



Электротехника
9 2002



ЕЖЕМЕСЯЧНЫЙ
НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКИЙ ЖУРНАЛ —
КОЛЛЕКТИВНЫЙ ЧЛЕН АКАДЕМИИ
ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКИХ НАУК РФ
Издается 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

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

РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ

Главный редактор **КОЧЕТКОВ В.Д.**

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

Содержание журнала можно бесплатно получить
в INTERNET через службу ИНФОМАГ,
организованную в Московском физико-техни-
ческом институте.

Адрес сайта: <http://www.infomag.ru>

Журнал переводится на английский язык в полном
объеме 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 объединенному каталогу
Департамента почтовой связи. Подписной индекс
— 71111.

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

При перепечатке ссылка на журнал «Электротехника»
обязательна.

Мнение редакции не всегда совпадает с точкой зрения
авторов статей.

За содержание рекламных материалов редакция
ответственности не несет.

Рукописи статей не возвращаются.

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

Адрес редакции: 123242, Москва, Зоологическая ул., 11, комн. 213 Телефон/факс: 254-11-52

E-mail elektrotechnika@mtu-net.ru

СОДЕРЖАНИЕ

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ МАШИНЫ

- Копылов И.П., Сонин Ю.П., Гуляев И.В., Вострухин А.А.** Асинхронизированный вентильный двигатель с ортогональным управлением 2
- Никаноров В.Б., Останин С.Ю., Шмелева Г.А.** Моделирование физических процессов в гистерезисном электродвигателе с учетом пространственных гармоник магнитного поля 5

ЭЛЕКТРОПРИВОД

- Волков А.В.** Коэффициент мощности асинхронного электропривода с непосредственным преобразователем частоты с широтно-импульсной модуляцией 12
- Денисова А.В., Сабинин Ю.А.** Нормирование задающего воздействия в позиционном, электроприводе 21
- Акимов Л.В., Пирожок А.В.** Синтез статического и астатического регуляторов ЭДС для двухконтурных двухмассовых и одномассовых электроприводов с нелинейной реактивной нагрузкой 28
- Поздеев Д.А., Хрещатая С.А.** Математическое исследование структуры бездатчикового частотно-токового асинхронного электропривода с векторным управлением 37

ИССЛЕДОВАНИЯ И РАСЧЕТЫ

- Бочкарев И.В.** Оптимальные соотношения в электромеханических тормозных устройствах 44
- Нархинов В.П., Семенов А.П., Балханов В.К.** Низковольтный отражательный разряд в электродной структуре стержневых полых катодов с общим анодом 50
- Исмагилов Ф.Р., Максудов Д.В.** Распределение электрического поля в сотовом диэлектрике 53

ИЗ ОПЫТА РАБОТЫ

- Лузгин В.И., Петров А.Ю., Шипицын В.В., Якушев К.В.** Многоинверторные средне-частотные преобразователи в системах электропитания индукционных установок 57

Памяти Виктора Григорьевича Герасимова 65

CONTENTS

ELECTRICAL MACHINES

- Kopilov I.P., Sonin Y.P., Gulyaev I.V., Vostruhin A.A.** Asynchronized ac converter-fed motor with orthogonal control 2
- Nikanorov V.B., Ostanin S.Y., Shmeleva G.A.** Physical processes modelling in hysteresis electric motor taking into consideration spatial harmonics of magnetic field 5

ELECTRIC DRIVE

- Volkov A.V.** Power factor of asynchronous electric drive with direct PWM frequency converter 12
- Denisova A.V., Sabinin Y.A.** Master control normalization in position electric drive 21
- Akimov L.V., Pirojok A.V.** Synthesis of EMF static and astatic regulators for two-circuit two- and uni-mass electric drives with non-linear reactive load 28
- Pozdeev D.A., Hreshataya S.A.** Mathematical research of sensorless current-and-frequency asynchronous electric drive structure with vector control 37

RESEARCH AND CALCULATIONS

- Bochkarev I.V.** Optimal relationships in electromechanical brake mechanisms 44
- Narhinov V.P., Semenov A.P., Balhanov V.K.** Low-voltage reflective discharge in electrode structure of rod-type hollow cathodes with common anode 50
- Ismagilov F.R., Maksudov D.V.** Electric field distribution in cell dielectric 53

FROM WORKING EXPERIENCE

- Luzgin V.I., Petrov A.Y., Shipicyn V.V., Yakushev K.V.** Multi-inverter medium frequency converters in induction plants power supply systems 57

In memory of Victor Grigorievich Gerasimov 65

Асинхронизированный вентильный двигатель с ортогональным управлением

КОПЫЛОВ И.П., СОНИН Ю.П., ГУЛЯЕВ И.В., ВОСТРУХИН А.А.

Представлен асинхронизированный вентильный двигатель с ортогональным управлением ($\Psi_{\delta} \perp \dot{I}$) как вариант обобщенной электромеханической системы. Указанный вариант может полностью удовлетворить требования тяжелого пуска привода с максимально возможным пусковым моментом, сопровождающегося достаточно длительным режимом упора, а так же минимизирующим токовую нагрузку двигателя.

С целью получения в рабочих режимах асинхронизированного вентильного двигателя (АВД) максимального электромагнитного вращающего момента необходимо обеспечить поддержание в этих режимах неизменного магнитного потока в воздушном зазоре машины $\Psi_{\delta}(\Phi_{\delta}) = \text{const}$ и ортогональности векторов результирующего магнитного потока в воздушном зазоре машины и результирующего вектора тока обмотки якоря АВД ($\dot{\Psi}_{\delta} \perp \dot{I}$) (рис.1).

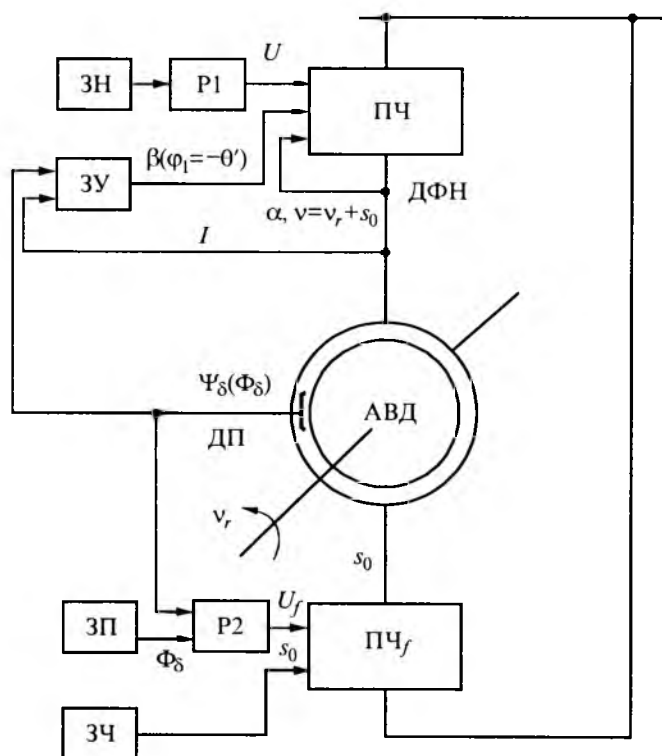


Рис.1. Структурная схема АВД с ортогональным управлением ($\Psi_{\delta} \perp \dot{I}$)

It is submitted an asynchronous thyatron motor with orthogonal management ($\Psi_{\delta} \perp \dot{I}$) as variant of the generalized electromechanical system. The specified variant can completely satisfy the requirements of heavy start-up of a drive with the greatest possible starting moment accompanying with a long enough mode of an emphasis, and as minimizing current loading of the engine.

Для получения аналитических выражений величин, характеризующих установившиеся режимы работы АВД, воспользуемся его системой векторных уравнений электромеханического равновесия (Парка-Горева), записанную в синхронных координатах якоря (отн. ед.) при $\varphi = -\theta'$ (рис.2):

$$\dot{U} = (r + j\nu x_{\sigma})\dot{I} + j\nu\dot{\Psi}_{\delta}; \quad (1)$$

$$\dot{U}_f = (r_f + js_0 x_{f\sigma})\dot{I}_f + js_0\dot{\Psi}_{\delta}; \quad (2)$$

$$\dot{\Psi}_{\delta} = x_{af}(\dot{I} + \dot{I}_f); \quad (3)$$

$$M_{эм} = \text{Re } j(\dot{\Psi}_{\delta}\dot{I}), \quad (4)$$

где \dot{U}, \dot{U}_f – результирующие комплексные векторы функций напряжений обмоток якоря и воз-

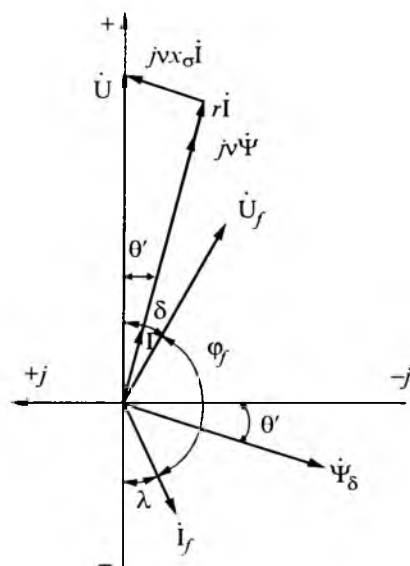


Рис.2. Векторная диаграмма АВД с ортогональным управлением ($\Psi_{\delta} \perp \dot{I}$)

буждения; \dot{I}, \dot{I}_f – результирующие комплексные векторы функций токов якоря и возбуждения; r, r_f – активные сопротивления указанных обмоток; $x_\sigma, x_{f\sigma}, x_{af}$ – индуктивные сопротивления рассеяния этих обмоток и их сопротивление взаимоиндукции, соответствующие базовой частоте ω_0 ; Ψ_δ – результирующая комплексная функция потокосцеплений обмоток, образованных магнитным потоком воздушного зазора; $v = \omega/\omega_0$ – относительная угловая частота напряжения якоря, $v = v_r + s_0$; $v_r = \omega_r/\omega_0$ – относительная частота вращения ротора двигателя; $s_0 = \pm \omega_f/\omega_0 = \text{const}$ – относительная угловая частота напряжения возбуждения АД; $\pm \omega_f = \text{const}$ – угловая частота возбуждения АД.

Из (1) и рис.2 при $\dot{U} = U$,

$$U = (r + jv x_\sigma)(I \cos \theta' - j \sin \theta') + jv \Psi_\delta (-\sin \theta' - j \cos \theta')$$

получим два выражения тока якоря I :

$$I = \frac{v \Psi_\delta \sin \theta'}{(-r \sin \theta' + v x_\sigma \cos \theta')} \quad (5)$$

$$I = \frac{\dot{U} - v \Psi_\delta \cos \theta'}{(r \cos \theta' + v x_\sigma \sin \theta')} \quad (6)$$

или

$$\dot{I} = I e^{-j\theta'} \quad (7)$$

где θ' – угол нагрузки АД.

Из равенства выражений тока якоря АД получим квадратное уравнение частоты напряжения якоря АД, из которого следует:

$$v = v_1 = \frac{x_\sigma U \cos \theta' + \sqrt{x_\sigma^2 U^2 \cos^2 \theta' - 4U \Psi_\delta x_\sigma \sin \theta'}}{2x_\sigma \Psi_\delta} \quad (8)$$

Из (3)

$$-\Psi_\delta \sin \theta' - j \Psi_\delta \cos \theta' = x_{af} [(I \cos \theta' - I_f \cos \lambda) - j(I \sin \theta' + I_f \sin \lambda)] \quad (9)$$

Отсюда можно получить два варианта выражений модуля тока возбуждения

$$I_f = \frac{\Psi_\delta \sin \theta' + x_{af} I \cos \theta'}{x_{af} \cos \lambda} \quad (10)$$

$$I_f = \frac{\Psi_\delta \cos \theta' - x_{af} I \sin \theta'}{x_{af} \sin \lambda} \quad (11)$$

Из равенства полученных выражений следует:

$$\text{tg} \lambda = \frac{\Psi_\delta \cos \theta' - x_{af} I \sin \theta'}{\Psi_\delta \sin \theta' + x_{af} I \cos \theta'} \quad (12)$$

Таким образом, вектор тока возбуждения АД

$$\dot{I}_f = -I_f e^{j\lambda} = -I_f \cos \lambda - j I_f \sin \lambda.$$

Для определения аргумента вектора напряжения возбуждения \dot{U}_f используем (2)

$$U_f \cos \delta - j U_f \sin \delta = (r_f + j s_0 x_{f\sigma})(-I_f \cos \lambda - j I_f \sin \lambda) + j s_0 (-\Psi_\delta \sin \theta' - j \Psi_\delta \cos \theta'),$$

откуда аргумент вектора напряжения возбуждения АД \dot{U}_f

$$\text{tg} \delta = \frac{-(r_f \sin \lambda + s_0 x_{f\sigma} \cos \lambda) I_f + s_0 \Psi_\delta \sin \theta'}{(-r_f \cos \lambda + s_0 x_{f\sigma} \sin \lambda) I_f + s_0 \Psi_\delta \cos \theta'} \quad (13)$$

и два варианта выражений модуля напряжения возбуждения

$$U_f = \frac{-(r_f \cos \lambda + s_0 x_{f\sigma} \sin \lambda) I_f + s_0 \Psi_\delta \cos \theta'}{\cos \delta} \quad (14)$$

$$U_f = \frac{(r_f \sin \lambda + s_0 x_{f\sigma} \cos \lambda) I_f + s_0 \Psi_\delta \sin \theta'}{\sin \delta} \quad (15)$$

Фазовый угол сдвига вектора тока возбуждения \dot{I}_f относительно вектора напряжения АД

\dot{U}_f равен (см. рис.2)

$$\varphi_f = \pi - (\delta + \lambda). \quad (16)$$

Электромагнитный вращающий момент АД при ортогональном управлении определяется из (4):

$$M_{эм} = \text{Re} j(\Psi_\delta \dot{I}) = \text{Re} j [(-\Psi_\delta \sin \theta' - j \Psi_\delta \cos \theta') \times (I \cos \theta' + j I \sin \theta')] = \Psi_\delta I.$$

После подстановки выражения тока якоря получим:

$$M_{эм} = \frac{v \Psi_\delta^2 \sin \theta'}{(-r \sin \theta' + v x_\sigma \cos \theta')} \quad (17)$$

при $r \approx 0$

$$M_{эм} = \frac{\Psi_\delta^2}{X_\sigma} \text{tg} \theta'. \quad (17)'$$

Электромагнитная мощность АД в общем случае

$$P_{эм} = \frac{v^2 \Psi_\delta^2 \sin \theta'}{(-r \sin \theta' + v x_\sigma \cos \theta')} \quad (18)$$

Механическая мощность АД с управлением

$$\text{tg} \lambda = \frac{\Psi_\delta \cos \theta' - x_{af} I \sin \theta'}{\Psi_\delta \sin \theta' + x_{af} I \cos \theta'} \quad (\Psi_\delta \perp \dot{I})$$

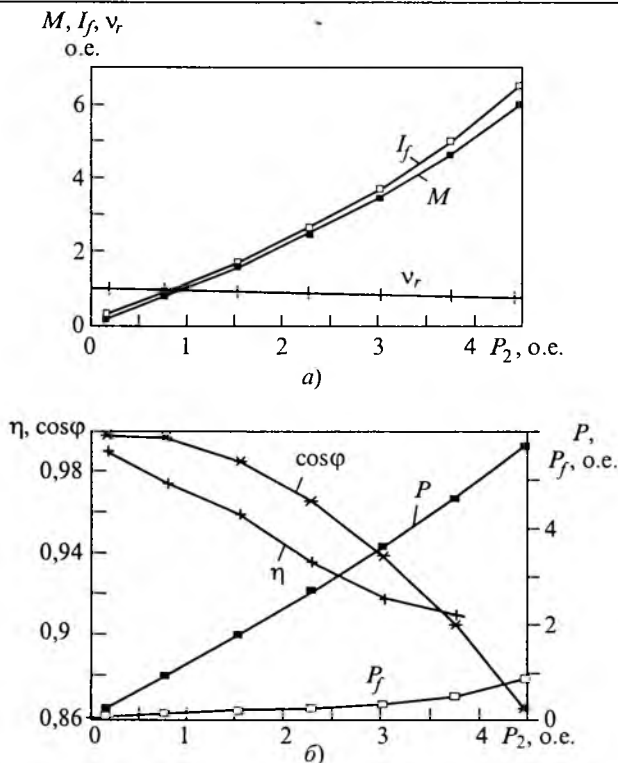


Рис.3. Рабочие характеристики АД с ортогональным управлением ($\Psi_\delta \perp \dot{I}$)

$$P_{\text{мех}} = v_r M_{\text{эм}} = (v - s_0) \frac{v \Psi_\delta^2 \sin \theta'}{(-r \sin \theta' + v x_\sigma \cos \theta')} \quad (19)$$

Активные мощности, потребляемые АД со стороны обмоток якоря и возбуждения,

$$P = UI \cos \theta'; \quad (20)$$

$$P_f = -U_f I_f \cos(\delta + \lambda). \quad (21)$$

Суммарные КПД и $\cos \varphi_\Sigma$

$$\eta = \frac{P_2}{P \pm P_f}; \quad (22)$$

$$\cos \varphi_\Sigma = \frac{P \pm P_f}{S + S_f}. \quad (23)$$

В соответствии с полученными выражениями рассчитаны рабочие и угловые характеристики АД с $\Psi_\delta(\Phi_\delta) = \text{const}$ и ($\Psi_\delta \perp \dot{I}$), реализованные на базе асинхронного двигателя 4АНК355М8У3. Они приведены на рис.3,а,б и 4,а,б.

Из рис.3, 4 следует, что с ростом нагрузки на валу АД частота вращения изменяется мало аналогично двигателю постоянного тока с независимым возбуждением. Токи якоря и ротора увеличиваются линейно, а электромагнитный

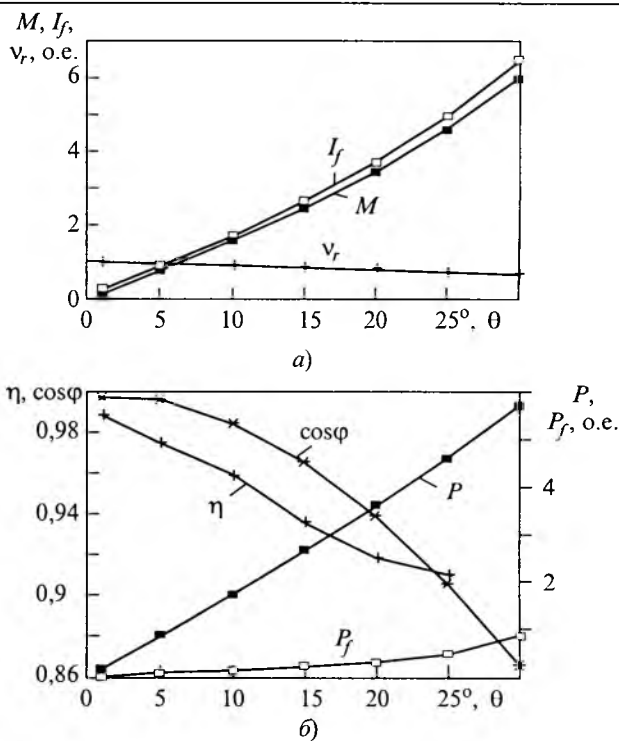


Рис.4. Угловые характеристики АД с ортогональным управлением ($\Psi_\delta \perp \dot{I}$)

момент $M_{\text{эм}} = f(P_2)$ и $M_{\text{эм}} = f(\theta')$ пропорциональны нелинейной зависимости, причем при $P_2 = 1$ ($M_{\text{эм}} = 1$) значения указанных величин соответственно $I = 1$; $I_f = 1,05$.

Перегрузочная способность АД по моменту достигает $K_M = 8,3$ при кратности тока якоря и ротора соответственно 8,3 и 9,35 (рис.3,4).

Особенностью АД является тот факт, что активная мощность ротора P_f при больших нагрузках двигателя меняет свой знак, что свидетельствует о рекуперации электрической энергии ротором в питающую сеть.

Номинальный режим АД имеет место при угле нагрузки $\theta_n = 6,3^\circ$ с суммарным $\eta_{\text{н}\Sigma} = 0,98$ и $\cos \varphi_{\text{н}\Sigma} = 0,998$.

Выводы

1. АД с ($\Psi_\delta \perp \dot{I}$) имеет жесткие скоростные характеристики и высокую перегрузочную способность, достигающую $K_M = 8,3$.
2. АД с ($\Psi_\delta \perp \dot{I}$) обладает высокими энергетическими характеристиками, что оправдывает целесообразность его использования в мощном электроприводе.

Список литературы

1. Копылов И.П., Сонин Ю.П., Гуляев И.В., Байнев В.Ф. Обобщенная электромеханическая система // Электротехника. 1995. № 2. С. 2-4.

2. Сонин Ю.П., Гуляев И.В. Асинхронизированные вентильные двигатели. Саранск: Изд-во Мордовского университета, 1998.

3. Шакарян Ю.Г. Асинхронизированные синхронные машины. М.: Энергоиздат, 1984.

Копылов Игорь Петрович – профессор МЭИ, доктор техн. наук, академик РАЭН.

Сонин Юрий Петрович – профессор кафедры промышленной электроники факультета электронной техники Мордовского ГУ им. Н.П.Огарева, доктор техн. наук. Окончил Уральский политехнический институт в 1953 г. Защитил диссертацию по теме "Асинхронизированные вентильные двигатели" в 1991 г.

Гуляев Игорь Васильевич – декан факультета электронной техники Мордовского ГУ им. Н.П.Огарева канд. техн. наук. Окончил факультет электроники и автоматики Мордовского ГУ в 1977 г. Защитил диссертацию по теме "Асинхронизированный вентильный двигатель" в 1984 г. в ленинградском политехническом институте им. М.И.Калинина.

Вострухин Александр Алексеевич – инженер ОАО "Связьинформ", аспирант кафедры промышленной электроники Мордовского ГУ им. Н.П.Огарева. Окончил факультет электронной техники Мордовского ГУ им.Н.П.Огарева в 1993 г.

Моделирование физических процессов в гистерезисном электродвигателе с учётом пространственных гармоник магнитного поля

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

МЭИ (ТУ)

Предложена эквивалентная электрическая схема замещения реального гистерезисного электродвигателя при синусоидальном напряжении питания. Сформирована математическая модель с сосредоточенными параметрами гистерезисного электродвигателя, с помощью которой исследовано влияние высших пространственных гармоник магнитного поля на электромагнитный момент гистерезисного электродвигателя и потери в его роторе.

The equivalent electric circuit of the real hysteresis electric motor with sinusoidal supply voltage is offered. The mathematical model of hysteresis electric motor with lumped parameters, which provides calculation accuracy of electromagnetic and electromechanical values of this motor not more than 10%, is created. Using this model the influence of the high magnetic field harmonics on the electromagnetic moment of hysteresis electric motor and rotor losses is investigated.

