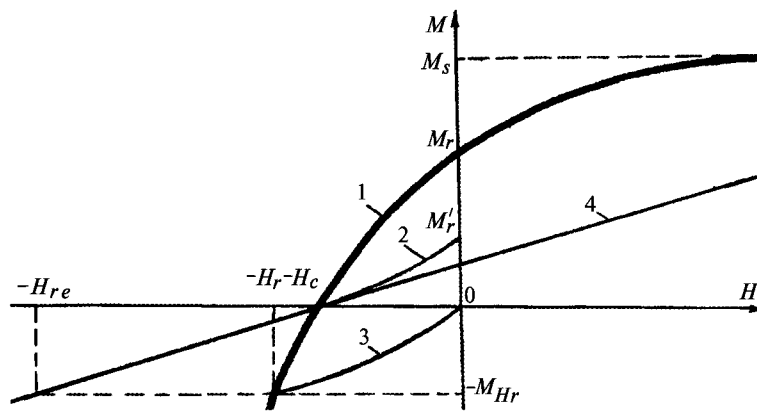


Рис. 1. Участок нисходящей ветви предельной петли гистерезиса ферромагнитного материала (1) и тела (4) и кривые возврата, соответствующие перемагничиванию материала полями, $-H_c$ (2) и $-H_r$ (3)

пользование «арктангенсовой» аппроксимации приемлемо. Поэтому полученные по предложенной в [6] методике формулы для реальных изделий и материалов приводят к результатам, отличающимся от экспериментальных данных на сотни процентов (тем больше, чем больше N тела и чем меньше K_{Π} материала). Это делает формулу (1) не пригодной для использования в практических расчётах H_{re} .

Для расчёта H_{re} из общих физических представлений предложена формула [2, 3]:

$$H_{re} = H_r + NM_{Hr}, \quad (2)$$

где M_{Hr} — намагниченность, соответствующая релаксационной коэрцитивной силе H_r (релаксационная намагниченность).

Для расчёта размагничивающего фактора N тел различной формы разработаны простые и точные формулы [10–12]. Но трудоёмкость измерения H_r и M_{Hr} с использованием стандартных методик измерения магнитных параметров [13, 14] и на образцах разомкнутой формы [15] приводит к тому, что H_r и M_{Hr} измерены экспериментально на ограниченном количестве материалов [2, 4, 16, 17] и не включены в число основных магнитных параметров сталей и чугунов (H_c , M_s , M_r), приведённых в справочной литературе практически для всех известных материалов [4, 17–20]. Это делает невозможным использование формулы (2) для расчёта H_{re} изделий из большинства известных сталей и чугунов.

Целью статьи является разработка физически и экспериментально обоснованной формулы для расчёта релаксационной коэрцитивной силы H_{re} ферромагнитного тела по его размагничивающему фактору N и основным магнитным параметрам материала (H_c , M_s и M_r).

Воспользуемся (рис. 1) подобием треугольников, катетами которых являются H_r , M_{Hr} и H_c , M_r' , из которого следует:

$$M_{Hr} = M_r' \frac{H_r}{H_c}, \quad (3)$$

где M_r' — остаточная намагниченность материала после намагничивания до насыщения, перемагничивания полем $-H_c$ и выключения этого поля.

Для расчёта H_r применим формулу, разработанную и обоснованную в [16]:

$$H_r = H_c \left[1 + \frac{\pi}{2} \frac{\frac{M_r'}{M_s}}{\operatorname{tg}\left(\frac{\pi}{2} K_{\Pi}\right)} \right]. \quad (4)$$

Воспользуемся также формулой (19) в [21] для зависимости остаточной намагниченности M_{Hr} по кривой возврата от напряженности H перемагничивающего поля (материал намагничен до насыщения M_s , затем перемагничен полем $H < 0$, после чего поле изменилось от H до 0). Во введённых обозначениях эта формула может быть записана в виде:

$$M_{Hr} = \frac{M_r}{\pi K_{\Pi}} \left\{ S + 2 \left[1 - \frac{S}{\pi} \right] \operatorname{arctg} \frac{H_c + H}{H_0} \right\}, \quad (5)$$

где $S = \operatorname{arctg} \frac{H_c - H}{H_0} - \operatorname{arctg} \frac{H_c}{H_0}$;

$$H_0 = H_c / \operatorname{tg}\left(\frac{\pi K_{\Pi}}{2}\right).$$

Правомерность использования формулы (5) для расчёта M_{Hr} обоснована в [21].