Гистерезисный электродвигатель (ГД) – электрическая машина с наиболее сильно выраженной магнитной несимметрией, обусловленной нелинейностью, гистерезисом и нестабильностью характеристик магнитно-твёрдого материала ротора, который перемагничивается магнитным полем статора в процессе работы. В связи с этим распределение магнитного поля в ГД существенно несинусоидально даже при идеальном (синусоидальном и симметричном) питании и содержание высших гармонических составляющих (гармоник) в магнитном поле ГД значительно выше, чем в полях электрических машин других типов [1]. Высшие гармоники оказывают заметное влияние на потери, момент, ток, потребляемую мощность и другие показатели ГД, вызывают ухудшение его механической характеристики и это влияние необходимо строго учитывать при расчётах и проектировании ГД.

Важнейшей проектной операцией в процессе проектирования, наряду с синтезом и анализом, является моделирование или создание модели объекта проектирования. Для ГД как объекта проектирования – электрической машины, характеризующейся наиболее сложными внутренними физическими процессами, целесообразно использовать математическое моделирование, позволяющее существенно сократить объём трудоёмкого, длительного и дорогостоящего натурального макетирования. При этом необходимо возможно более полно использовать универсальные, отработанные для других электрических машин, методы математического моделирования (конечных элементов, конечных разностей, проводимостей зубцовых контуров и др.) и в то же время корректно учитывать специфические особенности ГД.

В настоящей работе для математического мо-

делирования ГД с учётом высших пространственных гармоник магнитного поля, вызываемых наличием зубцов на магнитопроводе, дискретным размещением обмотки в пазах и технологическими особенностями её выполнения, применён общий для всех электрических машин подход [2]. В соответствии с этим подходом обмотка статора, создающая МДС, несинусоидально распределённую по окружности статора, может быть представлена в виде совокупности последовательно соединённых обмотк, питаемых током одной частоты, но выполненных с разным числом полюсов. Каждая из обмотк идеальна и создаёт синусоидально распределённую по окружности статора МДС, эквивалентную соответствующей пространственной гармонике МДС реальной обмотки.

Ротор ГД при используемом подходе к моделированию эквивалентуется набором идеализированных роторов, расположенных на одном валу и имеющих различное число пар полюсов. Распределение магнитного поля по окружности каждого из роторов синусоидально и эквивалентно соответствующей пространственной гармонике распределения результирующего магнитного поля по окружности реального ротора.

В отличие от электрических машин, магнитные системы которых линейны или могут быть линеаризованы, при использовании рассмотренного подхода для моделирования ГД недопустимо применение метода суперпозиции при расчёте магнитного поля [1]. Так, если по каждой из пространственных гармоник МДС обмотки статора найти соответствующее распределение магнитного поля в роторе ГД, а затем все распределения наложить одно на другое, как это делается, например, для асинхронных машин, то полученная картина магнитного поля будет существенно отличаться от реальной. Это обусловлено нелинейностью, гистерезисом и нестабильностью магнитных характеристик материала ротора, а также взаимным влиянием высших гармоник.

Поэтому при моделировании ГД необходимо сначала по распределению результирующей МДС обмотки статора построить распределение результирующего магнитного поля в магнитной системе ГД и только затем можно применить методы гармонического анализа для упрощения дальнейших расчётов электромагнитных и электромеханических параметров, рабочих показателей и характеристик ГД.

Рассмотренное представление ГД при наличии высших гармоник магнитного поля даёт возможность выделить гармонические составля-

ющие электромагнитного момента от возбуждения ротора, пропорциональные уровню индукции магнитного поля в гистерезисном слое (ГС) ротора, и от реактивности ГД, пропорциональные разности эквивалентных сосредоточенных параметров по осям d и q . Крайне важным является то, что при отсутствии конструктивной несимметрии, что, как правило, имеет место в ГД, и при наличии только магнитной несимметрии можно заметно упростить расчёт результирующих электромеханических характеристик ГД без снижения точности расчётов. Упрощение достигается применением для высших гармоник магнитного поля систем координат, оси которых связаны с осями несимметрии первой гармоники и смещены на некоторые углы относительно последних (рис.1, 2).

Допустимость расположения осей d и q под некоторым углом α к осям магнитной несимметрии доказывается следующим образом. Пусть на рис.1 оси координат dq связаны с осями магнитной несимметрии ротора ГД, т.е. расположены

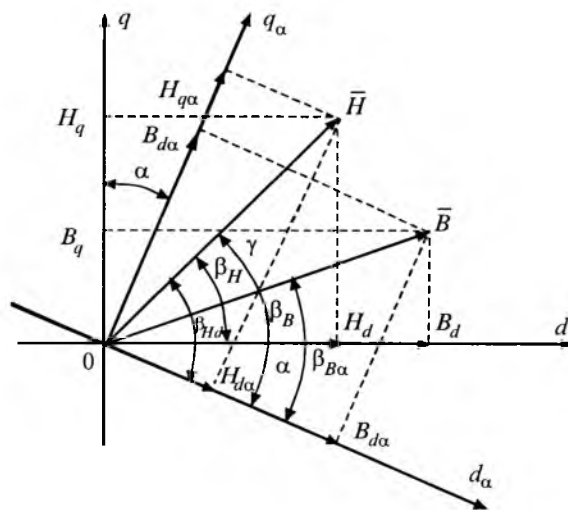


Рис.1. Пространственное смещение системы координат ротора ГД

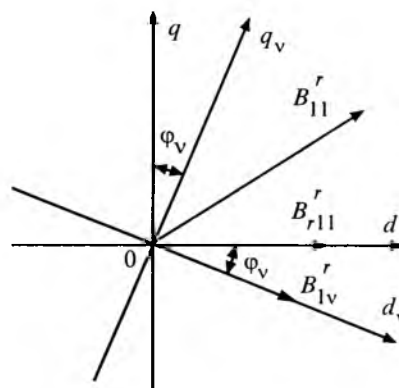


Рис.2. Системы координат для высших гармоник магнитного поля

таким образом, что модуль разности магнитных проницаемостей ГС по осям d ($\mu_d = B_d/H_d$) и q ($\mu_q = B_q/H_q$) максимален (B_d, B_q, H_d, H_q – проекции некоторых векторов индукции \vec{B} и напряжённости \vec{H} магнитного поля ГС на оси d и q). И если при этом некоторая система координат $d_\alpha q_\alpha$ смещена в пространстве относительно системы координат dq на произвольный угол α , то магнитные проницаемости ГС по осям d_α и q_α определяются по формулам $\mu_{d_\alpha} = B_{d_\alpha}/H_{d_\alpha}$, $\mu_{q_\alpha} = B_{q_\alpha}/H_{q_\alpha}$, где $B_{d_\alpha}, B_{q_\alpha}, H_{d_\alpha}, H_{q_\alpha}$ – проекции векторов индукции \vec{B} и напряжённости \vec{H} магнитного поля ГС на оси d_α и q_α . Угол α может быть таким, что $|\mu_{d_\alpha} - \mu_{q_\alpha}| \neq |\mu_d - \mu_q|$ и даже допускается случай, когда $|\mu_{d_\alpha} - \mu_{q_\alpha}| = 0$.

Значение электромагнитного момента, прямопропорциональное произведению амплитуд векторов индукции B и напряжённости H магнитного поля в ГС на синус гистерезисного угла γ между ними $M_\gamma = K_M BH \sin \gamma$ (K_M – коэффициент пропорциональности), в системе координат dq находится следующим образом:

$$M_\gamma = K_M BH \sin \gamma = K_M BH \sin(\beta_H - \beta_B) = K_M BH (\sin \beta_H \cos \beta_B - \cos \beta_H \sin \beta_B) = K_M BH \times \left(\frac{H_q}{H} \frac{B_d}{B} - \frac{H_d}{H} \frac{B_q}{B} \right) = K_M (B_d H_q - B_q H_d), \quad (1)$$

где β_H и β_B – углы между осью d и векторами \vec{H} и \vec{B} соответственно.

С другой стороны, при применении системы координат $d_\alpha q_\alpha$:

$$M_\gamma = K_M BH \sin \gamma = K_M BH \sin(\beta_{H_\alpha} - \beta_{B_\alpha}) = K_M BH (\sin \beta_{H_\alpha} \cos \beta_{B_\alpha} - \cos \beta_{H_\alpha} \sin \beta_{B_\alpha}) = K_M BH \times \left(\frac{H_{q_\alpha}}{H} \frac{B_{d_\alpha}}{B} - \frac{H_{d_\alpha}}{H} \frac{B_{q_\alpha}}{B} \right) = K_M (B_{d_\alpha} H_{q_\alpha} - B_{q_\alpha} H_{d_\alpha}), \quad (2)$$

где β_{H_α} и β_{B_α} – углы между осью d_α и векторами \vec{H} и \vec{B} соответственно.

Однако $\beta_{H_\alpha} - \beta_{B_\alpha} = [(\beta_H + \alpha) - (\beta_B + \alpha)] = \beta_H - \beta_B$. Следовательно, $B_{d_\alpha} H_{q_\alpha} - B_{q_\alpha} H_{d_\alpha} = B_d H_q - B_q H_d$, несмотря на то, что в общем случае $B_{d_\alpha} \neq B_d$, $H_{q_\alpha} \neq H_q$, $B_{q_\alpha} \neq B_q$, $H_{d_\alpha} \neq H_d$.

Поэтому, если система координат смещена в пространстве относительно осей несимметрии на некоторый угол α , то результирующие гармонические составляющие электромагнитного момента не изменяются, несмотря на то, что их проекции на оси d и q изменяются. Всё сказанное относится также к результирующим значе-

ниям и проекциям ЭДС, токов, магнитных потоков и других электромагнитных параметров ГД, что можно доказать аналогично тому, как это сделано для электромагнитного момента. В данном случае, например, проекция, пропорциональная реактивности, в явном виде не выделяется. При таком подходе, по аналогии с математической моделью идеализированного ГД [3], из результирующего распределения остаточной индукции ГС достаточно выделять только первую гармонику.

Графическим отражением предложенного подхода к моделированию ГД с учётом высших пространственных гармоник магнитного поля является эквивалентная электрическая схема замещения ГД при синусоидальном питании (рис.3), в основу которой положена схема замещения идеализированного ГД [3]. Схема замещения, приведённая на рис.3, отражает наличие в магнитном поле ГД n пространственных гармоник (первую и $n-1$ высшую) и содержит: r_s – резистивный элемент, эквивалентный активному сопротивлению обмотки статора; $x_{s\sigma}$ – индуктивный элемент, эквивалентный части проводимости рассеяния обмотки статора, не зависящей от состояния магнитной системы; индуктивные элементы, эквивалентные проекциям на оси d и q гармонических составляющих следующих величин: $x_{Bsd1}, x_{Bsq1}, \dots, x_{Bsd1n}, x_{Bsq1n}$ – проводимости магнитного потока рассеяния в потоковыравнивающей втулке; $x_{\delta d1}, x_{\delta q1}, \dots, x_{\delta d1n}, x_{\delta q1n}$ – взаимной индуктивности между обмоткой статора и ГС ротора; $x_{r\mu d1}, x_{r\mu q1}, \dots, x_{r\mu d1n}, x_{r\mu q1n}$ – намагничённости ГС (реакции якоря ГД); $x_{r\sigma d1}, x_{r\sigma q1}, \dots, x_{r\sigma d1n}, x_{r\sigma q1n}$ – проводимости рассеяния магнитного потока с ротора. К активным элементам схемы замещения относятся источники ЭДС, эквивалентные: E_{rrq1} – первой гармонике остаточной индукции ГС; $E_{sq1}, E_{sd1}, E_{roq1}, E_{rod1}, \dots, E_{roq1n}, E_{rod1n}$ – ЭДС вращения (индекс s означает принадлежность к статору, r – к ротору).

На рис.3 также показаны проекции на оси d и q вектора напряжения – U_{sd}, U_{sq} ; тока в обмотке статора – I_{sd}, I_{sq} ; токов, эквивалентных МДС намагничивающего контура – $I_{\delta d1}, I_{\delta q1}, \dots, I_{\delta d1n}, I_{\delta q1n}$ и МДС ГС ротора – $I_{rd1}, I_{rq1}, \dots, I_{rd1n}, I_{rq1n}$.

Значения эквивалентных сосредоточенных параметров, не зависящих от текущего состояния магнитной системы, т.е. r_s и $x_{s\sigma}$, рассчитываются по соотношениям из общей теории электрических машин [2]. Значения всех остальных пассивных элементов схемы замещения, т.е. эквивалентных сосредоточенных параметров, за-

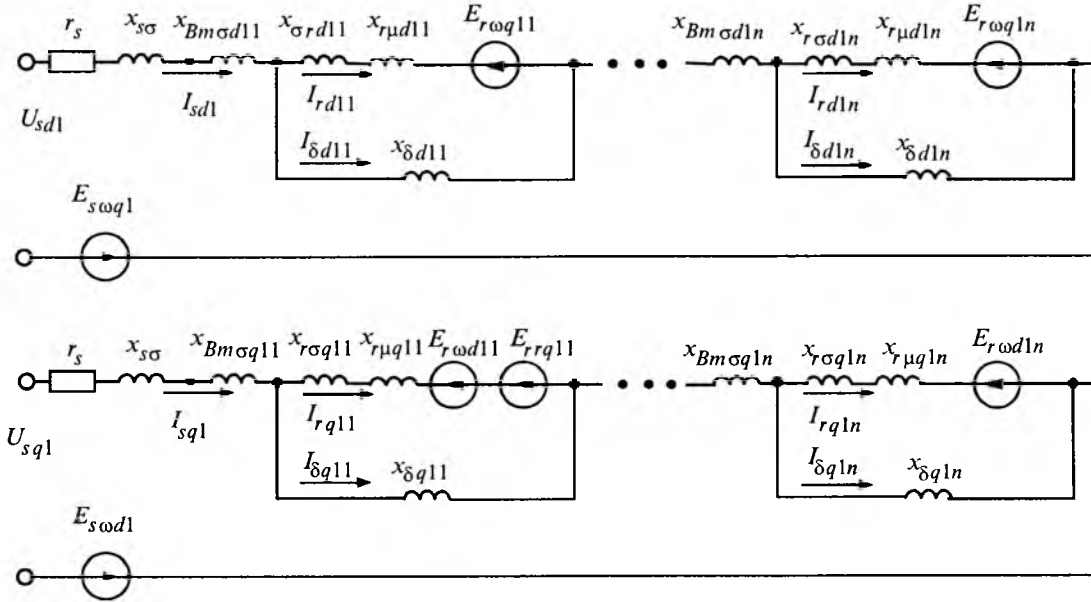


Рис.3. Эквивалентная электрическая схема замещения ГД при синусоидальном питании

висящих от текущего состояния магнитной системы, находятся по геометрическим размерам ГД и результирующим распределениям магнитного поля в статоре, зазоре и роторе, которые, в свою очередь, определяются с помощью математической модели магнитного поля в ГД [4].

В соответствии с полученной схемой замещения составляется система уравнений равновесия напряжений в ГД, имеющая следующий вид:

$$\left. \begin{aligned}
 r_s I_{sd1} - x_{s\delta q1} I_{sq1} - x_{\delta q11} I_{rq11} - x_{\delta q12} I_{rq12} - \dots - x_{\delta q1n} I_{rq1n} &= U_{sd1}; \\
 r_s I_{sq1} + x_{s\delta d1} I_{sd1} + x_{\delta d11} I_{rd11} + x_{\delta d12} I_{rd12} + \dots + x_{\delta d1n} I_{rd1n} &= U_{sq1}; \\
 -x_{\delta q11} I_{sq1} - x_{\delta r q11} I_{rq11} &= 0; \\
 x_{\delta d11} I_{sd1} + x_{\delta r d11} I_{rd11} &= -E_{rrq11}; \\
 -x_{\delta q12} I_{sq1} - x_{\delta r q12} I_{rq12} &= 0; \\
 x_{\delta d12} I_{sd1} + x_{\delta r d12} I_{rd12} &= 0; \\
 \dots & \\
 -x_{\delta q1n} I_{sq1} - x_{\delta r q1n} I_{rq1n} &= 0; \\
 x_{\delta d1n} I_{sd1} + x_{\delta r d1n} I_{rd1n} &= 0.
 \end{aligned} \right\} (3)$$

В уравнения системы (3) входят, кроме параметров, приведённых на рис.3, следующие величины, выражаемые через указанные параметры:

– полные индуктивные сопротивления независимых контуров, содержащих $x_{s\sigma}, x_{B\sigma d1v}, \dots, x_{\sigma d1v}$ ($v = 1, 2, \dots, n$),

$$x_{s\delta d1} = x_{s\sigma} + \sum_{v=1}^n (x_{B\sigma d1v} + x_{\sigma d1v}); \quad (4)$$

– полные индуктивные сопротивления независимых контуров, содержащих $x_{s\sigma}, x_{B\sigma q1v}, \dots, x_{\delta q1v}$,

$$x_{s\delta q1} = x_{s\sigma} + \sum_{v=1}^n (x_{B\sigma q1v} + x_{\sigma q1v}); \quad (5)$$

– полные индуктивные сопротивления независимых контуров, содержащих $x_{\delta d1v}, x_{r\mu d1n}, \dots, x_{r\sigma d1v}$,

$$x_{\delta r d1v} = x_{\delta d1v} + x_{r\mu d1v} + x_{r\sigma d1v}; \quad (6)$$

– полные индуктивные сопротивления независимых контуров, содержащих $x_{\delta q1v}, x_{r\mu q1n}, \dots, x_{r\sigma q1v}$,

$$x_{\delta r q1v} = x_{\delta q1v} + x_{r\mu q1v} + x_{r\sigma q1v}. \quad (7)$$

Система уравнений (3) составлена в системе координат dq , жёстко связанной с вектором первой гармоники остаточной индукции ГС. Выше показано, что для упрощения расчёта электро-механического преобразования энергии в ГД при незначительном снижении точности расчёта допустимо не учитывать высшие гармоники остаточной индукции ГС. Поэтому в вектор-столбце напряжений присутствует только ЭДС, эквивалентная первой гармонике остаточной индукции ГС.

В векторной форме система уравнений равновесия напряжений в ГД (3) принимает следующий вид:

$$\left. \begin{aligned} Z_{s\delta 1} \bar{I}_{s1} + X_{\delta 11} \bar{I}_{r11} + X_{\delta 12} \bar{I}_{r12} + \dots + X_{\delta 1n} \bar{I}_{r1n} &= \bar{U}_{s1}; \\ X_{\delta 11} \bar{I}_{s1} + X_{\delta r11} \bar{I}_{r11} &= \bar{U}_{r11}; \\ X_{\delta 12} \bar{I}_{s1} + X_{\delta r12} \bar{I}_{r12} &= \bar{U}_{r12}; \\ \dots & \\ X_{\delta 1n} \bar{I}_{s1} + X_{\delta r1n} \bar{I}_{r1n} &= \bar{U}_{r1n}, \end{aligned} \right\} (8)$$

где \bar{U}_{s1} – вектор синусоидального напряжения тока, питающего обмотку статора; \bar{U}_{rv} – вектор напряжения, соответствующего v -й гармонике ЭДС, эквивалентной МДС остаточной индукции ГС ротора; \bar{I}_{s1} – вектор тока в обмотке статора; \bar{I}_{rv} – вектор v -й гармоники тока, эквивалентного МДС ГС ротора; $Z_{s\delta 1}$ – полное сопротивление цепи статора и намагничивающего контура; $X_{\delta 1v}$ – индуктивное сопротивление взаимной индуктивности между обмоткой статора и ГС ротора по v -й пространственной гармонике вектора тока, эквивалентного МДС намагничивающего контура, $\bar{I}_{\delta 1v}$; $X_{\delta r1v}$ – суммарное индуктивное сопротивление намагничивающего контура и цепи ротора по v -м пространственным гармоникам векторов тока $\bar{I}_{\delta 1v}$ и тока \bar{I}_{rv} .

Система уравнений (8) наглядно иллюстрирует связь синусоидального тока в обмотке статора с каждой v -й пространственной гармоникой тока, эквивалентного МДС ГС ротора. Коэффициенты $Z_{s\delta 1}$, $X_{\delta 11}$, $X_{\delta 12}$, \dots , $X_{\delta 11v}$, \dots , $X_{\delta 1n}$ эквивалентны взаимной индуктивности между обмоткой статора и ГС ротора. Коэффициенты $X_{\delta r11}$, $X_{\delta r12}$, \dots , $X_{\delta r1v}$, \dots , $X_{\delta r1n}$ представляют собой полные сопротивления участков эквивалентной электрической цепи ГС ротора для 1-й во времени и v -й в пространстве гармоники тока, эквивалентного МДС ГС.

Систему уравнений (8) отражает возможность построения математической модели ГД, как и любой другой электрической машины, с позиций обобщённой теории электромеханического преобразования энергии [2]. Контурам с распределёнными параметрами ставятся в соответствие контуры с эквивалентными сосредоточенными параметрами. Нелинейные зависимости цепей с распределёнными параметрами представляются эквивалентными зависимостями цепей с сосредоточенными параметрами. Эквивалентные контуры ставятся в соответствие определённым про-

цессам или явлениям. Система уравнений в матричной форме имеет следующий вид:

$$\left\| \bar{Z}_1 \right\| \cdot \left\| \bar{I}_1 \right\| = \left\| \bar{U}_1 \right\|, \quad (9)$$

где $\left\| \bar{Z}_1 \right\|$ – матрица, составленная из коэффициентов системы (8); $\left\| \bar{I}_1 \right\|$ и $\left\| \bar{U}_1 \right\|$ – векторы-столбцы, элементами которых являются соответственно токи и напряжения в эквивалентных контурах.

Система уравнений (9) (система (3)) решается известными численными методами, например, методом Гаусса исключения неизвестных [5]. В результате решения находятся проекции на оси d и q векторов гармоник тока в обмотке статора I_{sd1} , I_{sq1} и токов, эквивалентных МДС ГС ротора I_{rd1v} , I_{rq1v} . Затем вычисляются проекции на оси d и q гармоник токов, эквивалентных МДС, обусловленных взаимной индуктивностью между обмоткой статора и ГС ротора (МДС намагничивающих контуров):

$$I_{\delta d1v} = I_{sd1} - I_{rd1v}; \quad I_{\delta q1v} = I_{sq1} - I_{rq1v}. \quad (10)$$

После определения указанных проекций известны амплитуды и фазы векторов соответствующих токов.

После решения системы уравнений (9) рассчитываются рабочие показатели (развиваемый электромагнитный момент, потери, потребляемая и полезная мощности и др.) и характеристики (механическая, токовая и др.) ГД. Это делается таким же образом, как и для электрических машин других типов [2].

Для того, чтобы установить насколько разработанная математическая модель адекватна реальным физическим процессам в ГД и оценить точность расчётов по ней, было проведено сравнение результатов расчёта с экспериментальными данными. С целью получения наиболее полной картины рассматривалось содержание пространственных высших гармоник от 0 до 100%, хотя на практике содержание указанных гармоник в магнитном поле ГД обычно не превышает 30%. При расчётах содержание высших пространственных гармоник изменялось с шагом 5% в диапазоне от 0 до 30% и с шагом 10% – в диапазоне от 30 до 100%.

Были использованы результаты экспериментального исследования влияния высших пространственных гармоник магнитного поля в роторе на электромагнитный момент, потери в роторе и механическую характеристику макетов

ГД [6]. В [6] для получения экспериментальных зависимостей был разработан источник на основе стандартных модулей (усилителей мощности и генераторов сложного напряжения), позволяющий изменять в широких пределах как гармонический состав (от 0 до 300%) высших гармонических составляющих магнитного поля, так и фазовый сдвиг между ними (обеспечивающий прямое или обратное вращение высших гармоник). Индукция в воздушном зазоре и в роторе определялась с помощью набора измерительных катушек. Гармонический состав измерительных сигналов контролировался анализатором гармоник.

На рис.4 приведены зависимости электромагнитного момента ГД – m от процентного содержания высших пространственных гармоник магнитного поля γ , а на рис.5 – зависимости потерь в роторе ГД – p от γ . Для удобства анализа значения момента и потерь на этих и всех последующих рисунках показаны в относительных единицах, для которых в качестве базовых величин приняты момент и потери при достижении ГД синхронной частоты вращения. На рис.4,5 1 – зависимости момента и потерь от γ при наличии в результирующей индукции в роторе 3-й

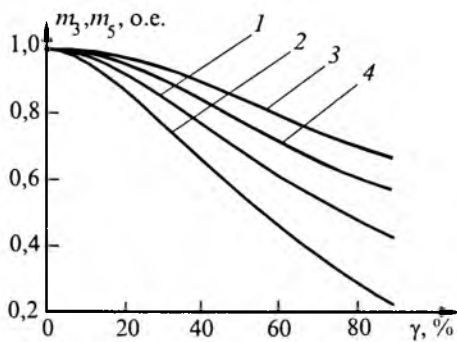


Рис.4. Зависимости электромагнитного момента ГД от процентного содержания высших пространственных гармоник магнитного поля

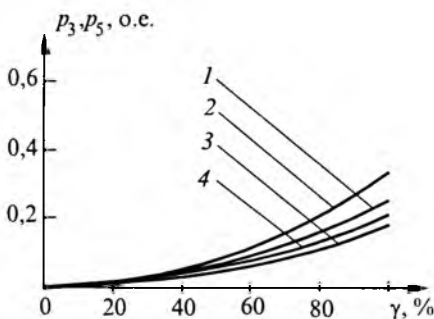


Рис.5. Зависимости потерь в роторе ГД от процентного содержания высших пространственных гармоник магнитного поля

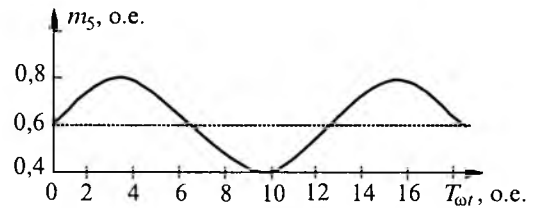


Рис.6. Пульсации электромагнитного момента ГД при наличии в магнитном поле ГД третьей обратной пространственной гармоники

прямой пространственной гармоники; 2 – соответствующие зависимости для случая 3-й обратной гармоники; 3 – для случая 5-й прямой гармоники; 4 – для случая 5-й обратной гармоники.

Проведённый расчётный анализ показал, что высшие пространственные гармоники приводят к пульсациям суммарного электромагнитного момента ГД относительно среднего значения (рис.6). Указанные пульсации имеют достаточно высокую амплитуду. Например, в синхронном режиме работы ГД при содержании 5-й прямой пространственной гармоники в результирующей индукции в роторе 60% амплитуда составляет до 35% среднего значения полного электромагнитного момента. Потери в синхронном режиме в каждой точке (элементарном объёме (элементе), который с позиций распределения магнитного поля можно рассматривать как точку) ротора практически одинаковы и определяются только амплитудами высших пространственных гармоник. Сказанное соответствует теоретическим представлениям о физических процессах, протекающих в роторе ГД.

Рассматривалось также влияние на рабочие показатели и характеристики ГД одновременно нескольких высших пространственных гармоник. На рис.7 приведены зависимости электромагнитного момента, а на рис.8 – потерь в ро-

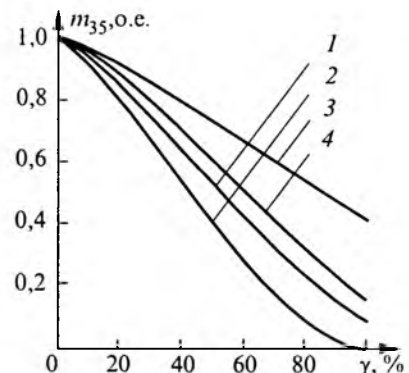


Рис.7. Влияние на электромагнитный момент ГД одновременно нескольких высших пространственных гармоник магнитного поля

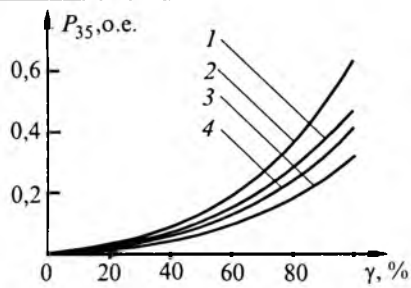


Рис.8. Влияние на потери в роторе ГД одновременно нескольких высших пространственных гармоник магнитного поля

торе в синхронном режиме от процентного содержания 3-й и 5-й пространственных гармоник. Здесь 1 – зависимости при одновременном присутствии в результирующей индукции в роторе ГД 3-й обратной и 5-й прямой пространственных гармоник; 2 – зависимости для 3-й и 5-й обратных гармоник; 3 – зависимости для 3-й и 5-й прямых гармоник; 4 – зависимости для 3-й прямой и 5-й обратной гармоник.

В таблице приведены значения коэффициента механической характеристики ГД C_m , определяемого как отношение пускового момента M_n к максимальному синхронному моменту $M_{м.с.}$: $C_m = M_n / M_{м.с.}$ [1] и характеризующего степень влияния на механическую характеристику высших гармоник магнитного поля, для вариантов ГД, рабочие показатели и характеристики которых определялись в [6] экспериментальным путём. Даны результаты для двух ГД, условно обозначенных ГД1 и ГД2: ГД1 с обмоткой статора, выполненной с числом полюсов $2p = 8$, в магнитном поле ротора которого наиболее проявлена 5-я пространственная гармоника магнитного поля; ГД2 с обмоткой статора, имеющей $2p = 12$, в магнитном поле ротора которого наиболее проявлена 7-я пространственная гармоника. Уровень 1-й гармоники индукции магнитного поля в роторах ГД поддерживался постоянным и равным 0,8 Тл, а процентное содержание γ высших ν -х гармоник изменялось.

Показатель	ГД1			ГД2	
	5			7	
ν					
$\gamma, \%$	50	75	90	75	100
$C_{м.опыт}, \text{о. е.}$	1,16	1,39	1,50	1,26	1,50
$C_{м.расч}, \text{о. е.}$	1,14	1,36	1,57	1,24	1,47

Выводы

1. Выполнено моделирование ГД с учётом не-синусоидальности распределения магнитного поля в статоре, воздушном зазоре и роторе, что позволяет количественно оценивать влияние высших гармоник в магнитном поле на рабочие показатели и характеристики ГД.

2. Разработанная модель позволяет осуществлять автоматизированные расчёты и проектирование ГД.

3. Проведена серия расчётов ряда ГД, выполнено сравнение результатов расчётов с экспериментальными данными.

4. Установлено, что разработанная математическая модель адекватна реальным физическим процессам в ГД, позволяет получить количественно и качественно непротиворечивые результаты и обеспечивает точность расчёта рабочих показателей и характеристик ГД не менее 10%.

Список литературы

1. Делекторский Б.А., Тарасов В.Н. Управляемый гистерезисный привод. М.: Энергоатомиздат, 1983.
2. Копылов И.П. Математическое моделирование электрических машин. М.: Высшая школа, 1994.
3. Шмелёва Г.А. Метод расчёта электромеханических процессов в гистерезисных двигателях//Межвузовск. сб. тр. М.: МЭИ, 1983. № 14.
4. Никаноров В.Б., Останин С.Ю., Шмелёва Г.А. Математическая модель магнитного поля в гистерезисном двигателе//Электричество. 1995. № 12. С. 36–40.
5. Бахвалов И.С. Численные методы. М.: Наука, 1987.
6. Мастяев Н.З., Трегубов В.А. Влияние высших гармоник на синхронный момент и электромагнитную мощность гистерезисного двигателя//Электричество. 1978. № 7.

Коэффициент мощности асинхронного электропривода с непосредственным преобразователем частоты с широтно-импульсной модуляцией

ВОЛКОВ А.В.

Путем теоретического анализа с использованием обобщенных векторов получены аналитические зависимости для коэффициента мощности асинхронного электропривода с непосредственным преобразователем частоты (НПЧ) с широтно-импульсной модуляцией (ШИМ) выходного напряжения, приведены результаты расчета коэффициента мощности электропривода с НПЧ-ШИМ для основных законов частотного управления двигателем, предложены рекомендации по применению данного вида электропривода.

С появлением быстродействующих полностью управляемых силовых полупроводниковых приборов (GTO, GST, IGBT) и микропроцессорных средств управления в настоящее время стало технически осуществимым создание высококачественных асинхронных электроприводов с непосредственными преобразователями частоты (НПЧ) с широтно-импульсной модуляцией (ШИМ) выходного напряжения [1, 2]. При этом с учетом чрезвычайной актуальности проблемы энергосбережения и существующей недостаточности исследованности режимов энергопотребления таких электроприводов для успешного внедрения и правильного промышленного применения указанного нового вида частотно-регулируемого асинхронного электропривода необходимо провести анализ его энергетических показателей и среди первоочередных и наиболее практически важных – коэффициента мощности асинхронного электропривода с НПЧ-ШИМ. Известные исследования коэффициента мощности асинхронных электроприводов с НПЧ-ШИМ [1] не учитывают современные виды управления указанными электроприводами (в частности, частотно-токовое управление с релейными режимами регулирования статорного тока [2]), приводят лишь самые общие и трудноприменимые для практических инженерных расчетов (из-за своей громоздкости) теоретические зависимости (полученные исходя из разложения в ряд Фурье напряжений и токов НПЧ-ШИМ), не дают конкретных сведений о численных значениях коэффициента мощности асинхронных электроприводов с НПЧ-ШИМ и о зависимости последнего от параметров режима работы (скорости, электромагнитного момента) привода (двигателя).

Потребляемая кажущаяся мощность S трехфазного электропотребителя (в рассматриваемом случае – асинхронного электропривода с НПЧ-ШИМ) при произвольной форме входных текущих фазных токов $I_A(t)$, $I_B(t)$, $I_C(t)$ и напряжений $U_A(t)$, $U_B(t)$, $U_C(t)$ рассчитывается через действующие (среднеквадратичные) значения $I_{Aд}$, $I_{Bд}$, $I_{Cд}$ и $U_{Aд}$, $U_{Bд}$, $U_{Cд}$ из формулы [3]:

$$S = U_{Aд} I_{Aд} + U_{Bд} I_{Bд} + U_{Cд} I_{Cд}. \quad (1)$$

При этом действующие значения фазных токов и напряжений находятся за период времени повторения (например, равный в стационарном режиме периоду $T_1 = 2\pi/\omega_1$ основной гармоники статорного тока двигателя) из соотношений:

$$\left. \begin{aligned} I_{Aд} &= \left[\frac{1}{T_1} \int_0^{T_1} I_A^2(t) dt \right]^{1/2} ; & U_{Aд} &= \left[\frac{1}{T_1} \int_0^{T_1} U_A^2(t) dt \right]^{1/2} ; \\ I_{Bд} &= \left[\frac{1}{T_1} \int_0^{T_1} I_B^2(t) dt \right]^{1/2} ; & U_{Bд} &= \left[\frac{1}{T_1} \int_0^{T_1} U_B^2(t) dt \right]^{1/2} ; \\ I_{Cд} &= \left[\frac{1}{T_1} \int_0^{T_1} I_C^2(t) dt \right]^{1/2} ; & U_{Cд} &= \left[\frac{1}{T_1} \int_0^{T_1} U_C^2(t) dt \right]^{1/2} . \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

Полагая питающие фазные напряжения $U_A(t)$, $U_B(t)$, $U_C(t)$ синусоидальной формы и симметричными (т.е. имеющими равную амплитуду U_s и фазовые сдвиги между собой в 120 и 240°, преобразуем (1) к виду:

$$S = U_{ф.д} (I_{Aд} + I_{Bд} + I_{Cд}) = U_s (I_{Aд} + I_{Bд} + I_{Cд}) / \sqrt{2}, \quad (3)$$

где

$$U_{\phi,л} = U_{Ал} = U_{Вл} = U_{Сл} = U_s / \sqrt{2} \quad (4)$$

– действующие значения синусоидальных фазных напряжений; U_s – амплитуда синусоидальных фазных напряжений (равна модулю U_s обобщенного вектора напряжения \bar{U}_s , создаваемого действием указанных фазных напряжений $U_A(t)$, $U_B(t)$, $U_C(t)$ питающей сети).

С учетом симметрии фазных статорных токов $I_A(t)$, $I_B(t)$, $I_C(t)$ двигателя, конструктивной идентичности выполнения его статорных обмоток и одинаковости всех силовых ключей НПЧ-ШИМ в стационарном режиме электропривода справедливо равенство действующих фазных значений $I_{\phi,л}$ потребляемых из питающей сети токов электропривода:

$$I_{\phi,л} = I_{Ал} = I_{Вл} = I_{Сл} \quad (5)$$

Используя следующие эквивалентные математические преобразования:

$$\begin{aligned} (I_{Ал} + I_{Вл} + I_{Сл})^2 &= \left[\left(\frac{1}{T_1} \int_0^{T_1} I_A^2 dt \right)^{1/2} + \right. \\ &+ \left. \left(\frac{1}{T_1} \int_0^{T_1} I_B^2 dt \right)^{1/2} + \left(\frac{1}{T_1} \int_0^{T_1} I_C^2 dt \right)^{1/2} \right]^2 = \\ &= \frac{1}{T_1} \int_0^{T_1} (I_A^2 + I_B^2 + I_C^2) dt + \frac{2}{T_1} \left[\left(\int_0^{T_1} I_A^2 dt \right)^{1/2} \times \right. \\ &\times \left. \left(\int_0^{T_1} I_B^2 dt \right)^{1/2} + \left(\int_0^{T_1} I_B^2 dt \right)^{1/2} \left(\int_0^{T_1} I_C^2 dt \right)^{1/2} + \right. \\ &+ \left. \left. \left(\int_0^{T_1} I_C^2 dt \right)^{1/2} \left(\int_0^{T_1} I_A^2 dt \right)^{1/2} \right] = \\ &= \frac{3}{2} \left[\frac{1}{T_1} \int_0^{T_1} \frac{2}{3} (I_A^2 + I_B^2 + I_C^2) dt \right] + \\ &+ 2[I_{Ал}I_{Вл} + I_{Вл}I_{Сл} + I_{Сл}I_{Ал}] \quad (6) \end{aligned}$$

и известное соотношение для текущего значения I_s модуля обобщенного вектора через его текущие фазные проекции I_A , I_B , I_C [4]:

$$I_s = \left[\frac{2}{3} (I_A^2 + I_B^2 + I_C^2) \right]^{1/2}, \quad (7)$$

найдем с учетом (5) расчетную зависимость для действующего фазного значения $I_{\phi,л}$ трехфазной симметричной системы величин произвольной несинусоидальной формы через действующее значение $I_{сд}$ модуля обобщенного вектора этих величин:

$$\left. \begin{aligned} I_{\phi,л} &= I_{сд} / \sqrt{2}; \\ I_{сд} &= \left[\frac{1}{T_1} \int_0^{T_1} I_s^2 dt \right]^{1/2} \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

Подставив значения из (4) и (8) в выражение (3), получим для условия питания симметричными токами произвольной (несинусоидальной) формы от симметричной трехфазной системы синусоидальных напряжений формулы для расчета потребляемой кажущейся мощности асинхронного электропривода с НПЧ-ШИМ:

$$S = \frac{3}{2} U_s I_{сд} \quad (9)$$

– в абсолютных единицах, или

$$S = U_s I_{сд} \quad (10)$$

– в общепринятой для машин переменного тока системе относительных единиц [5]. При этом следует заметить, что для трехфазных симметричных систем токов и напряжений произвольной формы при определении мощности является достаточным во втором уравнении из (8) интегрировать за интервал повторения, равный $T_1/6$ (вместо всего периода T_1), что обусловлено в таких системах кратностью, равной шести, повторения формы текущих значений модулей обобщенных векторов тока и напряжения за период T_1 [4].

На рис.1,а представлена блок-схема асинхронного электропривода с трехфазным НПЧ-ШИМ [1], в каждой фазе которого содержится по три полностью управляемых ключа с двухсторонней проводимостью (выполненные, например, согласно рис.1,б,в [6]). Одной стороной указанные ключи подсоединены к фазам А, В, С питающей сети (к вторичным обмоткам силового трансформатора Т на рис.1,а с фазными напряжениями $U_A(t)$, $U_B(t)$, $U_C(t)$ соответственно), а другой – связаны со статорными обмотками а, б, с трехфазного короткозамкнутого асинхронного двигателя (АД).

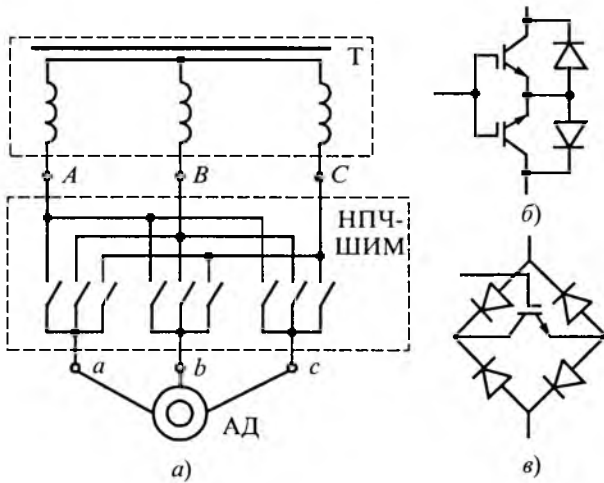


Рис.1. Блок-схема трехфазного НПЧ-ШИМ (а) и вариантов выполнения его силовых ключей (б, в)

Для трехфазного НПЧ-ШИМ в зависимости от вариантов одновременного открытого состояния его силовых ключей реализуются виды схем подсоединения фазных статорных обмоток *a, b, c* двигателя к фазам *A, B, C* питающей сети, показанные на рис.2 [1,2]. Управление согласно схемам на рис.2, *а,б* характеризуется одновременным подключением всех трех статорных обмоток АД ко всем трем фазам *A, B, C* напряжения питающей сети с прямым (рис.2,а) или обратным (рис.2,б) чередованием фаз (назовем данный режим "управлением 1"). "Управление 2" – режим одновременного подключения всех статорных обмоток АД только к двум (из трех) фазам напряжения питающей сети, который реализуется посредством схемы на рис.2,в. В схеме на рис.2,г осуществляется одновременное замыкание между собой всех 3 фазных статорных обмоток *a, b, c* двигателя ("управление 3"). На практике в асинхронном электроприводе с НПЧ-ШИМ за-

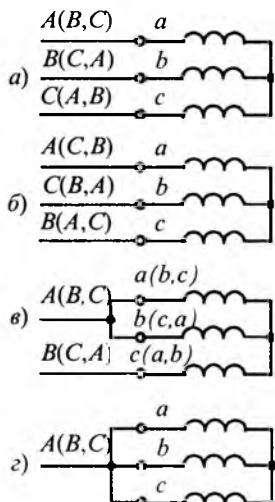


Рис.2. Схемы подключения от НПЧ-ШИМ статорных обмоток АД к фазам *A, B, C* напряжения питающей сети:

а, б – при "управлении 1" с прямым (а) или обратным (б) чередованием фаз; *в* – при "управлении 2"; *г* – при "управлении 3"

частую используется комбинированное управление, характеризуемое на различных интервалах текущего времени разными режимами подключения (управления) из приведенных на рис.2 [1,2]. При этом управление НПЧ-ШИМ только в соответствии со схемами на рис.2,а,б,в ("управление 1 и 2" или их комбинация) получило в литературе название "двухполярной модуляции", а в дополнительном сочетании со схемой на рис.2,г ("управление 3") – "однополярной модуляции" [1].

Коэффициент потребляемой из питающей сети мощности $\cos\phi_s$ частотно-управляемого асинхронного электропривода рассчитывается из формулы [3, 5]:

$$\cos\phi_s = P/S = P/(U_s I_{sd}), \quad (11)$$

где P – общая потребляемая электроприводом из питающей сети активная мощность, равная сумме механической мощности $P_{мех}$ двигателя и суммарной мощности электромагнитных потерь $\Delta P_{эм}$ в АД и НПЧ-ШИМ [7],

$$\left. \begin{aligned} P &= P_{мех} + \Delta P_{эм}; \\ P_{мех} &= \mu\omega; \\ \Delta P_{эм} &= \Delta P_{зс} + \Delta P_{эр} + \Delta P_{ст} + \Delta P_{пч}. \end{aligned} \right\} (12)$$

В (12) $\Delta P_{зс}$, $\Delta P_{эр}$ и $\Delta P_{ст}$ – соответственно электрические потери мощности в статорной и роторной обмотках двигателя и магнитные потери в стали АД; $\Delta P_{пч}$ – электрические потери мощности в НПЧ-ШИМ; μ и ω – электромагнитный момент и скорость АД соответственно. При этом в качестве указанных мощностей, момента и скорости АД приняты их соответствующие усредненные (за период основной гармоники статорного тока) значения. Здесь и далее в формулах используется запись переменных и параметров в общепринятой для машин переменного тока системе относительных единиц [5].

Принимая во внимание известное выражение для расчета в стационарном режиме электропривода среднего значения μ электромагнитного момента АД через модули обобщенных векторов основных гармоник статорного тока I_1 и потокосцепления ротора ψ_1 двигателя, угол сдвига ϕ между указанными обобщенными векторами [7]

$$\mu = k\psi_1 I_1 \sin\phi, \quad (13)$$

получаем из (11) и (12) следующую зависимость для расчета коэффициента мощности электропривода с НПЧ-ШИМ:

$$\cos\varphi_s = (kI_1\psi_1\omega\sin\varphi + \Delta P_{эм})/U_s I_{сд}, \quad (14)$$

где k – коэффициент связи ротора двигателя.

В дальнейшем будем рассматривать асинхронный электропривод с НПЧ-ШИМ, в котором реализуется распространенное для современных частотно-регулируемых электроприводов частотно-токовое управление с использованием релейных (разрывных) режимов [8] и, в частности, – релейное управление "в трубке" модулем $I(t)$ обобщенного вектора $\bar{I}(t)$ статорного тока АД [2]. При указанном управлении, иллюстрируемом временными токовыми диаграммами на рис.3,а,б, справедливы для стационарных режимов следующие зависимости [2]:

$$\left. \begin{aligned} \bar{I}(t) &= I(t)e^{j(\omega_1 t + \alpha_0)}; \\ I(t) &= I_1 + (-1)^n \Delta I_n \left(\frac{1}{2} - \frac{t'}{\tau_n} \right); \\ I_a(t) &= I(t) \cos(\omega_1 t + \alpha_0); \\ I_b(t) &= I(t) \cos(\omega_1 t + \alpha_0 - 2\pi/3); \\ I_c(t) &= I(t) \cos(\omega_1 t + \alpha_0 + 2\pi/3); \\ 0 \leq t' = t - t_n < \tau_n, \end{aligned} \right\} \quad (15)$$

где $I_a(t), I_b(t), I_c(t)$ – фазные статорные токи двигателя; I_1 и α_0 – основная составляющая (образованная от действия основных гармонических составляющих фазных токов АД) модуля обобщенного вектора $\bar{I}(t)$ статорного тока двигателя и его начальный фазовый угол (при текущем времени $t = 0$) соответственно; ω_1 – угловая частота основной гармоники статорного тока; ΔI_n – размах токовой "трубки"; t' – время, отсчитываемое от начала и на протяжении каждого текущего межкоммутационного интервала НПЧ-ШИМ; t_n и τ_n – соответственно время наступления и длительность n -го межкоммутационного интервала.