Из (5) при $H = -H_c$ получим для остаточной намагниченности M_r' материала после перемагничивания полем напряженностью $-H_c$:

$$M'_r = \frac{M_s}{\pi} F, \quad (6)$$

где

$$F = \arctg\left(2 \operatorname{tg} \frac{\pi K_{\Pi}}{2}\right) - \arctg\left(\operatorname{tg} \frac{\pi K_{\Pi}}{2}\right). \quad (7)$$

Подставив (6) в (4), получим формулу для расчёта релаксационной коэрцитивной силы H_r ферромагнитного материала:

$$H_r = H_c \left[1 + \frac{F}{2 \operatorname{tg} \left(\frac{\pi K_{\Pi}}{2} \right)} \right]. \quad (8)$$

В диапазоне изменения $0,2 \leq K_{\Pi} \leq 1,0$ зависимость (8) практически точно может быть интерполирована функцией

$$H_r \approx H_c [1 + 0,64(1 - K_{\Pi})^2]. \quad (9)$$

Подставив (8) и (6) в (3) получим, с учётом (7), формулу для расчёта релаксационной намагниченности M_{Hr} ферромагнитного материала:

$$M_{Hr} = M_r \frac{F}{\pi K_{\Pi}} \left[1 + \frac{F}{2 \operatorname{tg} \left(\frac{\pi K_{\Pi}}{2} \right)} \right]. \quad (10)$$

В практически важном для конструкционных ферромагнитных материалов диапазоне изменения $0,4 \leq K_{\Pi} \leq 1,0$ формула (10) может быть с достаточной для практики точностью интерполирована зависимостью

$$M_{Hr} \approx \frac{4}{3} M_r (1 - K_{\Pi})^2. \quad (11)$$

На рис. 2 результаты расчёта влияния K_{Π} материала на отношение M_{Hr} / M_r по формулам (10) и (11) сопоставлены с экспериментальными результатами для сталей 30, 45, 38ХГН, 40Х и 50ХНМ после различных режимов отпуска и закалки. Использованы все 83 результата измерения M_{Hr} из табл. 1.1; 3.1; 21.1; 21.2; 26.2 и 35.2 справочника [17]. Для расчёта M_{Hr} по (10) и (11) использованы справочные данные о значениях M_r и M_s этих сталей, приведённые в тех же таблицах. По диапазону изменения магнитных параметров $0,5 \leq M_r / M_s \leq 0,8$ использованные при сопоставлении расчёта и эксперимента материалы охватывают практически весь возможный диа-

пазон их изменения для конструкционных сталей и чугунов.

Представленные на рис. 2 результаты показывают, что формула (10) и особенно интерполирующая её формула (11) с достаточной для практики точностью описывают все достоверно известные экспериментальные результаты. Определённый статистический разброс экспериментальных данных находится практически в пределах неизбежных погрешностей измерения магнитных параметров материалов, особенно параметра M_{Hr} .

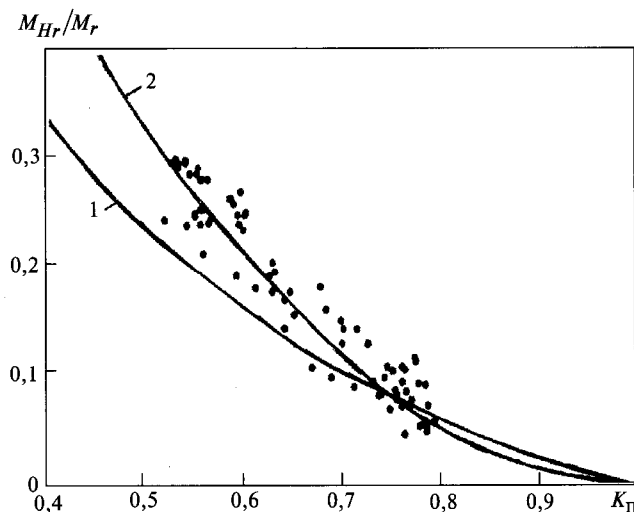


Рис. 2. Зависимость отношения M_{Hr} / M_r ферромагнитного материала от коэффициента $K_{\Pi} = M_r / M_s$ прямоугольности предельной петли гистерезиса: 1 – расчёт по (10); 2 – расчёт по интерполирующей формуле (11); • – экспериментальные результаты для сталей 30, 45, 38ХГН, 40Х и 50ХНМ после различных режимов отпуска и закалки

Подставив (9) и (11) в (2) получим формулу для расчёта релаксационной коэрцитивной силы H_{re} ферромагнитного тела:

$$H_{re} \approx H_c [1 + 0,64(1 - K_{\Pi})^2] + \frac{4}{3} K_{\Pi} (1 - K_{\Pi})^2 N M_s. \quad (12)$$

По разработанной формуле (12) релаксационная коэрцитивная сила H_{re} ферромагнитного тела может быть рассчитана только по размагничивающему фактору N , коэрцитивной силе H_c и коэффициенту прямоугольности $K_{\Pi} = M_r / M_s$ предельной петли гистерезиса его материала. Необходимые для расчёта магнитные параметры приведены в справочной литературе практически для всех известных сталей и чугунов [4, 17–21] и при необходимости могут быть измерены с высокой точностью по стандартным методикам [13, 14]. Центральные коэффициенты размагничивания N тел различной формы могут быть рассчитаны