Очевидно, что в стационарном режиме работы электропривода остаются неизменными значения следующих из упомянутых параметров:

$$I_1, \omega_1, \psi_1, \Delta I_n, \alpha_0 = \text{const}. \quad (16)$$

Для электропривода с НПЧ-ШИМ при управлении 1 (рис.2,а,б) каждый из потребляемых из питающей сети токов (I_A, I_B, I_C) электропривода численно равен одному из значений фазных статорных токов (I_a, I_b, I_c) АД. С учетом (7) в указанном режиме равны между собой текущие значения модулей обобщенных векторов тока электропривода $I_s(t)$ и двигателя $I(t)$:

$$I_s(t) = I(t), \quad (17)$$

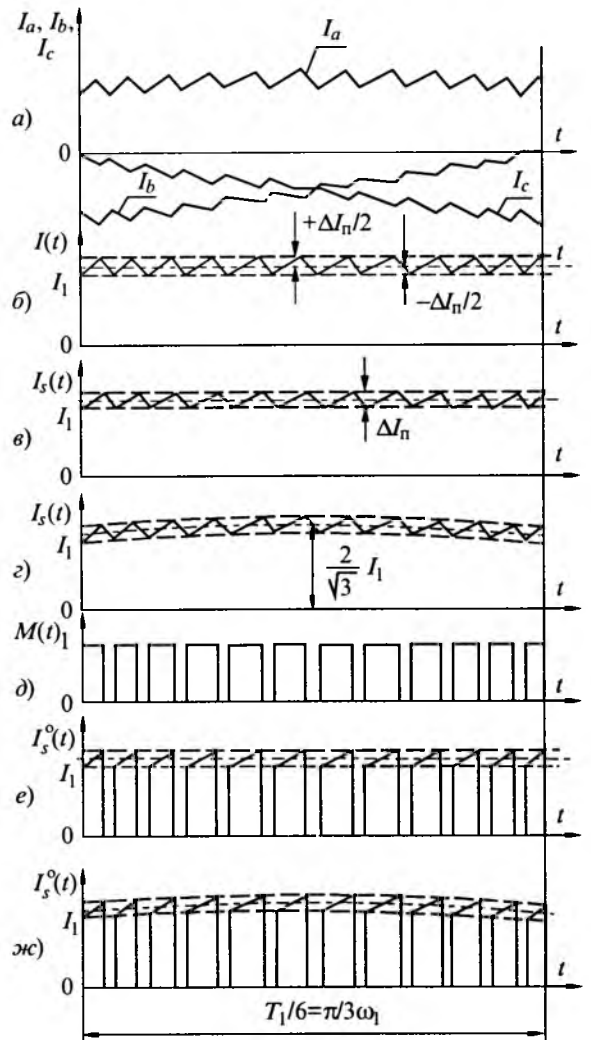


Рис.3. Временные диаграммы электропривода с НПЧ-ШИМ:

а – фазных статорных токов I_a, I_b, I_c АД; б – модуля $I(t)$ обобщенного вектора статорного тока АД; в – модуля $I_s(t)$ обобщенного вектора тока электропривода с НПЧ-ШИМ для двухполярной модуляции и управления 1; г – модуля $I_s(t)$ обобщенного вектора тока электропривода с НПЧ-ШИМ для двухполярной модуляции и управления 2; д – модуляционной функции $M(t)$; е – модуля $I_s^o(t)$ обобщенного вектора тока электропривода для однополярной модуляции и управления 1; ж – модуля $I_s^o(t)$ обобщенного вектора тока электропривода для однополярной модуляции и управления 2

а действующее значение $I_{сд}$ модуля $I_s(t)$ обобщенного вектора тока электропривода находится в виде [7]:

$$\left. \begin{aligned} I_{сд} &= \left[\frac{1}{T_1} \int_0^{T_1} I^2(t) dt \right]^{1/2} = q_1 I_1; \\ q_1 &= \left[1 + \frac{1}{12} (\Delta I_n / I_1)^2 \right]^{1/2}. \end{aligned} \right\} \quad (18)$$

Анализ управления 2 (рис.2,б) электропривода с НПЧ-ШИМ проведем при нулевом значении начального угла ($\alpha_0 = 0$) на временном интервале: $-\pi/6\omega_1 \leq t \leq \pi/6\omega_1$, равном $T_1/6$ (рис.3). Как показано ранее, это возможно вследствие повторяемости изменения модуля обобщенного вектора трехфазной симметричной системы сигналов на интервале, кратном $1/6$ части периода T_1 , изменения фазных значений этих сигналов. Пусть, например, на этом временном интервале к фазе A питающей сети подключена статорная обмотка фазы a двигателя, другие его фазы (b , c) связаны с фазой B питающей сети и выполняются следующие соотношения:

$$I_A = I_a; I_B = I_b + I_c. \quad (19)$$

С учетом (7), (15) и (19) определим при "управлении 2" текущие значения модуля $I_s(t)$ и квадрата модуля $I_s^2(t)$ обобщенного вектора тока электропривода:

$$\left. \begin{aligned} I_s^2(t) &= \frac{2}{3}(I_A^2 + I_B^2) = \frac{2}{3}(I_a^2 + I_b^2 + I_c^2) + \frac{4}{3}I_b I_c = \\ &= I^2(t) \left[1 + \frac{4}{3} \cos(\omega_1 t - 2\pi/3) \cos(\omega_1 t + 2\pi/3) \right] = \\ &= \frac{2}{3} I^2(t) [1 + \cos 2\omega_1 t] = \frac{4}{3} I^2(t) \cos^2 \omega_1 t; \\ I_s(t) &= \frac{2}{\sqrt{3}} I(t) \cos \omega_1 t, \end{aligned} \right\} \quad (20)$$

а также действующее значение $I_{сд}$ модуля $I_s(t)$ обобщенного вектора тока электропривода:

$$\left. \begin{aligned} I_{сд} &= \left[\frac{3\omega_1}{\pi} \int_{-\pi/6\omega_1}^{+\pi/6\omega_1} I_s^2(t) dt \right]^{1/2} = \\ &= \left[\frac{2\omega_1}{\pi} \int_{-\pi/6\omega_1}^{+\pi/6\omega_1} I^2(t) [1 + \cos 2\omega_1 t] dt \right]^{1/2} = q_2 I_1; \\ q_2 &\approx \left[\left(\frac{2}{3} + \frac{\sqrt{3}}{\pi} \right) + \left(\frac{1}{18} + \frac{\sqrt{3}}{12\pi} \right) (\Delta I_{п}/I_1)^2 \right]^{1/2}. \end{aligned} \right\} \quad (21)$$

Подставив значения из (18) или (21) в (14), найдем зависимости для расчета коэффициента мощности асинхронного электропривода с НПЧ-ШИМ при двухполярной модуляции:

$$\begin{aligned} \cos \varphi_s &= \frac{k I_1 \psi_1 \omega \sin \varphi + \Delta P_{эм}}{U_s I_1 q_1} \approx \\ &\approx \frac{k \psi_1 \omega \sin \varphi}{U_s \left[1 + \frac{1}{12} (\Delta I_{п}/I_1)^2 \right]^{1/2}} \end{aligned} \quad (22)$$

– для "управления 1"
или

$$\begin{aligned} \cos \varphi_s &= \frac{k I_1 \psi_1 \omega \sin \varphi + \Delta P_{эм}}{U_s I_1 q_2} \approx \\ &\approx \frac{k \psi_1 \omega \sin \varphi}{U_s \left[1,1218 + 0,1015 (\Delta I_{п}/I_1)^2 \right]^{1/2}} \end{aligned} \quad (23)$$

– для "управления 2".

На рис.4 показаны численные значения коэффициентов q_1 и q_2 в функции отношения $\Delta I_{п}/I_1$ для "управления 2". Приближенные выражения в формулах (22) и (23) получены при условии пренебрежения суммарными электромагнитными потерями мощности в двигателе и НПЧ-ШИМ (при $\Delta P_{эм} \approx 0$) по сравнению с развиваемой механической мощностью $k I_1 \psi_1 \omega \sin \varphi$ АД, что на практике допустимо только в верхней и средней части диапазонов рабочих скоростей и нагрузок двигателя.

Для электроприводов с НПЧ-ШИМ при "управлении 3" равняются нулю фазные проекции I_A, I_B, I_C , текущее $I_s(t)$ и действующее $I_{сд}$ значения обобщенного вектора тока электропривода:

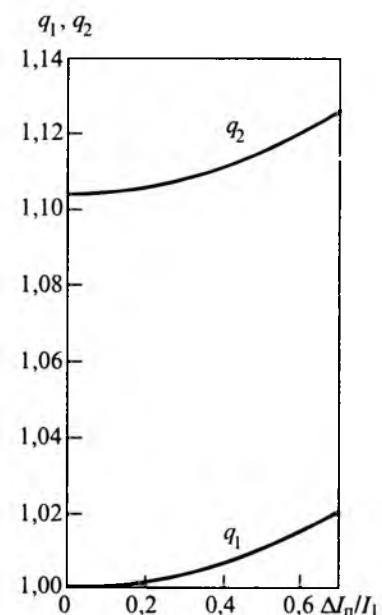


Рис.4. Значения коэффициентов q_1 и q_2

$$I_A = I_B = I_C = I_s(t) = I_{зд} = 0. \quad (24)$$

Далее остановимся на анализе коэффициента мощности электропривода с НПЧ-ШИМ при однополярной модуляции. Текущее значение $I_s^o(t)$ модуля обобщенного вектора тока электропривода в данном режиме описывается выражением:

$$I_s^o(t) = I_s(t) M(t), \quad (25)$$

где $I_s(t)$ – текущее значение модуля обобщенного вектора тока электропривода при двухполярной модуляции (с использованием только управления 1 или 2), соответствующее созданию в двигателе равного значения $\bar{I}(t)$ обобщенного вектора статорного тока (описываемого формулами (15), как и при однополярной модуляции с использованием идентичных режимов управления (1 или 2) на проводящих межкоммутационных интервалах НПЧ-ШИМ.

Под проводящим интервалом при однополярной модуляции в дальнейшем будем понимать межкоммутационный интервал НПЧ-ШИМ, соответствующий "управлению 1 или 2" (или схемам на рис.2, а, б, в), а под непроводящим интервалом – соответствующий "управлению 3" (рис.2, г).

Модуляционная функция $M(t)$ импульсного вида:

$$M(t) = \left\{ \begin{array}{l} [(-1)^{n+1} + 1]/2 - \\ \text{для двигательного режима АД;} \\ [(-1)^n + 1]/2 - \\ \text{для генераторного режима АД} \end{array} \right\} \quad (26)$$

остаётся неизменной в пределах каждого n -го межкоммутационного интервала и принимает только два значения, равные 1 (на проводящем интервале) или 0 (на непроводящем интервале). Причем 1 соответствует в двигательном режиме временным межкоммутационным интервалам с нарастанием модуля $I(t)$ обобщенного вектора статорного тока АД, а в генераторном режиме – интервалам со спаданием модуля $I(t)$ этого тока (0 – наоборот). В качестве иллюстрации на рис.3 для электропривода с НПЧ-ШИМ при управлении модулем $I(t)$ обобщенного вектора статорного тока АД "в трубке" приведены временные диаграммы изменения текущих значений фазных статорных токов $I_a(t)$, $I_b(t)$, $I_c(t)$ АД и модулей обобщенных векторов статорного тока $I(t)$ двигателя и тока электропривода $I_s(t)$ или

$I_s^o(t)$, модуляционной функции $M(t)$, соответствующие двухполярной (а, б, в, г) или однополярной (а, б, д, е, жс) модуляции, управлению 1 (а, б, в, е) или управлению 2 (а, б, г, жс) на проводящих межкоммутационных интервалах НПЧ-ШИМ.

С учетом (15), (18) и (25) определим действующее значение модуля обобщенного вектора тока асинхронного электропривода с НПЧ-ШИМ для однополярной модуляции и управления 1 на проводящих интервалах:

$$I_{зд}^o = \left\{ \frac{1}{T_1} \int_0^{T_1} [I_s^o(t)]^2 dt \right\}^{1/2} = \left\{ \frac{3\omega_1}{\pi} \int_{-\pi/6\omega_1}^{+\pi/6\omega_1} [I(t) M(t)]^2 dt \right\}^{1/2} = I_{зд} \sqrt{\lambda^*}. \quad (27)$$

В (27) среднее (за интервал повторяемости формы модуля $I_{зд}^o$ обобщенного вектора тока электропривода) значение коэффициента проводимости λ^* НПЧ-ШИМ находится в виде:

$$\lambda^* = \frac{\sum_1^N \tau_{пр}(n)}{\left[\sum_1^N \tau_{пр}(n) + \sum_1^N \tau_{нпр}(n) \right]}; \quad 0 \leq \lambda^* \leq 1, \quad (28)$$

где $\tau_{пр}(n)$ и $\tau_{нпр}(n)$ – длительности n -го межкоммутационного проводящего или непроводящего интервалов НПЧ-ШИМ соответственно; N – суммарное число межкоммутационных интервалов на рассматриваемом интервале повторяемости (равном $T_1/6$); $I_{зд}$ – для двухполярной модуляции и "управления 1" действующее значение модуля $I_s(t)$ обобщенного вектора тока электропривода (соответствующего созданию равнозначного, как при однополярной модуляции, обобщенного вектора статорного тока $\bar{I}(t)$ АД). Приблизненно (аппроксимируя на проводящих интервалах мгновенные значения модуля $I_s^o(t)$ обобщенного вектора тока электропривода на рис.3, жс неизменным эквивалентным значением, равным $I_{зд}$) также из конечного выражения формулы (27) можно вычислить действующее значение $I_{зд}^o$ модуля обобщенного вектора тока электропривода при однополярной модуляции и "управления 2". Очевидно, для этого следует в формуле (27) в качестве параметра $I_{зд}$ подставить соответствующее значение для двухполярной модуляции и "управления 2", рассчитанное из (21).

Как известно, при высокочастотной модуляции силовых ключей НПЧ-ШИМ приращение $\Delta \vec{I}(n)$ обобщенного вектора статорного тока АД на n -м межкоммутационном интервале описывается зависимостями [2]:

$$\Delta \vec{I}(n) = \tau_{\text{пр}}(n) [\vec{U}_o(n) - k\vec{E}_o(n) - R_s \vec{I}_o(n)] / L_\sigma \quad (29)$$

– для проводящего интервала;

$$\Delta \vec{I}(n) = -\tau_{\text{нпр}} [k\vec{E}_o(n) + R_s \vec{I}_o(n)] / L_\sigma \quad (30)$$

– для непроводящего интервала НПЧ-ШИМ.

В формулах (29) и (30) используются обозначения: $\vec{U}_o(n)$ – начальное значение обобщенного вектора выходного напряжения НПЧ-ШИМ на n -м проводящем интервале; $\vec{E}_o(n)$ и $\vec{I}_o(n)$ – начальные (на рассматриваемых проводящем или непроводящем межкоммутационных интервалах) значения обобщенных векторов ЭДС ротора и статорного тока АД соответственно; R_s и L_σ – активное сопротивление статора и эквивалентная суммарная индуктивность рассеяния двигателя соответственно.

Умножив левую и правую части равенств (29) и (30) на множитель $e^{-j(\omega_1 t + \alpha_0)}$ и выделив действительные части из полученных выражений, найдем в конце n -х временных проводящих и непроводящих интервалов проекции ΔI_n и $-\Delta I_n$ обобщенного вектора приращения $\Delta \vec{I}(n)$ тока на ось вращающейся полярной координатной системы, связанной с обобщенным вектором статорного тока $\vec{I}(t)$:

$$\left. \begin{aligned} +\Delta I_n &= \tau_{\text{пр}}(n) \{U_o(n) \cos[\theta_U(n) - \omega_1 t_n - \alpha_0] - \\ &- kE \sin \varphi - R_s(I_1 \mp \Delta I_n / 2) / L_\sigma; \\ -\Delta I_n &= -\tau_{\text{нпр}}(n) [kE \sin \varphi + R_s(I_1 \pm \Delta I_n / 2)] / L_\sigma, \end{aligned} \right\} \quad (31)$$

где $U_o(n)$ и $\theta_U(n)$ – начальные для n -го проводящего интервала значения соответственно модуля и аргумента (отсчитываемого от неподвижной магнитной оси фазы a статора двигателя) обобщенного вектора $\vec{U}_o(n)$ выходного напряжения НПЧ-ШИМ; φ – угол между обобщенными векторами статорного тока и потокосцепления ротора АД в рассматриваемом стационарном режиме (определяющий из (13) значение развиваемого среднего электромагнитного момента M двигателя); E – модуль обобщенного вектора ЭДС ротора двигателя в стационарном режиме для мощностей АД свыше 3–5 кВт при частотах модуляции более 1 кГц практически равен амплитуде E_1 обобщенного вектора от основных гармоник ЭДС ротора [2];

$$E \approx E_1 = \omega_1 \psi_1. \quad (32)$$

Указанные в (31) верхние знаки полярностей перед $\Delta I_n / 2$ соответствуют двигательному режиму, а нижние – генераторному режиму работы АД.

С учетом соотношения $\Delta I_n / 2 \ll I_1$ рассчитаем из (31) длительности n -х проводящего и непроводящего интервалов НПЧ-ШИМ при однополярной модуляции:

$$\left. \begin{aligned} \tau_{\text{пр}}(n) &\approx \Delta I_n L_\sigma / \{U_o(n) \cos[\theta_U(n) - \omega_1 t_n - \alpha_0] - \\ &- kE \sin \varphi - R_s I_1\}; \\ \tau_{\text{нпр}}(n) &= \tau_{\text{нпр}}^* \approx \Delta I_n L_\sigma / [kE \sin \varphi + R_s I_1]. \end{aligned} \right\} \quad (33)$$

Из последнего равенства в (33) следует, что для электропривода с НПЧ-ШИМ при однополярной модуляции в стационарном режиме длительности всех непроводящих интервалов равны между собой (примем равными значению $\tau_{\text{нпр}}^*$).

Суммы проводящих $\sum_1^N \tau_{\text{пр}}(n)$ и непроводящих $\sum_1^N \tau_{\text{нпр}}(n)$ интервалов за $1/6$ часть периода T_1 выходной частоты (интервал повторяемости) находятся в виде:

$$\left. \begin{aligned} \sum_1^N \tau_{\text{пр}}(n) &= \Delta I_n L_\sigma \times \\ &\times \sum_1^N \frac{1}{U_o(n) \cos[\theta_U(n) - \omega_1 t_n - \alpha_0] - kE \sin \varphi - R_s I_1} = \\ &= \frac{N \Delta I_n L_\sigma / 2}{U^* - kE \sin \varphi - R_s I_1} = N \tau_{\text{пр}}^* / 2; \\ \sum_1^N \tau_{\text{нпр}}(n) &= \Delta I_n L_\sigma \sum_1^N \frac{1}{kE \sin \varphi + R_s I_1} = \\ &= \frac{N \Delta I_n L_\sigma / 2}{kE \sin \varphi + R_s I_1} = N \tau_{\text{нпр}}^* / 2, \end{aligned} \right\} \quad (34)$$

где

$$\tau_{\text{пр}}^* = \Delta I_n L_\sigma / (U^* - kE \sin \varphi - R_s I_1) \quad (35)$$

– среднее значение проводящего интервала на интервал повторяемости; U^* – эквивалентное (усредненное на интервале повторяемости) значение проекции (на ось, связанную с вращающимся обобщенным вектором $\vec{I}(t)$ статорного тока АД) обобщенного вектора выходного напряжения НПЧ-ШИМ, которое соответствует из (35) создаваемому среднему значению проводящего интервала $\tau_{\text{пр}}^*$; N – число межкоммутаци-

онных интервалов на интервале повторяемости.

Из (28), (34) и (35) определим среднее за интервал повторяемости значение коэффициента проводимости при однополярной модуляции:

$$\lambda^* = \frac{N\tau_{пр}^*}{N\tau_{пр}^* + N\tau_{нпр}^*} = \frac{kE \sin \varphi + R_s I_1}{U^*} = \frac{k\psi_1 \omega_1 \sin \varphi + R_s I_1}{U^*} \quad (36)$$

Среднее значение коэффициента проводимости может находиться также из следующих соотношений:

$$\lambda^* = 1 - \frac{N\tau_{нпр}^*}{N\tau_{пр}^* + N\tau_{нпр}^*} = 1 - \frac{3\omega_1}{2\pi} N\tau_{нпр}^* = 1 - \frac{3\omega_1}{2\pi} \frac{\Delta I_n L_\sigma N}{kE \sin \varphi + R_s I_1} \quad (37)$$

С учетом (14), (27), (32) и (36) найдем из (22) и (23) расчетные зависимости для коэффициента мощности электропривода с НПЧ-ШИМ при однополярной модуляции:

$$\begin{aligned} \cos \varphi_s^o &= \frac{kI_1 \psi_1 \omega \sin \varphi + \Delta P_{эм}}{U_s I_{сд}^o} = \\ &= \frac{kI_1 \psi_1 \omega \sin \varphi + \Delta P_{эм}}{U_s I_{сд} \sqrt{\lambda^*}} = \frac{\cos \varphi_s}{\sqrt{\lambda^*}} = \\ &= \frac{kI_1 \psi_1 \omega \sin \varphi + \Delta P_{эм}}{U_s I_1 q [(k\psi_1 \omega_1 \sin \varphi + R_s I_1) / U^*]^{1/2}} \approx \\ &\approx \frac{[k\psi_1 \omega U^* \sin \varphi]^{1/2}}{U_s q} \end{aligned} \quad (38)$$

где режиму 1 на проводящих интервалах соответствует значение q , равное q_1 из (18), а режиму 2 – значение q_2 из (21); $\cos \varphi_s$ – значение коэффициента мощности электропривода с НПЧ-ШИМ при двухполярной модуляции и идентичном управлении (1 или 2), соответствующее созданию в АД равнозначного (как при однополярной модуляции) обобщенного вектора $\bar{I}(t)$ статорного тока. Приближенное конечное выражение в формуле (38) получено при условии пренебрежения суммарными электромагнитными потерями мощности в двигателе и НПЧ-ШИМ ($\Delta P_{эм} \approx 0$) по сравнению с механической мощностью $kI_1 \psi_1 \omega \sin \varphi$ на валу АД, пренебрежением падением напряжения на активном сопротивлении статора ($R_s \approx 0$) и абсолютным скольжением β двигателя ($\beta \approx 0$; $\omega_1 = \omega + \beta \approx \omega$), что на практике допустимо лишь в верхней и средней части диапазонов рабочих скоростей и нагрузок двигателя.