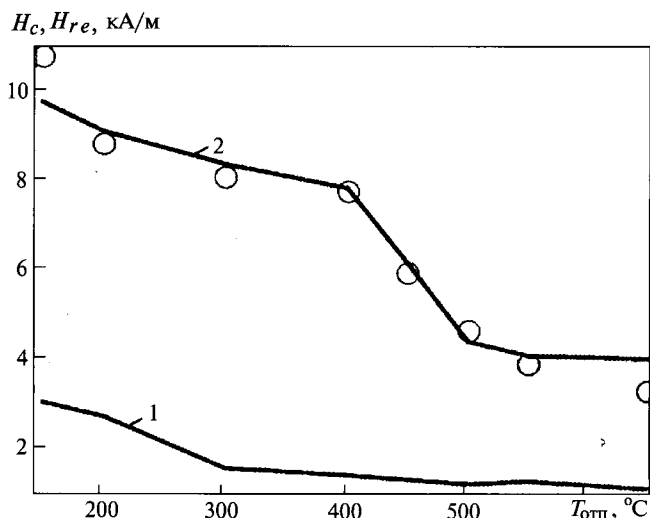


Рис. 3. Влияние температуры $T_{отп}$ отпуска цилиндров длиной 35 мм, диаметром 7 мм из стали 40X на коэрцитивную силу H_c (1) и релаксационную коэрцитивную силу H_{re} (2), рассчитанную по (12), O – экспериментальные результаты по [5]

по их геометрическим размерам по формулам, рекомендованным в [10–12].

Отметим, что для ферромагнитного материала (при $N=0$) в практически возможном диапазоне изменения $0,5 < K_{п} < 0,8$ рассчитанное по (12) значение H_r превышает H_c материала на 2,6–16%, что соответствует экспериментальным количественным оценкам диапазона изменения H_r [4, 16].

Сопоставление результатов расчёта H_{re} по разработанной формуле (12) с экспериментом проведём с использованием результатов измерения H_{re} цилиндров диаметром 5 мм и длиной 35 мм из стали 40X, отпущенных при различных температурах $T_{отп}$ [5, рис. 1,б]. Расчёт центрального коэффициента N размагничивания цилиндров таких размеров из материала с высокой магнитной проницаемостью по формуле К. Вармута, рекомендованной к использованию в [10], позволяет получить $N \approx 0,026$. Для расчёта использованы справочные данные [17, табл. 26.2] о характере изменения основных магнитных параметров предельной петли гистерезиса стали 40X с температурой отпуска (таблица). Перед измерением H_{re} , согласно [5], образцы были намагничены в открытой магнитной цепи полем напряжённостью 60 кА/м. Оценка результатов намагничивания в открытой магнитной цепи изделий с $N \approx 0,026$ по формулам [8] показывает, что для магнитных параметров материалов, представленных в таблице, при намагничивании в поле 60 кА/м техническое насыщение по параметру H_c достигается с погрешностью не более 1,6%.

Это позволяет использовать для расчёта H_{re} экспериментальных образцов формулу (12) и справочные данные о магнитных параметрах стали 40X, отпущенной при различных температурах $T_{отп}$ (таблица).

Марка стали, $T_{отп}, ^\circ\text{C}$	Магнитные параметры, кА/М		
	H_c	M_s	M_r
40X, 150	2,96	1575	842
40X, 200	2,65	1585	878
40X, 300	1,49	1642	886
40X, 400	1,32	1650	918
40X, 450	1,22	1648	1053
40X, 500	1,15	1643	1189
40X, 550	1,20	1638	1217
40X, 650	1,05	1607	1181
Ст 30, без отп.	2,30	1589	865
Ст 30, 600	0,834	1632	1280

Сопоставление экспериментальной по [5] и расчётной по (12) зависимостей H_{re} цилиндров из стали 40X от температуры $T_{отп}$ отпуска представлено на рис. 3. Анализ показывает, что результаты расчёта H_{re} по (12) не только с достаточной для практики точностью количественно соответствуют экспериментальным значениям H_{re} , но и верно качественно отражают различный ход зависимостей $H_{re} = H_{re}(T_{отп})$ и $H_c = H_c(T_{отп})$ для изделий из стали 40X. Это, наряду с представленными на рис. 2 результатами экспериментального обоснования разработанной формулы (11) для расчёта M_{Hr} сталей 30, 45, 38ХГН, 40X и 50ХНМ после различных режимов отпуска и закалки, обосновывает правомерность использования формулы (12) в технических расчётах H_{re} ферромагнитного тела. Отметим, что для экспериментальных образцов, использованных на рис. 3, расчёт по формуле (1) приводит к результатам, завышенным в 2,2–4,3 раза.