При последних допущениях с учетом (13) и известного соотношения для стационарных режимов АД [7]:

$$\psi_1 = L_m I_1 \cos \varphi \quad (39)$$

получим из (38) приближенное выражение для расчета коэффициента мощности асинхронного электропривода с НПЧ-ШИМ при однополярной модуляции следующего вида:

$$\cos \varphi_s^o = [kL_m (\sin 2\varphi) \mu / 2]^{1/4} [\omega U^*]^{1/2} / U_s q, \quad (40)$$

где L_m – индуктивность намагничивания двигателя.

На рис.5 представлены рассчитанные с помощью полученных зависимостей при изменении

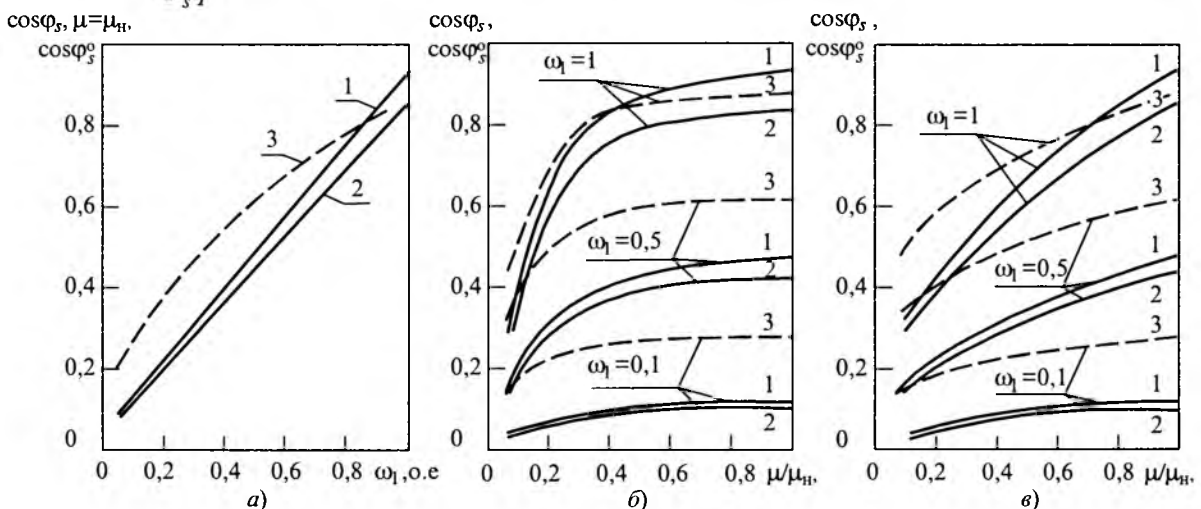


Рис.5. Расчетные зависимости коэффициента мощности асинхронного электропривода с НПЧ-ШИМ: а – при изменении частоты для номинального момента нагрузки двигателя; б – при изменении момента нагрузки для управления при постоянстве нотокоцепления ротора АД; в – при изменении момента нагрузки для экономичного управления АД

частоты ω_1 и момента нагрузки μ/μ_n графики коэффициентов мощности $\cos\varphi_s$ и $\cos\varphi_s^0$ электропривода с НПЧ-ШИМ и электродвигателем А-114-6М мощностью 320 кВт (параметры последнего и аналитические зависимости для расчета его потерь мощности приведены в [7]). Рис.5,а соответствует номинальному моменту нагрузки (μ/μ_n) и номинальным значениям потокосцепления ротора ($\psi_1 = \psi_n$) и угла нагрузки ($\varphi = \varphi_n$) двигателя; рис.5,б – управлению АД при постоянстве потокосцепления ротора ($\psi = \psi_n$); рис.5,в – экономичному управлению АД ($\varphi = \varphi_n$). При этом применяется обозначение кривых: 1 – двухполярная модуляция с "управлением 1"; 2 – двухполярная модуляция с "управлением 2"; 3 – однополярная модуляция. В расчетах использовались допущения: $(\Delta I_n/I_1) = 0,1$ и $U_s = 1$ о.е. (последнее, очевидно, соответствует номинальному значению напряжения питающей сети); собственные электрические потери $\Delta P_{пч}$ НПЧ-ШИМ в номинальном режиме принимались равными 2% номинальной мощности АД, а при изменении частоты и нагрузки – изменяющимися пропорционально квадрату $I_{сд}^2$ или $(I_{сд}^0)^2$ действующего значения модуля тока электропривода; для однополярной модуляции предполагалось неизменным и равным $(\sqrt{3}/2)^{1/2}$ отношение $(\sqrt{U^*}/U_s q)$.

Выводы

1. Значение коэффициента мощности асинхронного электропривода с НПЧ-ШИМ при двухполярной модуляции примерно прямо пропорционально скорости ω (или частоте ω_1), модулю потокосцепления ψ_1 и синусу угла нагрузки $\sin\varphi$ двигателя, а при однополярной модуляции – прямо пропорционально корням квадратным из указанных значений параметров режима АД.

2. В режиме двухзонного регулирования (когда $k\psi_1\omega \approx kE_1 = k\psi_1\omega_1 = \text{const}$) значение коэффициента мощности асинхронного электропривода с НПЧ-ШИМ прямо пропорционально только синусу угла нагрузки $\sin\varphi$ при двухполярной модуляции или корню квадратному из его значения $(\sin\varphi)^{1/2}$ при однополярной модуляции.

3. Колебания амплитуды U_s напряжения питающей сети вызывают обратно пропорциональное изменение коэффициента мощности электропривода с НПЧ-ШИМ при двухполярной модуляции, или обратно пропорциональное

корню квадратному из амплитуды $\sqrt{U_s}$ – при однополярной модуляции.

4. Увеличение ширины ΔI_n токовой "трубки" приводит к очень незначительному снижению коэффициента мощности рассматриваемого электропривода: при изменении отношения $(\Delta I_n/I_1)$ от 0,1 до 0,5 коэффициент мощности уменьшается в 1,01 раза.

5. При комбинации режимов "управления 1 и 2" результирующий коэффициент мощности электропривода может быть найден в виде "средневзвешенного" значения (от коэффициентов мощности, соответствующих "управлению 1 и 2") за рассматриваемый интервал повторяемости. При комбинированном управлении следует максимально использовать режим "управления 1", что обеспечивает создание наибольшего значения результирующего коэффициента мощности асинхронного электропривода с НПЧ-ШИМ

$$\text{(поскольку } q_2/q_1 = \left(\frac{2}{3} + \frac{\sqrt{3}}{\pi}\right)^{1/2} \approx 1,1 > 1).$$

6. Знак полярности коэффициента мощности асинхронного электропривода с НПЧ-ШИМ в стационарном режиме определяется знаком полярности угла нагрузки φ двигателя: в двигательном режиме – положителен, в генераторном – отрицателен.

7. Существенным недостатком асинхронного электропривода с НПЧ-ШИМ, ограничивающим на практике область его применения, является низкое значение (по сравнению с автономным инвертором напряжения (АИН) с широтно-импульсной модуляцией) коэффициента мощности электропривода в диапазоне малых и средних скоростей и нагрузок.

8. Применение однополярной модуляции (по отношению к двухполярной) заметно повышает значение коэффициента мощности асинхронного электропривода с НПЧ-ШИМ при малых и средних скоростях и нагрузках двигателя.

9. Основными достоинствами асинхронного электропривода с НПЧ-ШИМ (особенно при условии создания специализированных модулей силовых ключей согласно рис.1,б,в) являются: низкие массогабаритные и уменьшенные стоимостные показатели (связанные с исключением, по сравнению с электроприводом на основе АИН-ШИМ, силовых дросселя и конденсаторного фильтра, дополнительных устройств для сброса энергии при торможении с конденсаторного фильтра или ее рекуперации в питающую

сеть); высокое значение КПД (обусловленное собственной экономичностью НПЧ-ШИМ [1] и экономичным режимом питания от него АД [7]); функционирование во всех четырех квадрантах механической диаграммы привода; высокие динамические свойства и расширенный (вниз) диапазон регулирования скорости [2].

10. Рациональными и рекомендуемыми областями применения асинхронного электропривода с НПЧ-ШИМ определены:

– высокочастотные и широкодиапазонные приводы с предъявляемыми к ним приоритетными требованиями уменьшенных массы и габаритов (например, для летательных аппаратов, железнодорожных и судовых электроустановок, передвижных электроустановок в горнодобывающей, металлургической и строительной промышленности и др.);

– приводы широкого и специального назначения с общим непродолжительным временем включения (в сутки) либо для которых отсутствуют всякие ограничения по значению коэффициента мощности (в питающей сети установлены компенсаторы реактивной мощности);

– приводы с длительным режимом работы с очень небольшим диапазоном регулирования ($D=0,8+0,9:1$) скорости и нагрузки;

– пусковые (или тормозные) устройства, служащие для осуществления нечастых во времени режимов разгона (или торможения) нерегулируемых высокоинерционных механизмов или механизмов с повышенным пусковым значением нагрузки (или с активным видом момента сопротивления) на валу двигателя.

Список литературы

1. Чехет Э.М., Мордач В.П., Соболев В.Н. Непосредственные преобразователи частоты для электропривода. Киев: Наукова думка, 1988.
2. Волков А.В. Анализ электромагнитных процессов и регулирование асинхронных частотно-управляемых электроприводов с широтно-импульсной модуляцией//Электротехника. 2002. № 1. С.2.
3. Лаппе Р., Фишер Ф. Измерения в энергетической электронике: Пер. с нем. М.: Энергоатомиздат, 1986.
4. Эпштейн И.И. Автоматизированный электропривод переменного тока. М.: Энергоатомиздат, 1982.
5. Шрейнер Р.Т., Дмитренко Ю.А. Оптимальное частотное управление асинхронными электроприводами. Кишинев: Штиинца, 1982.
6. Глазенов Т.А., Хрисанов В.И. Полупроводниковые системы импульсного асинхронного электропривода малой мощности. Л.: Энергоатомиздат, 1983.
7. Волков А.В. Потери мощности асинхронного двигателя в частотно-управляемых электроприводах с широтно-импульсной модуляцией//Электротехника. 2002. № 8. С.2.
8. Дацковский Л.Х., Роговой В.И., Абрамов Б.И. и др. Современное состояние и тенденции в асинхронном частотно-управляемом электроприводе (краткий аналитический обзор)//Электротехника. 1996. № 10. С.18–28.

Волков Александр Васильевич – главный конструктор электроприводов переменного тока ОАО НИИ "Преобразователь", доктор техн. наук, старший научный сотрудник. В 1975 г. окончил кафедру электропривода Уральского политехнического института (ныне Уральский государственный технический университет), г.Екатеринбург. В 1981 г. защитил кандидатскую диссертацию в Уральском политехническом институте, а в 1999 г. – докторскую диссертацию по теме "Электромеханические процессы и регулирование асинхронных электроприводов с инверторными преобразователями частоты" в Национальной горной академии Украины (г. Днепропетровск).

Формирование задающего воздействия в позиционном электроприводе

ДЕНИСОВА А.В., САБИНИН Ю.А.

Даны рекомендации по формированию входного воздействия (параболического, косинусоидального и др.) позиционной электромеханической системы, которые обеспечивают существенно меньшие погрешности, чем обычно используемые треугольная или трапецеидальная диаграммы.

Развивающаяся отечественная промышленность требует создания высокоэффективных позиционных электромеханических систем, обеспечивающих высокое быстродействие и экономичность. Однако в ряде случаев основополагающим требованием является минимальная погрешность отработки заданного перемещения. В

отличие от обычных требований к приводам большинства машин и механизмов – обеспечения стабильности частоты вращения рабочего органа – позиционные приводы должны обеспечивать минимальную погрешность перемещения не только в стационарном режиме, но и в динамических режимах, связанных с изменени-

ем скорости. Нестабильность ускорения, обусловленная несовершенством задающего воздействия, может привести к возбуждению колебаний, которые практически не могут быть погашены средствами коррекции. Особенно опасны помехи, возникающие на входе, для систем с упругими механическими связями. Следует при этом иметь в виду, что в настоящее время такие связи существуют в большинстве механизмов, которые проектируются из условий прочности, а не жесткости.

В недалеком прошлом в позиционных приводах обычно использовалась простейшая линейная треугольная диаграмма скорости (или трапецеидальная). При этом ток и момент в процессе движения поддерживались постоянными. Позднее для обеспечения постоянства ускорения применялся задатчик интенсивности, представляющий собой интегратор, работающий в разомкнутом состоянии [1]. В настоящее время в связи с развитием цифровой техники для формирования диаграммы управляющего воздействия могут использоваться другие, более совершенные, средства.

Задачами данной статьи является установление более целесообразных форм задающего воздействия в прецизионном приводе, обеспечивающих минимальные помехи на входе. С целью упрощения соотношений при рассмотрении вопроса о формировании диаграммы скорости анализ проведен на базе позиционного привода постоянного тока. Естественно, все выводы применимы к любой системе привода. Для приводов с вентильными двигателями полученные результаты исследования могут быть использованы без каких-либо коррективов. Для приводов с частотным управлением может потребоваться некоторая доработка в части реализации формы задающего воздействия.

Структурная схема двигателя постоянного тока принята состоящей из двух звеньев: апериодического и интегрирующего, охваченных жесткой обратной связью. При этом переходные процессы, относящиеся к самому двигателю, могут быть как апериодическими, так и колебательными затухающими, что определяется постоянными времени: электромагнитной и электромеханической. В замкнутой системе привода характер процессов будет определяться также и формой задающего воздействия. При этом колебания могут существенно возрасти при наличии упругих звеньев в кинематической цепи привода.

Для большей общности все уравнения представлены с использованием относительных еди-

ниц: $i = \frac{I}{I_{\max}}$, $\mu = \frac{M}{M_{\max}}$, $v = \frac{\omega}{\omega_{\max}}$, где i , μ , v –

ток, момент и скорость. Сложнее представить текущее время в относительных единицах. Принять за базу длительность отработки дистанции $t_{\text{ц}}$ не представляется возможным, так как для различных вариантов диаграмм скорости длительность отработки пути различна. Поэтому за базу принята электромеханическая постоянная

времени электродвигателя $T_m = \frac{J r_{\text{я}}}{K_E K_M}$, которая определяется только его параметрами. Таким образом, для текущего времени будем иметь

$$\tau = \frac{t}{T_m}, \text{ для длительности цикла } \tau_{\text{ц}} = \frac{t_{\text{ц}}}{T_m}.$$

Треугольный график скорости

Для возможности сравнения различных вариантов входного воздействия с позиций минимума сопутствующих помех за основу взят широко применяемый треугольный график, представленный на рис. 1. Основание треугольника определяет длительность отработки задания $\tau_{\text{ц}}$, высота – максимальную скорость v_{\max} , площадь треугольника – обрабатываемый путь α . Треугольная диаграмма не может быть рекомендована к использованию, так как резкие изломы характеристики свидетельствуют о возможности возникновения в системе привода существенных помех, обусловленных резкими изменениями ускорения (рывками), которые возникают при трогании и остановке, а также при изменении знака момента. Следствием изломов в характеристике подводимого к якорю напряжения

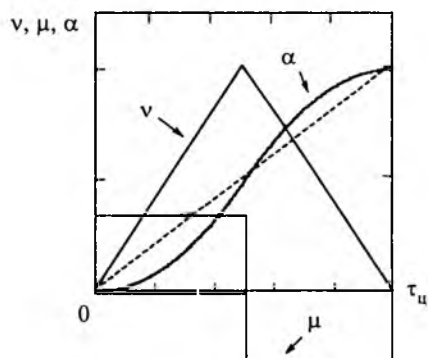


Рис. 1.

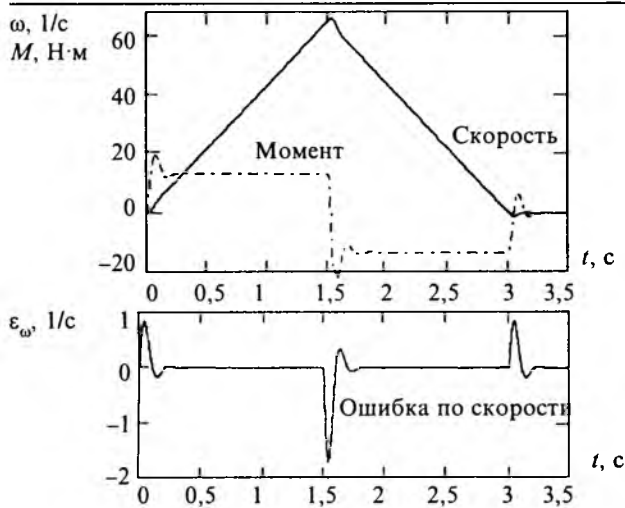


Рис.2.

являются колебания скорости и момента, которые отчетливо видны на рис.2, полученном на математической модели привода.

Параболическая диаграмма скорости

Диаграмма была рекомендована в 70-е годы прошлого столетия (А.А.Фельдбаум). Ее использование в основном имело целью уменьшить расход энергии, а также повысить быстродействие привода [2,3]. Однако при этом возрастают максимальные значения токов при трогании и торможении привода. Соответственно возникает необходимость применения специальных двигателей с повышенной перегрузочной способностью или же снижение подводимого напряжения, что приводит к снижению выигрыша в быстродействии. К положительным особенностям параболической диаграммы следует отнести некоторое уменьшение расхода электроэнергии [4]. Уменьшение колебаний скорости обеспечивается только в середине пути, когда ток и момент проходят через нулевое значение. При трогании и торможении, напротив, рывки момента возрастают, соответственно могут возрасти и колебания скорости. Следует отметить, что при сопоставлении различных законов задания управляющего сигнала здесь и далее с целью упрощения анализа электромагнитные процессы в цепи якоря не учитываются. Действительный характер процессов исследуется на математической модели. Уравнение момента при параболическом законе изменения скорости линейно и имеет вид:

$$\mu = \frac{dv}{dt} = \mu_{\max} \left(1 - 2 \frac{\tau}{\tau_{\text{ц}}} \right). \quad (1)$$

Интегрируя (1), находим:

$$v = v_{\max} \tau \left(1 - \frac{\tau}{\tau_{\text{ц}}} \right). \quad (2)$$

При $\tau = \frac{\tau_{\text{ц}}}{2}$ скорость достигает максимального значения, которое равно $v_{\max} = \frac{\mu_{\max} \tau_{\text{ц}}}{4}$, и соответственно

$$\mu_{\max} = \frac{4v_{\max}}{\tau_{\text{ц}}}. \quad (3)$$

При этом скорость

$$v = \frac{4v_{\max} \tau}{\tau_{\text{ц}}} \left(1 - \frac{\tau}{\tau_{\text{ц}}} \right). \quad (4)$$

Это выражение представляет собой уравнение параболы, которое отличается от общепринятого, но более удобно для использования, так как охватывает весь диапазон изменения времени от 0 до $\tau_{\text{ц}}$.

Сопоставляя диаграммы (рис.3) – треугольную (1) и параболическую (2) – с одинаковыми значениями максимальной скорости можно отметить, что площадь, охватываемая параболической диаграммой, существенно больше, т.е. при равной длительности процессов соответствующий привод может обрабатывать больший путь или, соответственно, при равных дистанциях длительность процессов обработки заданного перемещения при параболической диаграмме будет меньше [5]. Однако, как отмечалось выше, пики тока при включении и завершении процесса будут существенно больше, что следует из рис.4, на котором показаны характеристики токов при разных модификациях параболической диаграммы. Для ограничения токов

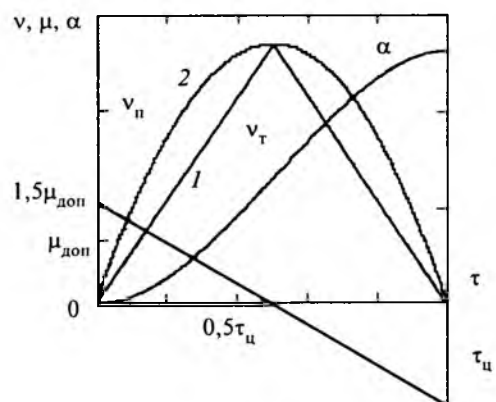


Рис.3.

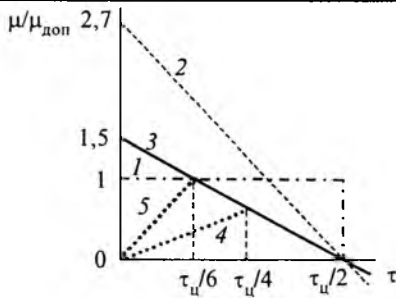


Рис.4.

обычно приходится снижать напряжение, подводимое к двигателю. Таким образом, диаграммы скорости и тока приобретают вид, показанный на рис.5.

Следует иметь в виду, что при использовании треугольной и параболической диаграмм не всегда удастся обработать достаточно большие перемещения. Увеличивать скорость и, соответственно, напряжение свыше номинального значения недопустимо. В этом случае приходится в середине диаграммы встраивать дополнительный третий участок с постоянной скоростью движения.

Основным недостатком параболической диаграммы являются чрезмерные токи и моменты в начале и конце отработки пути. Согласно (3) для параболической диаграммы

$$\mu_{\max п} = \frac{4v_{\max п}}{\tau_{ц.п}}. \text{ При использовании треугольной}$$

диаграммы на всем процессе имеем постоянный момент

$$\mu_{\max т} = \frac{2v_{\max т}}{\tau_{ц.т}}. \tag{5}$$

Можно считать, что постоянный момент при треугольной диаграмме соответствует предельно допустимому моменту, который в абсолютных единицах равен $M_{\text{доп}} = M_{\text{ном}} \lambda_m$, где λ_m – коэффициент перегрузки. Сопоставляя максималь-

ный момент при использовании параболической диаграммы с предельно допустимым, получаем:

$$\frac{\mu_{\max п}}{\mu_{\text{доп}}} = 2 \frac{v_{\max п}}{v_{\max т}} \frac{\tau_{ц.т}}{\tau_{ц.п}}, \tag{6}$$

где индекс "т" соответствует треугольной диаграмме, а "п" – параболической.

Если принять, что обе системы должны обрабатывать заданную дистанцию за одинаковое время $\tau = \tau_{ц.т} = \tau_{ц.п}$, т.е. если не стремиться к повышению быстродействия, то, записав выражение для проходимого пути при треугольной и параболической диаграммах и приравняв их, получим

$$\frac{v_{\max п}}{v_{\max т}} = \frac{3}{4}. \tag{7}$$

При этом соотношение максимальных моментов и токов

$$\frac{\mu_{\max п}}{\mu_t} = \frac{v_{\max п}}{v_t} = \frac{3}{2}. \tag{8}$$

Видоизмененные параболические диаграммы

Из приведенного анализа следует, что для реализации электромеханической системы с параболической диаграммой скорости, требуются двигатели с повышенным коэффициентом допустимой перегрузки. На коллекторных двигателях постоянного тока реализовать систему не представляется возможным. Однако для вентильных двигателей, у которых коэффициент перегрузки в основном определяется параметрами примененных вентилях, в настоящее время ограничений практически нет. При использовании современных вентилях максимально допустимые токи могут существенно превышать необходимые в установившихся и в переходных режимах.