В качестве примера использования разработанной формулы (12) на рис. 4 представлены результаты расчёта влияния отношения λ длины к диаметру цилиндрических сердечников из стали 30, закалённой и отпущенной после закалки на H_{re} сердечников. Искользованные при расчёте справочные данные об основных магнитных параметрах стали 30 приведены в таблице. Для расчёта зависимости N цилиндров от λ использована формула К. Вармута [10]. Без формулы (12) для получения представленных на рис. 4 зависимостей пришлось

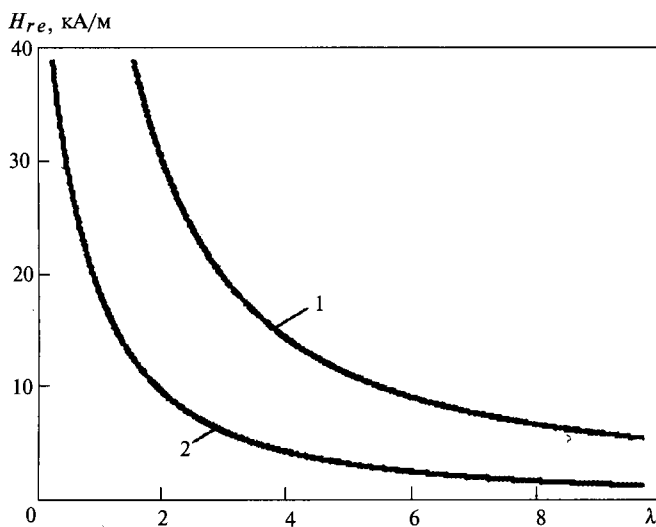


Рис. 4. Влияние отношения λ длины к диаметру цилиндрических сердечников из стали 30 закаленной (1) и отпущенной после закалки (2) на их релаксационную коэрцитивную силу H_{re} (расчёт по (12))

бы проводить многочисленные трудоёмкие экспериментальные исследования.

Таким образом, для расчёта релаксационной коэрцитивной силы ферромагнитного тела по его размагничивающему фактору, коэрцитивной силе, намагничённости насыщения и остаточной намагничённости материала можно использовать разработанную формулу (12).

Список литературы

- ГОСТ 19693-74 Материалы магнитные. Термины и определения. М.: Изд-во стандартов, 1974.
- Бида Г.В. Магнитные свойства термоупрочнённых сталей и неразрушающий контроль их качества. М.: Маршрут, 2006.
- Бида Г.В., Ничипурук А.П. Многопараметровые методы в магнитной структурографии и неразрушающем контроле механических свойств сталей // Дефектоскопия. 2007. № 8. С. 3–24.
- Неразрушающий контроль: Справочник / Под общ. ред. В.В. Клюева. Т.6. М.: Машиностроение, 2006.
- Михеев М.Н., Горкунов Э.С., Дунаев Ф.Н. Неразрушающий магнитный контроль закалённых и отпущённых изделий из низколегированных конструктивных и простых углеродистых сталей // Дефектоскопия. 1977. № 6. С. 7–17.
- Манкевич В.Н. Об определении величины релаксационной коэрцитивной силы и остаточной намагничённости в открытой магнитной цепи // Вестн АН БССР. Сер. физ.-техн. наук. 1983. № 2. С. 100–104.
- Сандомирский С.Г. Чувствительность остаточной намагничённости ферромагнитных изделий к магнитным характеристикам их материалов и геометрическим параметрам // Дефектоскопия. 1990. №12. С. 53–59.

8. Сандомирский С.Г. Выбор величины намагничивающего поля при магнитоструктурном анализе ферромагнитных изделий // Дефектоскопия. 1991. №7. С. 42–48.

9. Сандомирский С.Г., Горбаш В.Г., Делендик М.Н., Сандомирская Е.Г. Аналитическое описание предельной петли гистерезиса ферромагнитного тела // Дефектоскопия. 1996. №7. С. 17–24.

10. Сандомирский С.Г. Рекомендации по применению в технических расчетах формул для центрального коэффициента размагничивания сплошных и полых цилиндров, стержней и пластин из материала с высокой магнитной проницаемостью (обзор) // Техническая диагностика и неразрушающий контроль. 2008. № 3. С. 38–46.

11. Сандомирский С.Г. Анализ формул для расчёта центрального коэффициента размагничивания полых цилиндров из материала с высокой магнитной проницаемостью при намагничивании ортогонально образующей // Электротехника. 2008. № 3. С. 45–51.

12. Сандомирский С.Г. Расчёт коротких полых цилиндров при намагничивании параллельно образующей // Электротехника. 2009. № 2. С. 52–55.

13. Чернышев Е.Т., Чечурина Е.Н., Чернышева Н.Г., Студенцов Н.В. Магнитные измерения. М.: Изд-во Стандартов, 1969.

14. ГОСТ 8.377–80 Материалы магнитомягкие. Методика выполнения измерений при определении статических магнитных характеристик. М.: Изд-во стандартов, 1986.

15. Царькова Т.П., Бида Г.В., Костин В.Н. Измерение релаксационной коэрцитивной силы и релаксационной магнитной индукции на образцах разомкнутой формы. Деп. № 7483 – В87. М. ВИНТИ. 1987.

16. Загидулин Р.В., Мужикский В.Ф. Расчет величины релаксационной коэрцитивной силы ферромагнитного материала // Контроль. Диагностика. 2006. № 3. С. 14–16.

17. Бида Г.В., Ничипурук А.П. Магнитные свойства термообработанных сталей. Екатеринбург: УрО РАН. 2005.

18. Морозова В.М., Михеев М.Н. Магнитные и электрические свойства сталей после различных термических обработок // Тр. Института физики металлов УфАН СССР. Вып. 24. Свердловск. 1965. С. 3–35.

19. Кузнецов И.А., Михеев М.Н. Магнитные, электрические и механические свойства высокохромистых сталей после различных термических обработок // ФММ. 1959. Т.7. Вып.4. С. 513–526.

20. Белов Н.Я., Вишнякова Е.М., Лаврентьев Л.С. и др. Магнитные и электрические свойства конструктивных и низколегированных сталей. Л.: ЛДНТП, 1969.

21. Мельгуй М.А. Формулы для описания нелинейных и гистерезисных свойств ферромагнетиков // Дефектоскопия. 1987. № 11. С. 3–10.

Сандомирский Сергей Григорьевич – главный научный сотрудник Объединённого института машиностроения Национальной академии наук Беларуси, доктор техн. наук. Окончил физический факультет Белорусского ГУ в 1978 г. Кандидатскую диссертацию по теме «Импульсный магнитный метод контроля механических свойств движущихся стальных объектов стержневой формы» защитил в 1985 г. в Институте прикладной физики НАН Беларуси, г. Минск, докторскую диссертацию по теме «Магнитный контроль механических свойств движущихся малогабаритных изделий» – в 1993 г. в Институте интроскопии МНПО «Спектр», г. Москва.

20 лет Компании «Объединённая энергия»

МАЛАФЕЕВ С.И., СЕРЕБРЕННИКОВ Н.А.

В сложный для страны 1991 г. для учёных, инженеров и специалистов промышленных предприятий была очевидной необходимостью сохранения и консолидации уникального интеллектуального потенциала советской науки и техники. Деформация экономического пространства определяла потребность в ускоренной организации производства в России электротехнических и электронных компонентов, ранее производимых в союзных республиках. Прекращение государственной поддержки научных и проектных учреждений потребовало от квалифицированных специалистов с большим опытом профессиональной деятельности принятия смелых самостоятельных решений.

В январе 1991 г. группа научных работников и инженеров ИГД им. А.А. Скочинского (г. Люберцы Московской обл.) и ряда других предприятий по инициативе заведующего лабораторией электроснабжения и электрооборудования экскаваторов канд. техн. наук А.Г. Павловича организовала малое научно-инженерное предприятие — ООО «Компания «Объединённая энергия». Первые работы коллектива были связаны с поддержанием работоспособности и модернизацией отечественных и американских экскаваторов и другой техники на карьерах. Были разработаны новые средства локальной автоматики для горных машин: приводы открывания днища ковша экскаватора, возбудители приводных синхронных двигателей, устройства «мягкого пуска» крупных асинхронных и синхронных машин, регуляторы напряжения для осветительных приборов, тестеры для испытания автоматических выключателей, тиристорные агрегаты для заряда и подзаряда аккумуляторных батарей, информационно-диагностические системы для контроля температуры и др. Финансирование работ осуществлялось только заказчиками — предприятиями добывающей промышленности. Поэтому все разработки были актуальными и доводились до внедрения и серийного производства. Многие из этих разработок востребованы и в настоящее время.

В 1997 г. по заказу Бузулукского завода тяжёлого машиностроения был выполнен проект комплектного низковольтного устройства для бурового станка ЗСБШ-200-60. Эта работа была продолжена для Воронежского завода «Рудгормаш». В 1998–1999 гг. в критический для российской экономики период было изготовлено 34 комплекта НКУ для буровых станков СБШ-250МНА-32, поставленных в Индию.

Параллельно с реализацией крупных проектов активно выполнялись научные исследования и опытно-конструкторские работы. Особое значение имеют работы по созданию устройств защиты нового поколения. Благодаря использованию микроконтроллеров были реализованы уникальные реле защиты от однофазных замыканий на землю в электрических сетях с изолированной нейтралью типа «Зеро», аппараты контроля сопротивления изоляции в сетях двойного рода тока «Аргус», не имеющие по своим характеристикам мировых аналогов, устройства измерения глубины скважины при бурении, новые электроприводы постоянного и переменного тока с микроконтроллерным управлением для тяжёлых условий эксплуатации. Впервые в стране было положено начало развитию мехатронной технологии проектирования систем приводов экскаваторов с новыми алгоритмами управления, реализуемыми с помощью микроконтроллерных средств. Активно ведётся разработка специальных электроприводов переменного тока с асинхронными и индукторными двигателями для экскаваторов, буровых станков и других горных машин.