Для ограничения тока можно параболическую диаграмму несколько видоизменить, заменив на первой 1/6 пути параболическую зависимость линейной. В этом случае общий проходимый путь за время цикла

$$\alpha_l = 0,622 v_{\max л} \tau_{ц.л}. \tag{9}$$

Сопоставляя с треугольным графиком и полагая равенство предельных скоростей, получаем:

$$\frac{v_{\max т} \tau_{ц.т}}{2} = 0,622 v_{\max л} \tau_{ц.л}. \tag{10}$$

При этом требуемая дистанция будет обрабатываться за время, соответствующее $0,8\tau_{ц.т}$, где $\tau_{ц.т}$ – длительность отработки дистанции при треугольной диаграмме.

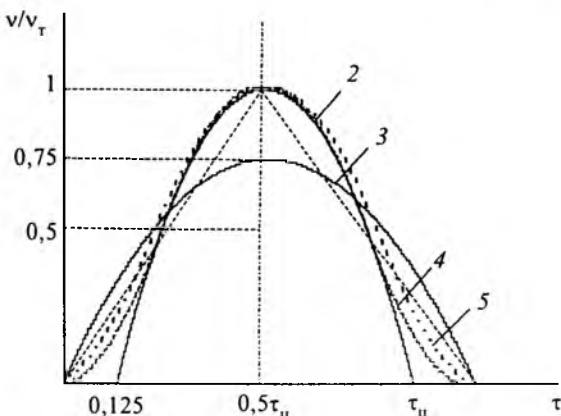


Рис.5.

Из полученных соотношений следует, что даже небольшое видоизменение диаграммы входного воздействия по сравнению с исходным параболическим законом позволяет существенно улучшить показатели системы – сократить длительность отработки пути при допустимых значениях момента и снизить потери энергии. Однако при этом сохраняется ступенчатость изменения ускорения при трогании и возникают достаточно ощутимые изменения ускорения на стыке участков характеристик. Поэтому необходимы более существенные изменения параболической диаграммы.

Для улучшения поведения системы при использовании параболической диаграммы в основном следует обеспечить малое ускорение в начале и конце процесса, сохранив при этом линейное изменение момента и тока. С этой целью целесообразно использовать в этих зонах отрезки той же параболы, но поменять их ориентацию относительно основной характеристики. При этом диаграмма должна состоять из четырех участков, равных по длительности или относящихся как 1:2. Наиболее просто реализовать диаграмму с четырьмя равными по длительности участками. При этом характеристика момента состоит из линейных участков также равной длительности (характеристика 4 на рис.4). В точках сопряжения характеристики скорости должны иметь равные наклоны, т.е. одинаковые производные для уравнений сопрягаемых участков. Можно показать, что для производных (2), выражения будут одинаковы для всех точек сопряжения, отличие будет только в знаках и значении τ для рассматриваемой точки стыка. Равенство производных также можно усмотреть из симметрии участков характеристики (нечетная симметрия).

Как следует из рис.3, за время $\tau_{ц}$ приводом обрабатывается такое же перемещение, как и при треугольной характеристике. Площади, охватываемые графиками, одинаковые.

Несколько сложнее построение диаграммы при использовании неравных по длительности участков с соотношением 1:2. В этом случае при переключении момент (ток) достигает предельно допустимого значения и длительность процесса несколько сокращается. Диаграмма 5 вместе с исходной 2 представлены на рис.5. Характеристика момента 4 показана на рис.4. Достоинством диаграммы является повышение быстродействия на 13%.

Диаграмма, построенная на суммировании квадратичной (параболической) и кубической зависимостей

Наряду с использованием отрезков криволинейной функции, в частности, параболы, для построения требуемой характеристики позиционного привода, возможно также суммирование функций, например, квадратичной (параболы) и кубической. При этом основополагающая функция приобретает вид:

$$F(\tau) = a\tau^2 - b\tau^3. \quad (11)$$

Отсюда характеристику скорости можно записать как

$$v(\tau) = k \left[\frac{\tau^2}{\tau_{ц}^2} - s \frac{\tau^3}{\tau_{ц}^3} \right], \quad (12)$$

где $s = b/a$; $\tau/\tau_{ц}$ – время в долях длительности цикла отработки; $k = k'a$; k' – передаточный коэффициент дополнительного усилительного звена.

Максимальное значение скорости можно установить, взяв производную от $v(\tau)$ и приравняв ее нулю:

$$\tau_{\max} = \frac{2\tau_{ц}}{3s}. \quad (13)$$

Однако максимум функции $v(\tau)$ для обеспечения симметричности характеристики должен располагаться при $0,5\tau_{ц}$. Следовательно, согласно

(13) получим $0,5\tau_{ц} = \frac{2\tau_{ц}}{3s}$, т.е. соотношение коэффициентов a и b постоянно и равно $s=1,33$.

Отсюда функция $v(\tau)$ будет иметь вид:

$$v(\tau) = k \left[\frac{\tau^2}{\tau_{ц}^2} - 1,33 \frac{\tau^3}{\tau_{ц}^3} \right]. \quad (14)$$

С использованием условия достижения максимума $\tau_{\max} = 0,5\tau_{ц}$ найдем

$$v_{\max}(\tau) = 0,0838k.$$

Следовательно, чтобы иметь $v_{\max}(\tau) = 1$, коэффициент k должен быть равен 12. Рабочей части характеристики соответствует участок от 0 до $0,5\tau_{ц}$. Диаграмма скорости в пределах от 0 до $0,75\tau_{ц}$, соответствующая положительным значениям $v(\tau)$, представлена на рис.6. Вторую часть диаграммы от $0,5\tau_{ц}$ до $\tau_{ц}$ можно получить, подставляя значения τ в пределах от $\tau_{ц}$ до $0,5\tau_{ц}$. Однако проще ее построить на основе симметрии ветвей. Ток (или момент) в процессе отра-

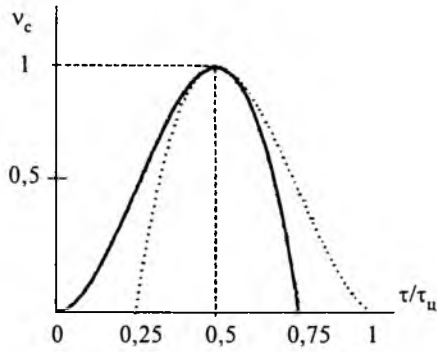


Рис.6.

ботки перемещения пропорционален ускорению, т.е. производной от скорости, и согласно (14) будет изменяться по закону:

$$i = c \left[\frac{\tau}{\tau_u} - \frac{3s}{2} \frac{\tau^2}{\tau_u^2} \right], \quad (15)$$

где коэффициент $c = 2 \frac{J}{K_M}$ определяет связь между ускорением и током.

Максимум тока возникает при $\tau = \tau_u/4$, и соответственно $i_{max} = 1$ при $c = 8$. В итоге выражение для тока будет:

$$i = i_{max} \left[\frac{\tau}{\tau_u} - 2 \frac{\tau^2}{\tau_u^2} \right]. \quad (16)$$

График момента (тока) представлен на рис.7. Проинтегрировав уравнение скорости (14) в пределах $(0-\tau_u)$, найдем $\alpha_c = 0,5v_{max}\tau_u$, причем $v_{max} = 1$. Сопоставляя со значением дистанции, обрабатываемой при треугольной диаграмме, получаем, что длительности обработки заданного перемещения одинаковы.

При использовании рассматриваемой диаграммы, также как и скорректированных параболических диаграмм, помехи, обусловленные скачками ускорения, полностью устраняются. Это иллюстрируется характеристиками переход-

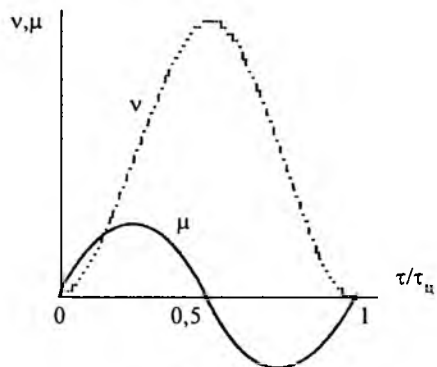


Рис.7.

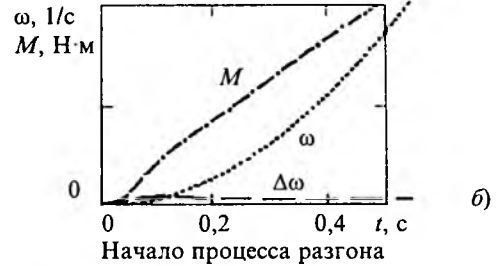
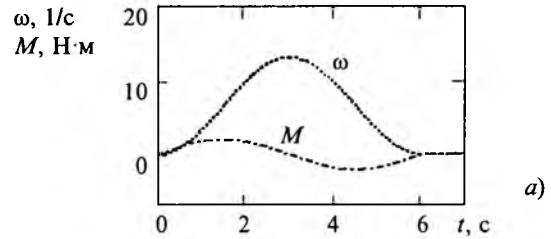


Рис.8.

ных процессов $v = f(t)$ и $\mu = f(t)$, полученными на модели (рис.8).

Косинусоида в качестве диаграммы задающего воздействия

В этом случае для скорости обработки задающего воздействия следует принять выражение

$$v(\tau) = 0,5v_{max} \left(1 - \cos 2\pi \frac{\tau}{\tau_u} \right)$$

с пределами изменения τ от 0 до τ_u . При этом обеспечивается плавное нарастание скорости и отсутствие каких либо перегибов или скачков на всем протяжении времени обработки дистанции.

Диаграмма имеет симметрию как четную, так и нечетную. Площадь под ней равна площади под треугольной диаграммой и длительность обработки та же.

Ток

$$i = k \frac{dv}{d\tau} = k \left(0,5v_{max} \sin 2\pi \frac{\tau}{\tau_u} \right).$$

Путь, проходимый за время τ_u

$$\alpha_k = 0,5v_{max} \int_0^{\tau_u} \left(1 - \cos 2\pi \frac{\tau}{\tau_u} \right) d\tau = 0,5v_{max} \tau_u, \quad (17)$$

т.е. такой же, как и при треугольной диаграмме. Соответственно при равных максимальных скоростях, достигаемых в процессе перемещения, длительности отработки заданного пути тоже равны. Следовательно, все условия работы системы при косинусной диаграмме скорости аналогичны условиям отработки пути как системой с диаграммой, представляющей собой сумму квадратичной и кубической зависимостей скорости от времени, так и с параболической диаграммой, построенной при использовании четырех равных отрезков пути.

Небольшое отличие существует только в значении потерь энергии. В последнем из рассмотренных случаев потери энергии составляют

$$A_k = 2 \int_0^{\tau_u/2} v_{\max}^2 \sin^2(2\pi t) dt = \frac{v_{\max}^2 \tau_u}{2}.$$

Потери при косинусной диаграмме несколько больше, чем при параболической. Ток здесь изменяется по гармоническому закону. Практическая реализация задающих устройств при цифровом управлении позиционным электроприводом без больших трудностей может быть обеспечена для всех рассмотренных вариантов, что и было выполнено при математическом моделировании. При непрерывном аналоговом управлении реализация задающего устройства несколько сложнее. Наибольшие возможности имеются для создания задающего устройства с косинусной характеристикой.

Системы управления, которые обеспечивают минимальные погрешности на входе, обусловленные рывками, т.е. резкими изменениями ускорения, прежде всего необходимы для оптико-механических устройств, например, для телескопов. При автоматическом наведении на заданный световой объект, положение которого определяется по каталогу звезд, движение трубы телескопа по обеим осям (часовой и склонения) должно происходить согласно одной из диаграмм скорости, рассмотренных выше, например косинусоидальной. При этом ускорение нарастает плавно и исключаются дополнительные помехи на входе. Следует иметь в виду, что трубу телескопа как механический объект можно эквивалентировать двумя балками, каждая из которых закреплена одним концом. На концы балок воздействуют нагрузки, обусловленные массами зеркал: главного и вспомогательного. Соответственно при отсутствии средств, обеспечивающих плавный разгон и торможение приводов, могут возникнуть механические колебания

с двумя частотами. В наибольшей степени эти колебания проявляются при наведении на объекты, расположенные близко к горизонту. При этом дополнительное отрицательное влияние оказывает еще атмосферная реакция. Используя, например, косинусную диаграмму скорости, можно существенно улучшить процесс автоматического наведения, практически исключив механические колебания.

Аналогичные вопросы возникают и при разработке систем наведения других оптико-механических систем. Следует иметь в виду, что в процессе наведения на заданный объект при его захвате системой возникает дополнительный импульс на ускорение движения. Торможение начинается лишь после прохождения заданной точки наведения.

Следует иметь в виду, что ограничение рывков необходимо не только для позиционных электромеханических систем, но может быть актуальным и для обычных приводов, обеспечивающих стабильные скорости. Так, еще в 1947г. ведущим специалистом в области приводов бумагоделательных машин П.К.Куликовским было указано на необходимость ограничения рывков при разгоне сушильных секций бумагоделательных машин. При наличии рывков происходит ускоренный износ сукон, совместно с которыми движется бумажное полотно. На основе использования генераторов и возбудителей со специальными характеристиками намагничивания было разработано аналоговое устройство, обеспечивающее плавный разгон двигателей.

Выводы

1. Основным критерием оптимальности, определяющим качество работы позиционной системы, следует считать отсутствие резких изменений ускорения, которые неизбежно приводят к появлению помех на входе – возникновению колебаний в задающем воздействии. Кроме того, дополнительными критериями оценки должны служить: длительность отработки заданной дистанции, степень сложности реализации соответствующей системы управления, потери энергии за один цикл работы.

2. Из семи рассмотренных вариантов основному критерию удовлетворяют четыре: два, построенных на базе параболической зависимости с четырьмя участками, вариант с использованием суммы кубической и квадратичной зависимостей, и вариант с косинусной характеристикой. Только эти варианты могут сравниваться по дополнительным критериям.

3. Повышенное быстродействие может обеспечить только диаграмма на основе параболической зависимости, участки которой по длительности соотносятся как 1:2. Однако при ее использовании требуется применение двигателя с повышенной перегрузочной способностью. Этот вариант следует рекомендовать для использования в системах с цифровым управлением, так как его применение влечет изменения напряжения в цепи управления, что может усложнить аналоговую схему.

4. Для наиболее простой практической реализации могут быть рекомендованы три варианта:

а) диаграмма, построенная на основе отрезков параболической характеристики, состоящая из четырех равных по длительности участков;

б) диаграмма, полученная суммированием кубической и квадратичной зависимостей;

в) диаграмма с косинусной характеристикой.

В этих трех случаях полностью исключаются рывки и резкие изменения ускорения в диаграмме задающего воздействия и соответственно снижается уровень помех на входе. Это положение подтверждается результатами моделирования позиционной системы.

5. Наиболее прост для реализации случай с косинусоидальной характеристикой, который вообще не требует переключений. Это обстоятельство весьма существенно для систем с непрерывным (аналоговым) управлением.

Список литературы

1. Лебедев Е.Д., Неймарк В.Е., Пистрак М.Я., Слежановский О.В. Управление вентильными электроприводами постоянного тока. М.: Энергия, 1970.
2. Петров Ю.П. Оптимальное управление электроприводом. М.-Л.: Госэнергоиздат, 1961.
3. Куропаткин П.В. Оптимальные и самонастраивающиеся системы. Л.: Изд. СЗПИ, 1975.
4. Сабинин Ю.А. Электромашинные устройства автоматики. Л.: Энергоатомиздат, 1988.
5. Ильин О.П., Панасюк В.И., Петренко Ю.Н., Беляев В.П. Структуры систем управления автоматизированным электроприводом. Минск: Наука и техника, 1978.
6. Куликовский П.К. Пуск электродвигателей с постоянным ускорением // Труды научно-технической сессии по электроприводу. М.-Л.: Госэнергоиздат, 1951.



Денисова Анна Валерьевна – ассистент кафедры электротехники и прецизионных электромеханических систем С.-Петербургского государственного института точной механики и оптики (ТУ) (СПбГИТМО). Окончила факультет компьютерных технологий и управления СПбГИТМО в 1998 г. Защитила кандидатскую диссертацию по теме "Оптимизация некоторых скоростных режимов позиционного электропривода" в 2001 г.

Сабинин Юрий Алексеевич – профессор кафедры электротехники и прецизионных электромеханических систем СПбГИТМО(ТУ), заслуженный деятель науки и техники. Окончил ЛПИ в 1938 г. Докторскую диссертацию по теме "Специальные вопросы теории и практики следящего привода" защитил в 1964 г.

Синтез статического и астатического регуляторов ЭДС для двухконтурных двухмассовых и одномассовых электроприводов с нелинейной реактивной нагрузкой

АКИМОВ Л.В., ПИРОЖОК А.В.

Доказано, что для электроприводов постоянного тока, имеющих структуру подчиненного регулирования и исходно неустойчивую двухмассовую механическую часть при нелинейном характере реактивной нагрузки, синтезированные методом полиномиальных уравнений статический и астатический регуляторы ЭДС обеспечивают замкнутой системе качество переходных процессов, быстродействие и точность работы, соответствующие, аналогичным образом найденным, регуляторам скорости.

В [1] четко сформулированы недостатки систем подчиненного регулирования (СПР) при использовании регулятора ЭДС (РЭ) взамен регу-

Static and astatic EMF regulators synthesized via a polynomial equation method have been proved to provide required quality of transients, high response speed and operation accuracy for the closed system of DC electric drives with subordinate-regulation structure and initially unstable mechanical part under nonlinear reactive load, the characteristics corresponding to those obtained by speed regulators.

лятора скорости (РС). Они связаны с уменьшением быстродействия и точности работы электропривода (ЭП), которые, главным образом, за-

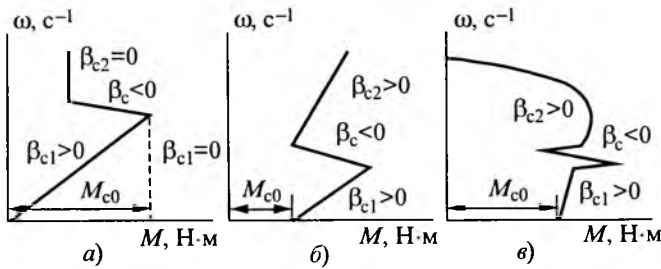


Рис.1. Механические характеристики нелинейной нагрузки ЭП:

а – обжимной стан при буксовании валков; б – спирально-винтовой транспортер при проскальзывании спирали относительно перемещаемого сыпучего вещества; в – испытательный стенд для асинхронных короткозамкнутых двигателей с провалом момента

висят от инерционности $W_{o.c}(p) = K_H / (T_a p + 1)$ канала обратной связи по ЭДС двигателя. Кроме того, применение традиционных для СПР методов синтеза регуляторов при настройке контуров на модульный и симметричный оптимумы во многих случаях не могут обеспечить устойчивой работы системы с двухмассовым электро-механическим объектом (ДЭМО), если нагрузка ЭП имеет нелинейный реактивный характер с восходящим ($\beta_{c1} > 0$) и падающим ($\beta_c < 0$) участками, показанными на рис.1 [2]. Электропривод теряет не только динамическую, но и статическую устойчивость, если жесткость падающего участка механической характеристики нагрузки β_c оказывается по абсолютному значению больше жесткости механической характеристики двигателя β [3].

Вместе с тем, для ЭП малой и средней мощности весьма заманчивым является отказ от использования дорогостоящего тахогенератора в качестве датчика скорости (ДС). Это не только уменьшает габаритные размеры двигательной части ЭП, но способствует его удешевлению и сокращению эксплуатационных расходов. Опре-

деленные преимущества есть и у однозонно-регулируемых ЭП большой мощности при замене ДС на датчик ЭДС (ДЭ).

Покажем, что недостатков СПР с РЭ и ДЭ можно избежать, если определение передаточной функции регулятора основано на использовании полиномиального метода синтеза [4,5], аналогично току, как это впервые сделано в [6].

Цель исследования состоит в синтезе полиномиальным методом статического и астатического регуляторов ЭДС для ЭП со структурой подчиненного регулирования, имеющих, в силу влияния реактивной нелинейной нагрузки, неустойчивую двухмассовую механическую часть, обеспечивающих качество переходных процессов, быстроедействие и точность, соответствующее использованию регулятора скорости, а также успешно работающих без перестройки параметров при одномассовой кинематике.

Структурная схема СПР скорости ДЭМО с РЭ и контуром тока, настроенным на модульный оптимум, при неустойчивой, на падающем участке нелинейной механической характеристике нагрузки, механической частью в общепринятых обозначениях [1,3] приведена на рис.2. В соответствии с ней при $\beta_c < 0$, пренебрежении влиянием ЭДС двигателя и представлении контура тока звеном первого порядка с постоянной времени $2T_\mu$, найдена передаточная функция объекта регулирования контура ЭДС:

$$W_{об.э}(p) = \frac{U_{ocэ}(p)}{U_{pэ}(p)} = \frac{(C\Phi)^2 K_H \left(\frac{\gamma}{\Omega_{12}^2} p^2 - \frac{|\beta_c|}{C_{12}} p + 1 \right)}{(2T_\mu^* p + 1) \left(\frac{T_c^*}{\Omega_{12}^2} p^3 - \frac{\gamma}{(\gamma-1)\Omega_{12}^2} p^2 + T_c^* p - 1 \right)}, \quad (1)$$

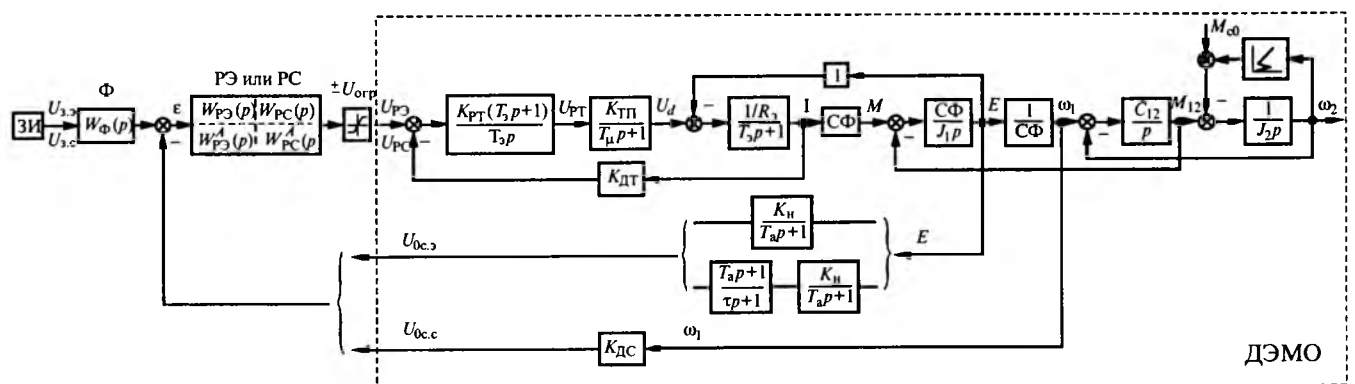


Рис.2. Структурная схема СПР скорости неустойчивым двухмассовым электро-механическим объектом со статическими и астатическими РЭ и РС

где $\gamma = (J_1 + J_2)/J_1$ – параметр, характеризующий соотношение масс; $T_c^* = (J_1 + J_2)/|\beta_c|$ – механическая постоянная времени, с; $\Omega_{12} = \sqrt{C_{12}\gamma/J_2}$ – резонансная частота упругих колебаний, с⁻¹; $K_{ДТ}$ – коэффициент усиления датчика тока, В/А;

$$K_n = \frac{U_{3.э \max}}{E_{дв \max}} \quad (2)$$

– передаточный коэффициент цепи обратной связи по напряжению, в котором напряжение задания на входе системы $U_{3.э \max}$ соответствует максимальной ЭДС двигателя $E_{дв \max}$; $2T_\mu^*$ – эквивалентная постоянная времени объекта, с, по [7]

$$2T_\mu^* = \sum_{3i=1}^m T_{3i} + \sum_{4i=1}^q T_{4i} + \sqrt{\left(\sum_{3i=1}^m T_{3i} + \sum_{4i=1}^q T_{4i} \right)^2 + \sum_{4i=1}^q T_{4i}^2}, \quad (3)$$

в которой $\sum_{3i=1}^m T_{3i}$, $\sum_{4i=1}^q T_{4i}$ – сумма малых инерционностей, соответственно прямого канала регулирования и цепи обратной связи.