В 2003–2010 гг. компанией выполнены разработки и освоен промышленный выпуск НКУ с микроконтроллерным управлением практически для всех отечественных одноковшовых экскаваторов (механических лопат и драглайнов) с электроприводами, реализованными по системе Г-Д. За счёт применения новых схемотехнических решений и современной микроконтроллерной элементной базы, достигнуто повышение надёжности, статиче-

ских, динамических и энергетических характеристик приводов, увеличение стабильности основных параметров приводов при изменении температуры окружающей среды в широком диапазоне.

В 2007 г. специалистами компании разработан и реализован в ОАО «Южный Кузбасс» проект нового НКУ для экскаватора ЭКГ-20А – отечественной машины с тиристорными электроприводами постоянного тока. Использование микроконтроллерных систем управления электроприводами, оригинальных схемотехнических решений, быстродействующих устройств защиты, современных тиристорных модулей, эффективного человеко-машинного интерфейса позволило существенно повысить надёжность и улучшить статические, динамические и энергетические характеристики электрооборудования и сделать его соответствующим мировому уровню в данной области.

В 2008 г. впервые в мировой практике было разработано и введено в эксплуатацию в ОАО «Апатиты» НКУ для экскаватора ЭКГ-5А с электроприводами постоянного тока и транзисторными широтно-импульсными преобразователями управления. За счёт новых алгоритмов управления, реализованных на основе высокопроизводительных надёжных микроконтроллерных средств, обеспечены наилучшие «мягкие» и экономичные режимы работы всех механизмов экскаватора, защита оборудования и экономия энергии. Значительно улучшены условия работы и повышен ресурс всех электрических и механических элементов экскаватора путём ограничения пусковых токов, ударов в механических передачах, оптимизации параметров движения.

В 2008–2010 гг. специалистами компании разработана и реализована гамма перспективных НКУ для базовых моделей новой линейки ижорских экскаваторов (ЭКГ-10Т, ЭКГ-12К, ЭКГ-18Р) с электроприводами постоянного тока и транзисторными преобразователями. Применение активных выпрямителей в системе электропитания главных приводов обеспечивает работу системы с рекуперацией энергии и коэффициент мощности, равный 1 во всех режимах работы при коэффициенте искажений потребляемого тока менее 5%. Экспериментально установлено (ОАО «Апатиты») двукратное снижение электропотребления за цикл экскавации нового экскаватора ЭКГ-10Т по сравнению с аналогичным экска-

ватором с приводами, выполненными по системе Г-Д.

Особый интерес представляют разработки НКУ для отечественных шагающих экскаваторов: ЭШ-6/45, ЭШ-10/70, ЭШ-15/90, ЭШ-20/90 и ЭШ-40/85 и др. В системах управления реализованы оригинальные схемотехнические решения: «мягкий пуск» приводных синхронных двигателей, регулирование возбуждения синхронного двигателя по активной мощности приводов главного движения, микроконтроллерная система защиты стрелы от растягивания ковша, компьютерная информационно-диагностическая система.

Компания «Объединённая Энергия» в настоящее время – основной разработчик и производитель комплектного электрооборудования для отечественных земснарядов Цимлянского судомеханического завода и других предприятий аналогичного профиля. Специализированный комплект электрооборудования земснаряда предназначен для распределения и защиты высоковольтной и низковольтной сетей, а также для управления и защиты главных и вспомогательных электроприводов. Система управления земснарядом организована с использованием современных компьютерных средств автоматизации.

Для обеспечения надёжного электропитания машин горных предприятий разработана и выпускается гамма высоковольтных (6 и 10 кВ) комплектных трансформаторных подстанций, распределительных и приключательных пунктов с любым набором коммутационной, силовой и защитной аппаратуры. Уникальной разработкой является высоковольтный штепсельный разъем типа РВШ-6(10)/400 УХЛ1, предназначенный для соединения двух отрезков силового гибкого кабеля с резиновой изоляцией, присоединения кабеля к шкафам комплектных распределительных устройств, приключательным пунктам, а также к кабельному вводу передвижных горных машин с напряжением питания 6 и 10 кВ, не имеющих отечественных аналогов.

За 20 лет своей деятельности компания прошла путь от малого научно-инженерного предприятия до крупного научно-производственного объединения с плановым выпуском серийной продукции. В настоящее время компания имеет развитую структуру. На её основе функционируют научно-исследовательский отдел, испытательный центр, конструкторское бюро, производственное подразделение. В компании работают доктор технических наук

и 6 кандидатов технических наук. Сотрудниками созданы и внедрены более тысячи различного рода промышленных разработок. Получено свыше 100 авторских свидетельств и патентов на изобретения. Основные направления исследований и разработок компании связаны с созданием электрооборудования и систем управления для отечественных горных машин нового поколения, способных обеспечить российской наукоёмкой технике лидирующие позиции на отечественном рынке и конкурентные позиции за рубежом.

Компания активно сотрудничает с научными и проектными организациями и высшими учебными заведениями, в том числе Национальным научным центром горного производства – Институтом горного дела им. А.А. Скочинского, ОАО «НЦ ВостНИИ» (г. Кемерово), ООО «Электрофизика» (г. Санкт-Петербург), ОАО НИПТИЭМ (г. Владимир), МГГУ и др. Основные заказчики работ и потребители продукции – российские предприятия, специали-

зирующиеся на выпуске горных машин: ОАО «Рудгормаш» (г. Воронеж), ОАО «Бузулукский завод тяжелого машиностроения», «ИЗ-КАРТ-ЭКС», ООО «Уралмашзавод», Цимлянский судомеханический завод и др., добывающие предприятия России, а также Украины, Казахстана, Армении, Узбекистана, Белоруссии, Индии, Китая, Монголии, Ирана, Гвинеи.

Малафеев Сергей Иванович – доктор техн. наук, профессор, действительный член Международной энергетической академии, главный научный сотрудник ООО «Компания «Объединенная энергия». Окончил в 1975 г. приборостроительный факультет Владимирского политехнического института. Защитил диссертацию «Управление по критерию эффективного использования энергетических ресурсов в мехатронных системах» в МГТУ им. Н.Э. Баумана в 2002 г.

Серебренников Николай Александрович – действительный член Международной энергетической академии, генеральный директор ООО «Компания «Объединенная энергия». Окончил в 1981 г. факультет электрификации и автоматизации Московского горного института.

VIII Международная научно-техническая конференция «Интеллектуальная электроэнергетика, автоматика и высоковольтное коммутационное оборудование»

(Москва, 9–10 ноября 2010 г.)

Конференция, организованная ассоциацией «ТРАВЭК» при поддержке Академии наук РФ, Российской электротехнической академии, Российского национального Комитета СИГРЭ, Министерства промышленности и торговли РФ, собрала более 100 участников. В их числе – специалисты и технические руководители ОАО «ФСК ЕЭС», ОАО «Концерн Росэнергоатом», ОАО «Холдинг МРСК», ОАО «Электрозавод», представители научно-исследовательских и проектных организаций и вузовской науки. В работе конференции участвовали представители электроэнергетических компаний из Германии, Украины, Польши, Китая, Японии.

В современный научно-технический лексикон прочно вошло понятие «интеллектуальная электроэнергетика», с которым неразрывно связано использование принципиально нового, полностью автоматизированного электрооборудования, создаваемого на основе новейших технологий, материалов и комплектую-

щих. Это и определило тематику докладов, озвученных в ходе работы конференции, цель которой чётко сформулировал в своём приветственном слове генеральный директор ОАО «Электрозавод» Л.В. Макаревич: поделиться опытом ведущих отечественных и зарубежных компаний в производстве и обслуживании современного оборудования, необходимого для создания мощной, надёжной и долговечной интеллектуальной электрической сети.

Именно на это был нацелен доклад начальника департамента технического развития и инноваций ОАО «ФСК ЕЭС» Ю.А. Дементьева, который убедительно показал, что интеллектуальная электросеть – это новое состояние ЕНЭС, построенной на использовании новых принципов и технологий в передаче и преобразовании электроэнергии, а также в управлении этими процессами, что поможет кардинально решить задачу повышения надёжности работы электросетей, их полной адаптации к изменениям перетоков мощности.

Результаты работ по созданию высоковольтного оборудования для нужд интеллектуальной энергосистемы России были изложены в докладе директора по науке и инновационным программам холдинга ОАО «Электрозавод» В.Д. Ковалева и начальника отдела коммутационной аппаратуры Электротехнического института инновационных технологий В.Н. Борина. Последним достижением явилась разработка в 2009 г. элегазового КРУЭ 252 кВ, 50 кА, выполненная по контракту с китайским институтом «Луныюань», а также КРУЭ-110, разработанного по техническому заданию ОАО «ФСК ЕЭС» и МОЭСК. Разработаны также дополнительные ячейки, необходимые для формирования подстанций, и завершена подготовка к производству комплектующих. Производство планируется организовать на новом заводе коммутационной аппаратуры в Уфе. В ближайших планах – разработка колонковых выключателей на 110 и 220 кВ, а также другого оборудования, востребованного энергетическими компаниями.

Основные направления в создании комплекса электрооборудования для интеллектуальных энергосетей были изложены в докладе, подготовленном группой специалистов ФГУП ВЭИ им. В.И. Ленина под руководством первого заместителя генерального директора института по науке и инновациям В.Н. Вариводова. Рассматривая интеллектуальную электросеть как единый технологический комплекс, с учётом накопленного опыта разработок и эксплуатации интеллектуального трансформатор-

ного оборудования, интеллектуальных КРУЭ, системных силовых устройств, обеспечивающих оптимальную работу электрических сетей, авторы определили основные требования к каждому виду оборудования, предназначенному для использования в интеллектуальных сетях и на необслуживаемых подстанциях.