Из формулы (1) следует неустойчивость объекта, состоящего из неминимально-фазовых звеньев, а поэтому для синтеза РЭ воспользуемся методом полиномиальных уравнений. Согласно этому методу передаточную функцию объекта (1) представим как

$$W_{об}(p) = \frac{P(p)}{Q(p)} = \frac{K_0 P_{\kappa+}(p) P_{n+}(p) P_-(p)}{Q_{\kappa+}(p) Q_{n+}(p) Q_-(p) p^s}, \quad (4)$$

где

$$K_0 = \frac{(C\Phi)^2 K_n}{K_{ДТ} |\beta_c|} \quad (5)$$

– коэффициент усиления объекта; $P_{\kappa+}(p)$, $Q_{\kappa+}(p)$ – полиномы, имеющие в качестве своих нулей только левые нули и полюсы объекта, компенсируемые при помощи регулятора; $P_{n+}(p)$, $Q_{n+}(p)$ – полиномы, содержащие только левые нули и полюсы объекта, в компенсации которых нет необходимости; $P_-(p)$, $Q_-(p)$ – полиномы, содержащие правые и нейтральные нули и полюсы, за исключением расположенных в точке $p=0$, компенсация которых неприемлема из-за нарушения условия грубости; $s = 0, 1, 2$ – количество полюсов объекта в точке $p = 0$.

При использовании метода полиномиальных уравнений имеется определенная свобода в вы-

боре компенсируемых $P_{\kappa+}(p)$, $Q_{\kappa+}(p)$ и некомпенсируемых $P_{n+}(p)$, $Q_{n+}(p)$ полиномов объекта. Поэтому отнесем полином знаменателя (1) $2T_\mu^* p + 1$ к числу компенсируемых, несмотря на малое значение постоянной времени T_μ^* . Отметим, что помехозащищенность замкнутой системы при этом не будет нарушена, так как выбором среднегеометрического корня ω_0 ей будет предписана соответствующая эквивалентная постоянная времени $T_0 = 1/\omega_0$.

С учетом сказанного, а также из сравнения передаточных функций объекта (1) и (4) следует, что

$$P_{\kappa+}(p) = 1; P_{n+}(p) = 1; P_-(p) = \frac{\gamma}{\Omega_{12}^2} p^2 - \frac{|\beta_c|}{C_{12}} p + 1; Q_{\kappa+}(p) = 2T_\mu^* p + 1; Q_{n+}(p) = 1; Q_-(p) = \frac{T_c^*}{\Omega_{12}^2} p^3 - \frac{\gamma}{(\gamma-1)\Omega_{12}^2} p^2 + T_c^* p - 1; s=0. \quad (6)$$

Примем передаточную функцию РЭ в виде

$$W_{РЭ}(p) = \frac{Q_{\kappa+}(p) M(p)}{K_0 P_{\kappa+}(p) N(p) p^{v-s}}, \quad (7)$$

где v – желаемый порядок астатизма замкнутой системы регулирования скорости с РЭ; $M(p)$ и $N(p)$ – неизвестные полиномы, они находятся из полиномиального уравнения синтеза

$$M(p) P_-(p) P_{n+}(p) + N(p) Q_-(p) Q_{n+}(p) p^v = G(p), \quad (8)$$

в котором $G(p)$ – характеристический полином замкнутой системы, задаваемый исходя из условия обеспечения желаемого характера переходного процесса, в частности, отвечающий одному из известных стандартных распределений [8] или их видоизменениям, представленным в [9,10].

Определим с учетом (6), обозначаемые в виде $|\cdot|$, степени полиномов $M(p)$, $N(p)$ и $G(p)$, приняв порядок астатизма замкнутой системы при синтезе статического РЭ $v = 0$:

$$|M| = |Q_-| + |Q_{n+}| + v - 1 = 3 + 0 + 0 - 1 = 2;$$

$$|N| = |Q_-| - |P_{\kappa+}| - 1 = 4 - 0 - 1 = 3;$$

$$|G| = |M| + |N| + 1 = 2 + 3 + 1 = 6.$$

Метод полиномиальных уравнений допускает возможность уменьшения на единицу порядков полиномов $M(p)$, $N(p)$ и $G(p)$. Поэтому с целью упрощения реализации и настройки РЭ пониженного порядка уменьшим на единицу указанные полиномы, окончательно приняв:

$$|\tilde{M}| = 1; |\tilde{N}| = 2; |\tilde{G}| = 5. \quad \text{Тогда полиномиальное}$$

уравнение (8) в развернутой форме представляется в виде

$$(m_1 p + m_0) \left(\frac{\gamma}{\Omega_{12}^2} p^2 - \frac{|\beta_c|}{C_{12}} p + 1 \right) + (n_2 p^2 + n_1 p + n_0) \left(\frac{T_c^*}{\Omega_{12}^2} p^3 - \frac{\gamma}{(\gamma-1)\Omega_{12}^2} p^2 + T_c^* p - 1 \right) = \alpha_5 T_0^5 p^5 + \alpha_4 T_0^4 p^4 + \alpha_3 T_0^3 p^3 + \alpha_2 T_0^2 p^2 + \alpha_1 T_0 p + \alpha_0, \quad (9)$$

где $\alpha_5 - \alpha_0$ – коэффициенты, соответствующие выбираемому распределению; T_0 – эквивалентная постоянная времени замкнутой системы, отвечающая ее среднегеометрическому корню ω_0 .

Левую часть уравнения (9) легко представить в виде слагаемых по мере убывания степени p . Тогда из сравнения сомножителей при одинаковых степенях p левой и правой частей уравнения (9) находятся неизвестные значения коэффициентов m_i и n_j полиномов $M(p)$ и $N(p)$ регулятора:

$$n_2 = \frac{\alpha_5 \Omega_{12}^2}{T_c^* \omega_0^5} > 0; \quad (10)$$

$$n_1 = \frac{\Omega_{12}^2}{T_c^*} \left[\frac{\alpha_4}{\omega_0^4} + \frac{\gamma}{(\gamma-1)T_c^* \omega_0^5} \right] > 0; \quad (11)$$

$$n_{01} = \frac{\Omega_{12}^2 C_{12}}{\gamma |\beta_c| - T_c^* C_{12} (\gamma-1)} \left[\frac{\alpha_3}{\omega_0^3} - \frac{\alpha_1 \gamma}{\Omega_{12}^2 \omega_0} - \frac{\gamma |\beta_c|}{\Omega_{12}^2 C_{12}} + \left(\frac{\gamma}{(\gamma-1)\Omega_{12}^2} - \frac{\gamma}{\Omega_{12}^2} \right) n_1 - T_c^* n_2 \right]; \quad (12)$$

$$n_{02} = \frac{\Omega_{12}^2 C_{12} \gamma (\gamma-1)}{\Omega_{12}^2 |\beta_c| T_c^* (\gamma-1) + C_{12} \gamma^2 (\gamma-2)} \times \left[\frac{\alpha_2}{\omega_0^2} - \frac{\gamma}{\Omega_{12}^2} - \frac{\alpha_3 \Omega_{12}^2 |\beta_c|}{C_{12} \gamma \omega_0^3} + \left(\frac{|\beta_c|}{C_{12} (\gamma-1)} - T_c^* \right) n_1 + \left(1 - \frac{|\beta_c| \Omega_{12}^2 T_c^*}{C_{12} \gamma} \right) n_2 \right]; \quad (13)$$

$$m_1 = \frac{\Omega_{12}^2}{\gamma} \left[\frac{\alpha_3}{\omega_0^3} - \frac{T_c^*}{\Omega_{12}^2} n_0 + \frac{\gamma}{(\gamma-1)\Omega_{12}^2} n_1 - T_c^* n_2 \right]; \quad (14)$$

$$m_0 = 1 + n_0 > 0, \quad (15)$$

где n_2 – в секундах в квадрате; n_1, m_1 – в секундах.

Из (12) и (13) видна недопустимая неоднозначность коэффициента n_0 , которая является следствием понижения на единицу порядка передаточной функции регулятора. Однако она устранима выбором соответствующего распределения, а также заданием вполне определенной величины среднегеометрического корня ω_0 . Поиск возможных для реализации значений ω_0 может быть осуществлен по уравнению, следующему из условия $n_{01} = n_{02}$:

$$\left(\frac{\gamma}{\Omega_{12}^2} - \frac{A \gamma |\beta_c|}{\Omega_{12}^2 C_{12}} \right) \omega_0^5 - \alpha_1 \frac{A \gamma}{\Omega_{12}^2} \omega_0^4 - \alpha_2 \omega_0^3 + \alpha_3 \left(A - \frac{\Omega_{12}^2 |\beta_c|}{\gamma C_{12}} \right) \omega_0^2 + \alpha_4 \left(\Omega_{12}^2 - \frac{\Omega_{12}^2 |\beta_c|}{(\gamma-1) C_{12} T_c^*} + \frac{A \gamma (2-\gamma)}{T_c^* (\gamma-1)} \right) \omega_0 + \left(\frac{\Omega_{12}^4 |\beta_c|}{\gamma C_{12}} - \frac{\Omega_{12}^2}{T_c^*} - A \Omega_{12}^2 + \frac{\Omega_{12}^2 \gamma}{(\gamma-1) T_c^*} - \frac{\Omega_{12}^2 \gamma |\beta_c|}{(\gamma-1)^2 T_c^{*2} C_{12}} + \frac{A \gamma^2 (2-\gamma)}{(\gamma-1)^2 T_c^{*2}} \right) = 0, \quad (16)$$

где

$$A = \frac{C_{12} \gamma - \gamma C_{12} + T_c^* \Omega_{12}^2 |\beta_c|}{\gamma |\beta_c| - T_c^* C_{12} (\gamma-1)}.$$

Допустим, что уравнение (16) имеет хотя бы одно вещественное положительное решение ω_0 , при котором все $m_i > 0$ и $n_j > 0$, что подтверждает физическую реализуемость регулятора. Тогда передаточную функцию статического РЭ пониженного порядка на основании (7) представим в виде:

$$W_{РЭ}(p) = \frac{K_{РЭ} (2T_{\mu}^* p + 1) (T_1 p + 1)}{T_2^2 p^2 + T_3 p + 1} \quad (17)$$

или

$$W_{РЭ}(p) = \frac{K_{РЭ} (2T_{\mu}^* p + 1) (T_1 p + 1)}{(T_2^* p + 1) (T_3^* p + 1)}, \quad (18)$$

где

$$K_{РЭ} = \frac{m_0}{n_0 K_0} = \frac{m_0 K_{ДТ} |\beta_c|}{n_0 (C\Phi)^2 K_H} \quad (19)$$

– коэффициент усиления регулятора;

$$T_1 = \frac{m_1}{m_0}; \quad T_3 = \frac{n_1}{n_0}; \quad T_2^2 = \frac{n_2}{n_0} \quad (20)$$

– постоянные времени, с;

$$T_{2,3}^* = \frac{T_3}{2} \pm \sqrt{\frac{T_3^2}{4} - T_2^2}, \quad (21)$$

что обосновывает возможность разложения полинома знаменателя (17) в случае $T_3 > 2T_2$ на два простых сомножителя знаменателя (18).

Таким образом, при нулевом астатизме замкнутой системы регулирования скорости в качестве РЭ на основании (18) следует использовать ПИП²-регулятор.

Синтез астатического РЭ, когда $\nu=1$, может быть выполнен по представленной здесь методике. Однако значительно проще его осуществить, используя традиционный для СПР метод расчета ПИ-регулятора взамен пропорционального [1].

При известной эквивалентной постоянной времени T_0 статической системы передаточная функция астатического РЭ представляется как

$$W_{РЭ.а}(p) = \frac{K_{РЭ}(2T_\mu^*p+1)(T_1p+1)(4T_0p+1)}{4T_0p(T_2^2p^2 + T_3p+1)} = \frac{(2T_\mu^*p+1)[4T_0T_1p^2 + (4T_0 + T_1)p+1]}{T_\mu p(T_2^2p^2 + T_3p+1)}, \quad (22)$$

где постоянная интегрирования

$$T_\mu = 4T_0 / K_{РЭ}. \quad (23)$$

Покажем теперь, что синтезированные статический (17) или (18) и астатический (22) РЭ обеспечат в замкнутой системе (рис.2) быстродействие и точность, соответствующие использованию РС также пониженного порядка.

Для этого прежде всего на основании структурной схемы рис.2 найдем передаточную функцию объекта в контуре регулирования скорости с РС и датчиком скорости ДС, имеющую вид

$$W_{об.с}(p) = \frac{U_{0с.с}(p)}{U_{РС}(p)} = \frac{(C\Phi)K_{ДС} \left(\frac{\gamma}{\Omega_{12}^2} p^2 - \frac{|\beta_c|}{C_{12}} p + 1 \right)}{K_{ДТ}|\beta_c| \left(\frac{T_c^*}{\Omega_{12}^2} p^3 - \frac{\gamma}{(\gamma-1)\Omega_{12}^2} p^2 + T_c^* p - 1 \right)}, \quad (24)$$

где $K_{ДС}$ – коэффициент усиления ДС, В.с.

Сравним передаточные функции $W_{об.э}(p)$ (1) и $W_{об.с}(p)$ (24). Можно видеть, что они имеют одинаковую структуру и разложимы в соответ-

ствии с (4) на одни и те же полиномы (6) при условии, что в качестве компенсируемого полинома знаменателя (24) теперь будет принят полином $Q_{к+}(p) = 2T_\mu p + 1$. Кроме того, передаточные функции объектов в контуре регулирования ЭДС и в контуре регулирования скорости имеют один и тот же коэффициент усиления объекта, так как при $U_{3.э.мах} = U_{3.с}$ получим

$$K_H(C\Phi) = \frac{U_{3.э.мах}(C\Phi)}{E_{ДВ.мах}} = \frac{U_{3.с}}{\omega_{мах}} = K_{ДС}. \quad (25)$$

Компенсируемые полиномы знаменателя (1) $Q_{к+}(p) = 2T_\mu^* p + 1$ и (24) $Q_{к+}(p) = 2T_\mu p + 1$ не попадают в полиномиальное уравнение синтеза (8), а входящие в его состав полиномы $P_-(p)$, $Q_-(p)$, $P_{n+}(p)$ и $Q_{n+}(p)$ остаются неизменными. Не изменяется и порядок полиномов $|\tilde{M}|$, $|\tilde{N}|$ и $|\tilde{G}|$.

Отсюда можно сделать вывод, что находимые в результате синтеза полиномиальным методом коэффициенты m_i и n_j полиномов $M(p)$ и $N(p)$ передаточных функций РЭ и РС имеют одни и те же численные значения, так как не изменяется и найденное в результате синтеза (см. уравнение (16)) значение среднегеометрического корня замкнутой системы $\omega_{0г}$.

Известно [8], что среднегеометрический корень ω_0 является мерой быстродействия системы. Поэтому можно заключить, что быстродействие системы с РЭ и РС, синтезированных полиномиальным методом, будет одинаковым, что дает определенное преимущество по сравнению с системами, синтезированными по методике СПР [1].

Для передаточных функций статического и астатического РС имеем:

$$W_{РС}(p) = \frac{K_{РС}(2T_\mu p+1)(T_1p+1)}{T_2^2 p^2 + T_3 p + 1}; \quad (26)$$

$$W_{РС.а}(p) = \frac{(2T_\mu p+1)[4T_0T_1p^2 + (4T_0 + T_1)p+1]}{T_\mu p(T_2^2 p^2 + T_3 p + 1)}, \quad (27)$$

причем

$$K_{РС} = \frac{m_0}{n_0 K_0} = \frac{m_0 K_{ДТ} |\beta_c|}{n_0 (C\Phi) K_{ДС}} = K_{РЭ}. \quad (28)$$

Равенство коэффициентов $K_{РЭ}$ (19) и $K_{РС}$ (28) убеждает в том, что замкнутые системы с РЭ и РС будут иметь одно и то же значение как статической $\Delta\omega_{ст}$, так и динамической $\Delta\omega_{дин}$ ошибок в случае использования статических (18), (26) или астатических (22), (27) регуляторов.

Для статической ошибки в системе рис.2 с синтезированными статическими РЭ и РС при работе ЭП на падающем участке механической характеристики нагрузки с $\beta_c < 0$ и $M_{c0} \neq 0$ найдено

$$\Delta\omega_{ст} = -\frac{n_0}{|\beta_c|(m_0 - n_0)} M_{c0}. \quad (29)$$

При $\beta_c = 0$, т.е. при нагрузках ЭП типа $M_c = M_{c0} = \text{const}$, система рис.2 будет иметь статическую ошибку по скорости от действия возмущения

$$\Delta\omega_{ст0} = -\frac{n_0}{|\beta_c|m_0} M_{c0}, \quad (30)$$

где $|\beta_c|$ – коэффициент, входящий расчетной величиной в $K_{РЭ}$ (19) и $K_{РС}$ (28).

По результатам компьютерных исследований проведем сравнительный анализ синтезированных СПР скорости ДЭМО с регуляторами РЭ и РС на примере ЭП ТП-Д со следующими параметрами силовой части: $K_{ТП} = 51,3$; $T_\mu = 0,004$ с; $R_3 = 0,087$ Ом; $L_3 = 6,87 \cdot 10^{-3}$ Гн; $T_3 = 0,079$ с; $T_a = 0,06$ с; $J_1 = 10$ кг·м²; $J_2 = 10$ кг·м²; $\gamma = 2$; $C_{12} = 5 \cdot 10^3$ Н·м/рад; $(C\Phi) = 2,68$ В·с; $\Omega_{12} = 31,6$ с⁻¹; $T_m = (J_1 + J_2)R_3 / (C\Phi)^2 = 0,242$ с; $m = T_m / T_3 = 3,06$; $U_n = 440$ В; $I_n = 400$ А; $\omega_n = 157$ с⁻¹; $M_n = 1070$ Н·м.

При жесткости механической характеристики двигателя $\beta = (C\Phi)^2 / R_3 = 82,5$ Н·м·с зададимся значением жесткости на падающем участке нелинейной характеристики нагрузки $\beta_c = -100$ Н·м·с. Принятое значение $\beta_c < 0$ усугубляет решаемую задачу условием статической неустойчивости ДЭМО, что вполне допустимо, учитывая случайный характер ее значения.

Примем $U_{3,з\max} = U_{3,с} = 10$ В, $K_{ДС} = 0,0638$ В·с, $K_{ДТ} = 0,005$ В/А, $K_{РТ} = 3,35$, время разгона ЭП от задатчика интенсивности (ЗИ) $t_p = 2,8$ с и найдем механическую постоянную времени $T_c^* = (J_1 + J_2) / |\beta_c| = 0,2$ с.

Будем считать, что исследуемый ЭП находится под воздействием нелинейной нагрузки рис.1,а со следующими значениями:

$$M_c = \begin{cases} \beta_{c1}\omega_2, \beta_{c1} = 7 \text{ Н·м·с}, 0 \leq \omega_2 \leq 151 \text{ с}^{-1}; \\ -\beta_c\omega_2, |\beta_c| = 100 \text{ Н·м·с}, 151 \leq \omega_2 \leq 156,7 \text{ с}^{-1}; \\ 500 \text{ Н·м}, \beta_{c2} = 0, 156,7 \leq \omega_2 \leq 157 \text{ с}^{-1}, \end{cases} \quad (31)$$

а также может работать в режиме ХХ при $M_c = 0$ и с традиционной нагрузкой $M_c = M_{c0} = M_n = \text{const}$.

При определении параметров статического РЭ (17) или (18) с учетом настройки системы по

Баттерворту с коэффициентами данного распределения $\alpha_5 = 1$; $\alpha_4 = 3,24$; $\alpha_3 = 5,24$; $\alpha_2 = 5,24$; $\alpha_1 = 3,24$; $\alpha_0 = 1$ прежде всего по уравнению (16) найдены следующие значения среднегеометрических корней, из которых два оказались положительными:

$$\omega_{01} = -7,59; \omega_{02} = 32,89; \omega_{03} = 25,09; \omega_{04} = -36,72; \omega_{05} = -46,07.$$

Для последующих расчетов принято $\omega_{0i} = 25,09$ с⁻¹ и получены как для РЭ, так и для РС значения (10)–(15) коэффициентов полиномов $M(p)$ и $N(p)$:

$$n_2 = 5,12 \cdot 10^{-4} \text{ с}^2; n_1 = 4,67 \cdot 10^{-2} \text{ с}; n_0 = 0,41; m_1 = 0,12 \text{ с}; m_0 = 1,41.$$

По ним на основании (20) и (21) определены постоянные времени звеньев, входящих в РЭ и РС: $T_1 = 0,087$ с, $T_2^* = 1,25 \cdot 10^{-3}$ с²; $T_3 = 0,114$ с; $T_2^* = 0,1$ с и $T_3^* = 0,012$ с. Найден по (19) коэффициент усиления РЭ, равный коэффициенту усиления РС (28): $K_{РЭ} = K_{РС} = 10$. Для компенсируемого РС полинома принято значение $Q_{к+}(p) = 2T_\mu p + 1 = 0,008 p + 1$. При использовании РЭ для параметра компенсируемого полинома $2T_\mu^*$ по выражению (3) найдено

$$2T_\mu^* = 0,008 + \sqrt{(0,008 + 0,06)^2 + 0,06^2} = 0,0495 \text{ с}$$

при отсутствии звена $W_1(p)$, компенсирующего инерционность обратной связи по ЭДС, и $2T_\mu^* = 0,01$ с в случае применения, предложенного в [11], звена $W_1(p)$ с $\tau = 0,002$ с.