Опытом создания КРУЭ для интеллектуальных систем поделились А.А. Ломов – руководитель научно-технического центра ОАО ПО «Элтехника» (Санкт-Петербург), Д.С. Ярошенко – главный конструктор ЗАО «Завод электротехнического оборудования» (г. Великие Луки) и С.М. Гусев – технический директор ОАО Уфимский завод «Электроаппарат». С интересом были выслушаны и доклады представителей зарубежных фирм, в частности из Германии («Schneider Electric») и Китая (Ltd Xian, China).

Всего на конференции было заслушано около 40 докладов, и практически каждый из них вызывал интерес аудитории. Шёл непрерывный диалог между теми, кто проектирует, конструирует, изготавливает интеллектуальное оборудование, и теми кто намерен его использовать. Намеченный обмен опытом несомненно состоялся. И в этом заслуга ассоциации «ТРАВЭК», которая на протяжении 19 лет, организует деловое сотрудничество в области трансформаторостроения, высоковольтного оборудования и электрокерамики, включая комплектующие изделия и материалы.

Троицкая Т.Б.

Желающие ознакомиться с материалами конференции могут обратиться в Ассоциацию «ТРАВЭК»: контактное лицо Нина Викторовна Дмитрусенко.

Тел: +7 (495) 777-82-85; 777-82-00, добавочный 27-93; 26-43;

Факс: + 7 (495) 777-82-85



ТРАВЭК

Международная Ассоциация производителей
высоковольтного электротехнического оборудования

Приглашаем Вас принять участие в
IX Международной научно-технической конференции
«Перспективы развития электроэнергетики.
Энергоэффективность и энергосбережение»

29 - 30 марта 2011г.

Гостиница «Холидей Инн Сокольники»
г. Москва, ул. Русаковская, 24.

Тематическая направленность конференции:

1. Перспективы развития электроэнергетики.
 - 1.1. Рациональные варианты использования энергоресурсов (газ, уголь, гидроэнергия, топливо для АЭС) для выработки электрической энергии с учетом обеспечения энергетической безопасности России.
 - 1.2. Оптимальные варианты транспорта энергоносителей (электроэнергия, газ, уголь) из Сибирского региона на Урал и Европейскую часть России.
 - 1.3. Перспективы развития электроэнергетической системы России.
 - 1.4. Развитие малой энергетики.
 - 1.5. Технические требования к основным видам электротехнического оборудования и новые разработки оборудования для перспективного развития единой электроэнергетической системы России.
2. Энергоэффективность и энергосбережение в электроэнергетике.
 - 2.1. Новые методы и средства обеспечения энергоэффективности и энергосбережения в электроэнергетике. Исследования и разработки.
 - 2.2. Энергосбережение при передаче, распределении и потреблении электрической энергии:
 - обоснование эффективных значений плотностей тока в электрических сетях;
 - снижение потерь на корону;
 - электротехническое оборудование для передач и вставок постоянного тока;
 - статические компенсаторы реактивной мощности; СТАТКОМы;
 - управляемые шунтирующие реакторы;
 - устройства батарей статических конденсаторов для компенсации реактивной мощности;
 - накопители электрической энергии;
 - устройства плавки гололеда на проводах ЛЭП;
 - частотно-регулируемый электропривод;
 - устройства плавного пуска электродвигателей;
 - статические преобразователи частоты.
 - 2.3. Энергоэффективное электротехническое оборудование:
 - силовые трансформаторы;
 - распределительные трансформаторы с магнитопроводами из аморфной стали;
 - силовые кабели;
 - компактные и самонесущие изолированные провода;
 - разработка электротехнического оборудования с использованием технологий «теплой» сверхпроводимости.
 - 2.4. Электромагнитная совместимость (ЭМС) высоковольтного и низковольтного электротехнического оборудования. Средства обеспечения ЭМС.
 - 2.5. Опыт эксплуатации энергоэффективного электротехнического оборудования.
 - 2.6. Государственные программы и законодательная база энергосбережения.
 - 2.7. Вопросы рынка высоковольтного электротехнического оборудования.

Оргкомитет конференции

Адрес: 107023, г. Москва, Электrozаводская ул., 21
Тел./Факс: +7 (495) 777-82-85, 777-82-00 (доб. 27-93, 26-43)
E-mail: travek@elektrozavod.ru www.travek.elektrozavod.ru

В соответствии с решением Высшей аттестационной комиссии Министерства образования и науки Российской Федерации журнал «Электротехника» включен в перечень ведущих научных изданий, в которых должны быть опубликованы основные результаты диссертаций на соискание ученых степеней доктора и кандидата наук.