Таким образом, для статических РЭ и РС окончательно получены следующие значения параметров их передаточных функций (18) и (26):

$$W_{РЭ1}(p) = \frac{10(0,0495 p + 1)(0,087 p + 1)}{(0,1 p + 1)(0,012 p + 1)}$$

или

$$W_{РЭ2}(p) = \frac{10(0,01 p + 1)(0,087 p + 1)}{(0,1 p + 1)(0,012 p + 1)}; \quad (32)$$

$$W_{РС}(p) = \frac{10(0,008 p + 1)(0,087 p + 1)}{(0,1 p + 1)(0,012 p + 1)}. \quad (33)$$

В обоих случаях для уменьшения перерегулирования на входе статических систем с РЭ и РС должен быть установлен фильтр (Φ) с передаточной функцией

$$W_\Phi(p) = \frac{1}{T_\Phi p + 1} = \frac{1}{0,087 p + 1},$$

который компенсирует действие форсирующего звена, соответствующего полиному регулятора $M(p)$.

Синтезированные системы с РЭ и РС имеют одинаковую расчетную статическую ошибку (30)

$\Delta\omega_{ст.р} = -3,11 \text{ с}^{-1}$ при действии на вал двигателя постоянной нагрузки $M_c = M_H = 1070 \text{ Н}\cdot\text{м}$.

При известной эквивалентной постоянной времени статических систем $T_0 = 1/\omega_0 = 0,04 \text{ с}$ находятся параметры астатических РЭ (22) и РС (27). Они для рассматриваемого примера имеют следующие численные значения:

$$W_{РЭ.а}(p) = \frac{(0,0495p+1)(0,014p^2+0,247p+1)}{0,016p(0,1p+1)(0,012p+1)}; \quad (34)$$

$$W_{РС.а}(p) = \frac{(0,008p+1)(0,014p^2+0,247p+1)}{0,016p(0,1p+1)(0,012p+1)}. \quad (35)$$

В данном случае для уменьшения перерегулирования на входе астатических СПР должен быть установлен фильтр с параметрами

$$W_{Ф.а}(p) = \frac{1}{0,247p+1}.$$

Работа синтезированных статической и астатической СПР скорости с РЭ и РС при исходно неустойчивом ДЭМО на падающем участке механической характеристики нагрузки и ее настройке по методу полиномиальных уравнений с использованием распределения по Баттерворту приведена на рис.3. Здесь для сравнения показаны переходные характеристики по управляющему и возмущающему воздействиям. Анализ приведенных осциллограмм показывает не только одинаковое быстродействие систем с РЭ и РС, но и одинаковые экспериментальные статическую $\Delta\omega_{ст.э} = -3,12 \text{ с}^{-1}$ и динамическую $\Delta\omega_{дин.э} = -5,1 \text{ с}^{-1}$ ошибки при действии на ЭП постоянной нагрузки $M_H = 1070 \text{ Н}\cdot\text{м}$.

На рис.4,5 показаны переходные процессы в системе соответственно со статическим $W_{РЭ1}(p)$ (32) и астатическим $W_{РЭ.а}(p)$ (34) РЭ при различных режимах работы, аналогичные процессам в

СПР с РС (33) и (35). На осциллограммах рис.4,5,а приведена работа ЭП в режиме ХХ от толчка задания с исходными параметрами ДЭМО. Осциллограммы рис.4,5,б характеризуют работу ЭП от ЗИ при нелинейной нагрузке (31) с жесткостью падающего участка $\beta_c = -100 \text{ Н}\cdot\text{м}\cdot\text{с}$. Работу системы с постоянной реактивной нагрузкой $M_{с0} = 1070 \text{ Н}\cdot\text{м}$ характеризуют осциллограммы рис.4,5,в. Процессы, показанные на рис.4,5,з,д подтверждают работоспособность системы при увеличении в два раза ($J_2=20 \text{ кг}\cdot\text{м}^2$) и уменьшении в два раза

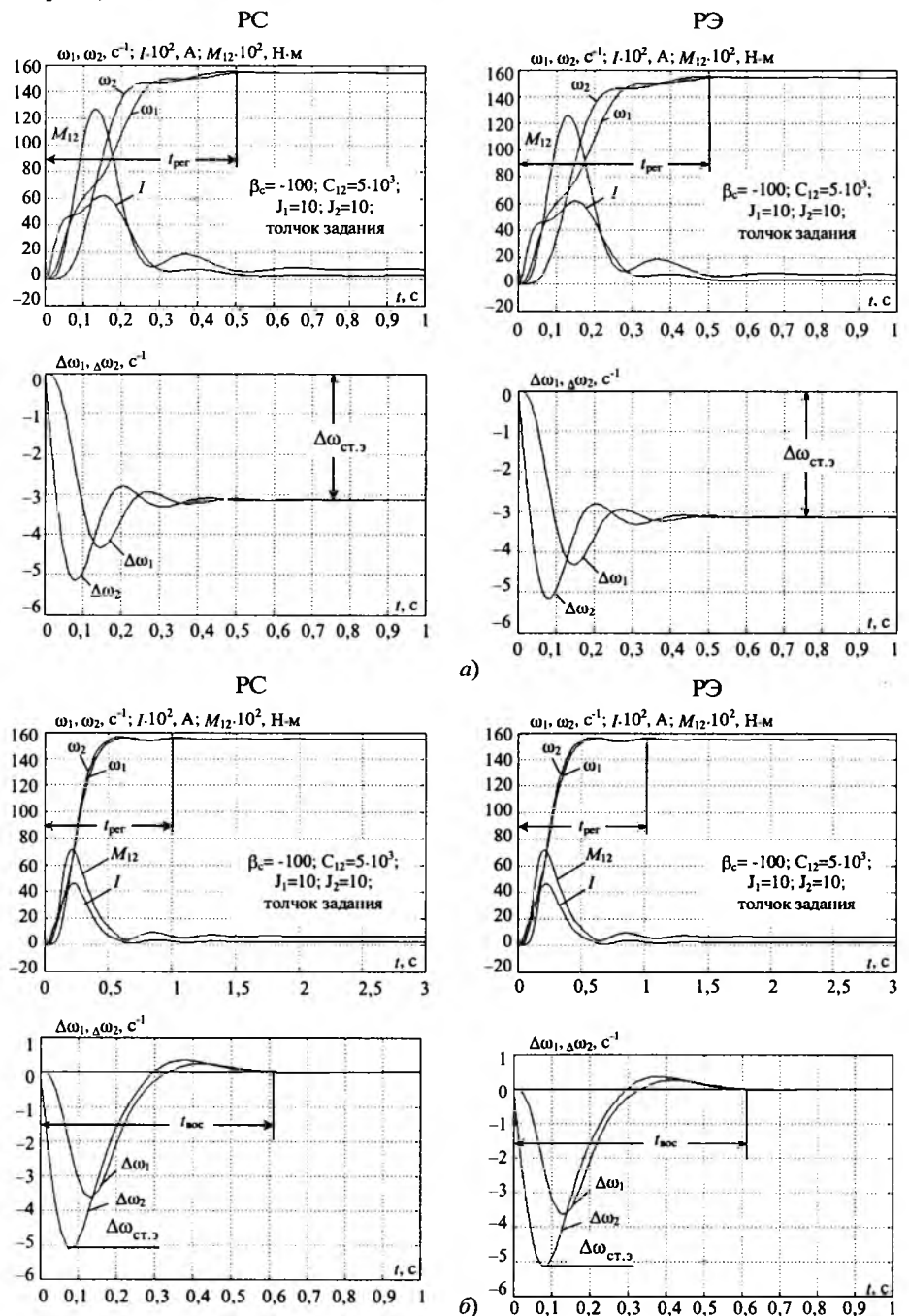


Рис.3. Переходные характеристики по управляющему и возмущающему воздействиям в системе со статическими (а) и астатическими (б) РС и РЭ

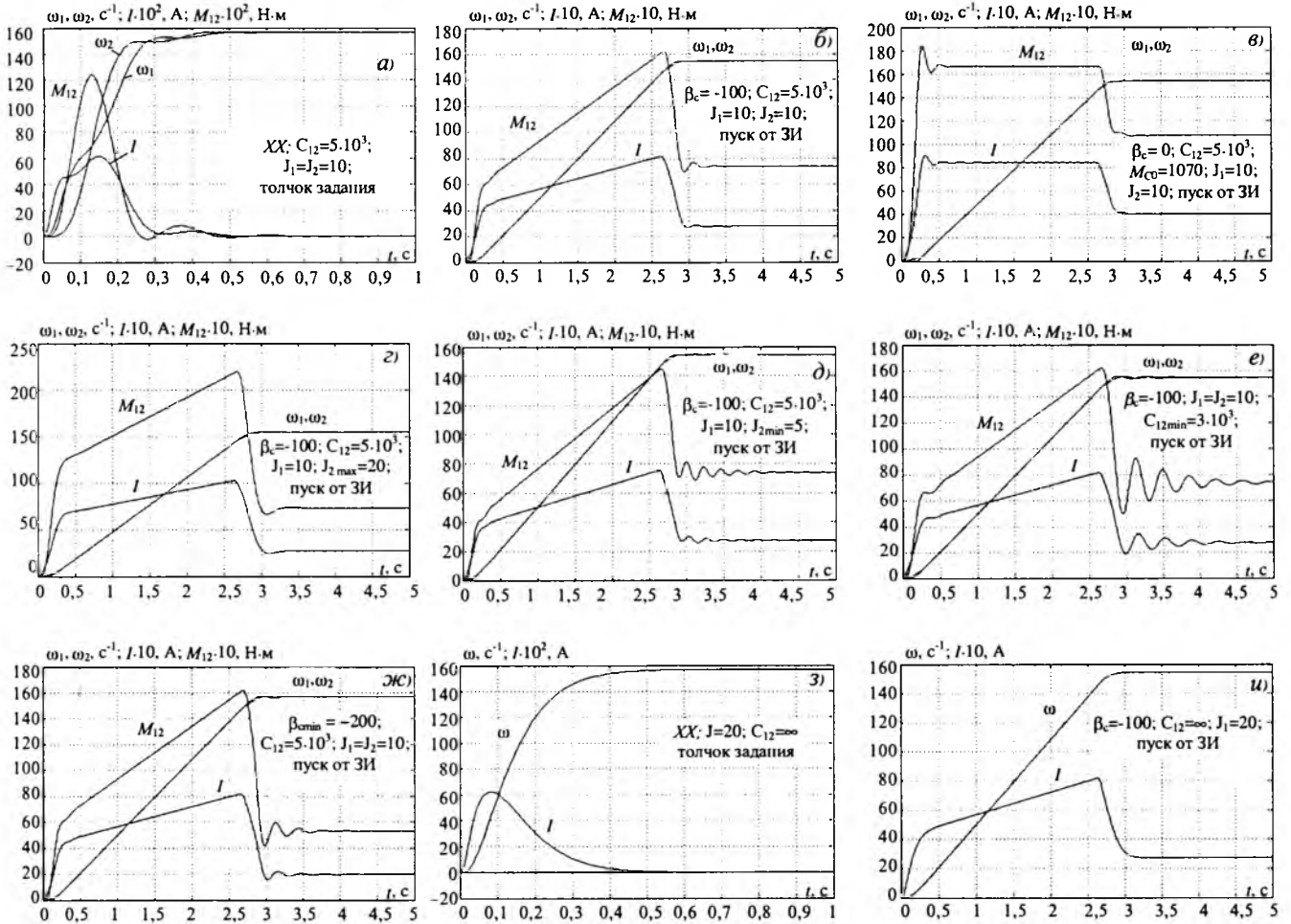


Рис.4. Переходные процессы в СПР со статическими РЭ при различных режимах работы

($J_2 = 5 \text{ кг} \cdot \text{м}^2$) момента инерции второй массы по отношению к исходному $J_2 = 10 \text{ кг} \cdot \text{м}^2$.

Система допускает уменьшение жесткости упругой связи до $C_{12} = 3 \cdot 10^3 \text{ Н} \cdot \text{м}/\text{рад}$ при статическом РЭ (рис.4,е) и до $C_{12} = 4 \cdot 10^3 \text{ Н} \cdot \text{м}/\text{рад}$ при использовании астатического регулятора (рис.5,е), а также уменьшение жесткости падающего участка механической нагрузки соответственно до $\beta_c = -200 \text{ Н} \cdot \text{м} \cdot \text{с}$ (рис.4,5,ж). Все это убеждает в хороших регулировочных свойствах систем с синтезированными РЭ и РС. Они имеют широкий диапазон изменения не только коэффициента жесткости механической характеристики нагрузки от положительных до отрицательных значений, но и момента инерции второй массы, а также жесткости C_{12} упругой связи.

Имеется ряд механизмов, например спирально-винтовой транспортер [12], где в силу особенностей технологического процесса происходит независимая от автоматической системы перестройка механической части ЭП с двухмассовой на одномассовую. Для указанного механизма

это связано с полным заполнением транспортирующего трубопровода сыпучим материалом, когда в нем исчезает свободное со спиралью пространство. При этом характер нагрузки ЭП не меняется, так как вполне вероятна работа системы на падающем участке характеристики рис.1,б в режиме дозирования сыпучего материала (комбикорм, зерно, песок и т.д.).

На рис.4,5,з,и показаны осциллограммы работы одномассового ЭП при толчке задания (переходная характеристика по управлению) и при работе системы на падающем участке нелинейной характеристики нагрузки. Видно приемлемое качество устойчивых переходных процессов.

Таким образом, проведенные исследования и полученные результаты убеждают в перспективности использования синтезированных методом полиномиальных уравнений статического и астатического РЭ взамен РС с традиционной структурой СПР, обеспечивающих одинаковые с ним быстродействие и точность работы электропривода. Кроме того, данные РЭ способству-

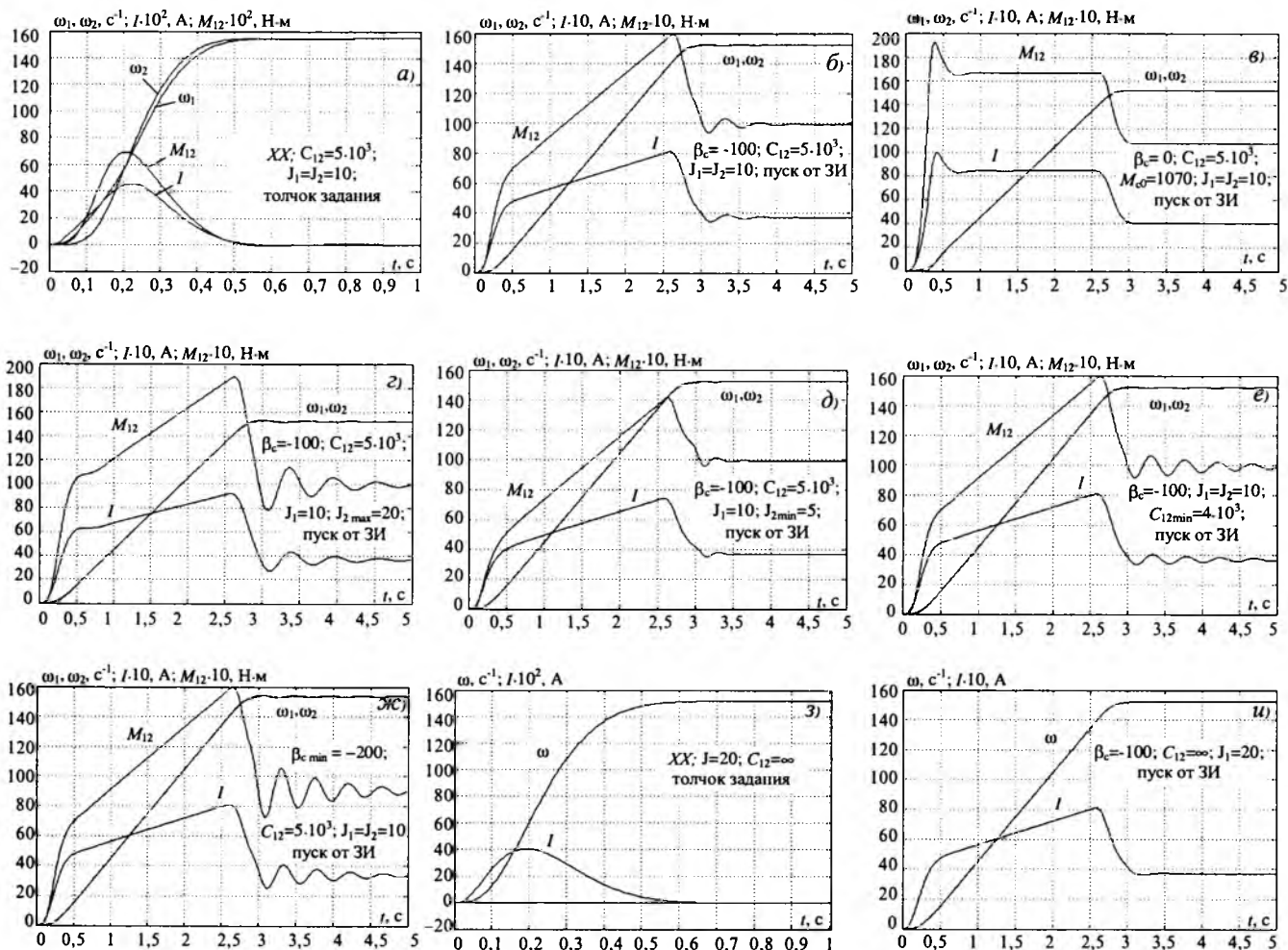


Рис.5. Переходные процессы в СПР с астатическим РЭ при различных режимах работы

ют не только ликвидации исходной неустойчивости системы и предотвращают в ней автоколебательные режимы, вызываемые нелинейным характером ее реактивной нагрузки, но и создают в электроприводе с жесткой и упругой кинематикой требуемое качество переходных процессов без перестройки своих параметров.

Выводы

1. Методом полиномиальных уравнений с использованием нормированных характеристических полиномов синтезирована двухконтурная структура двухмассового электропривода с найденными передаточными функциями статического и астатического регулятора ЭДС пониженного порядка и датчиком ЭДС двигателя, способствующая ликвидации колебаний, связанных с упругостью кинематики, и автоколебательных режимов, обусловленных нелинейной реактивной нагрузкой, носящей к тому же случайный характер.

2. Показано, что синтезированные РЭ обеспечивают необходимое качество переходных

процессов, когда в силу каких-либо причин происходит независимая от системы перестройка двухмассовой системы в одномассовую.

3. Обосновано, что при использовании полиномиального метода синтеза двухконтурные двухмассовые системы с регуляторами скорости и ЭДС обладают одинаковыми быстродействием в обработке сигналов задания и точностью поддержания скорости при действии на вал двигателя нагрузки, в отличие от традиционно построенных СПР.

4. Разработанная методика синтеза РЭ пониженного порядка распространяема на двухмассовые системы с одноконтурной структурой, а также на случай работы системы с РС при наличии фильтра в канале обратной связи.

Список литературы

1. Лебедев Е.Д., Неймарк В.Е., Пистрак М.Я., Слежановский О.В. Управление вентильными электроприводами постоянного тока. М.: Энергия, 1970.
2. Клепиков В.Б., Осичев А.В. Определение границ устойчивости электропривода с отрицательным вязким тре-

нием и учетом упругости кинематической цепи //Электричество. 1989. № 1. С.36–41.

3. Ключев В.И. Теория электропривода. М.: Энергоатомиздат, 2001.

4. Волгин Л.Н. Элементы теории управляющих машин. Метод полиномиальных уравнений в задачах синтеза систем автоматического управления с цифровыми вычислительными машинами. М.: Советское радио, 1962.

5. Залялеев С.Р. О применении метода полиномиальных уравнений для синтеза непрерывных систем электропривода //Электротехника. 1998. №2. С.48–53.

6. Акимов Л.В., Колотило В.И. Синтез статической СПР скорости двухмассового неустойчивого, под влиянием отрицательного вязкого трения, объекта методом полиномиальных уравнений //Электротехника. 2000. № 5. С.11–17.

7. Решмин Б.И., Ямпольский Д.С. Проектирование и наладка систем подчиненного регулирования электроприводов. М.: Энергия, 1975.

8. Красовский А.А., Поспелов Г.С. Основы автоматики и технической кибернетики. М.: Госэнергоиздат, 1962.

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

10. Акимов Л.В., Колотило В.И., Марков В.С. Динамика двухмассовых систем с нетрадиционными регуляторами скорости и наблюдателями состояния. Харьков: ХГПУ, 2000.

11. Коцегуб П.Х. Синтез вентиляльных электроприводов постоянного тока. Киев: ИЗМН, 1997.

12. Акимов Л.В., Пирожок А.В. Математическая модель электромеханической системы дозатора с спирально-винтовым транспортером и нелинейной нагрузкой //Вестник НТУ ХПИ. Вып. 10. Проблемы автоматизированного электропривода. Теория и практика. 2001. С.43–46.

Акимов Леонид Владимирович – профессор кафедры "Автоматизированные электромеханические системы" Национального технического университета "Харьковский политехнический институт" (НТУ "ХПИ"). Окончил электромашиностроительный факультет ХПИ в 1961 г. В 1989 г. защитил докторскую диссертацию по теме "Теория, алгоритмизация проектирования и создание оптимальных по быстрдействию электроприводов при ограничениях координат и идеализированном управлении" в МЭИ.

Пирожок Андрей Владимирович – ассистент кафедры "Электропривод и автоматизация промышленных установок" Запорожского национального технического университета (ЗНТУ). Окончил факультет электрификации и автоматизации Мелитопольского государственного института механизации сельского хозяйства в 1996 г.

Математическое исследование структуры бездатчикового частотно-токового асинхронного электропривода с векторным управлением

ПОЗДЕЕВ Д.А., ХРЕЩАТАЯ С.А.

Вопросам разработки и построения различных структур асинхронных регулируемых электроприводов с векторным управлением в литературе уделено большое внимание [1, 2 и др.]. Однако в большинстве случаев в рассматриваемых вариантах предполагается использование датчика скорости на валу двигателя. Лишь в последние годы благодаря стремительному развитию микропроцессорной техники, в основном DSP-процессоров, появилась возможность разработки и выпуска бездатчиковых асинхронных электроприводов, в которых информация о скорости вала двигателя получается в результате математических вычислений в реальном масштабе времени на основе информации об измеряемых координатах электропривода, главным образом, мгновенных значений токов и напряжений статора двигателя [2 и др.].

Одна из возможных структур такого электропривода с прямой ориентацией по полю, отличающихся высокими динамическими характеристиками и относительной простотой реализа-

ции, была теоретически обоснована и предложена в [3]. В статье продолжено исследование данной структуры и приведены результаты дальнейшего изучения ее свойств.

Функциональная схема электропривода приведена на рис.1. В качестве задающего используется сигнал по ЭДС ротора ($v\Psi_2$)_{зад}, который при поддержании потокосцепления ротора $\Psi_2 = \text{const}$ пропорционален заданной скорости $v_{\text{зад}}$. Регулятор скорости вырабатывает пропорциональный заданному моменту сигнал задания мнимой составляющей тока статора $I_{1y\text{зад}}$ во вращающейся синхронно с полем двигателя системе координат x, y , при этом вещественная составляющая тока $I_{1x\text{зад}}$, создающая номинальный поток ротора $\Psi_{2\text{ном}}$, задается неизменной и равной

$$I_{1x} = \frac{\Psi_{2\text{ном}}}{x_m}, \quad (1)$$

где x_m – индуктивное сопротивление цепи намагничивания.

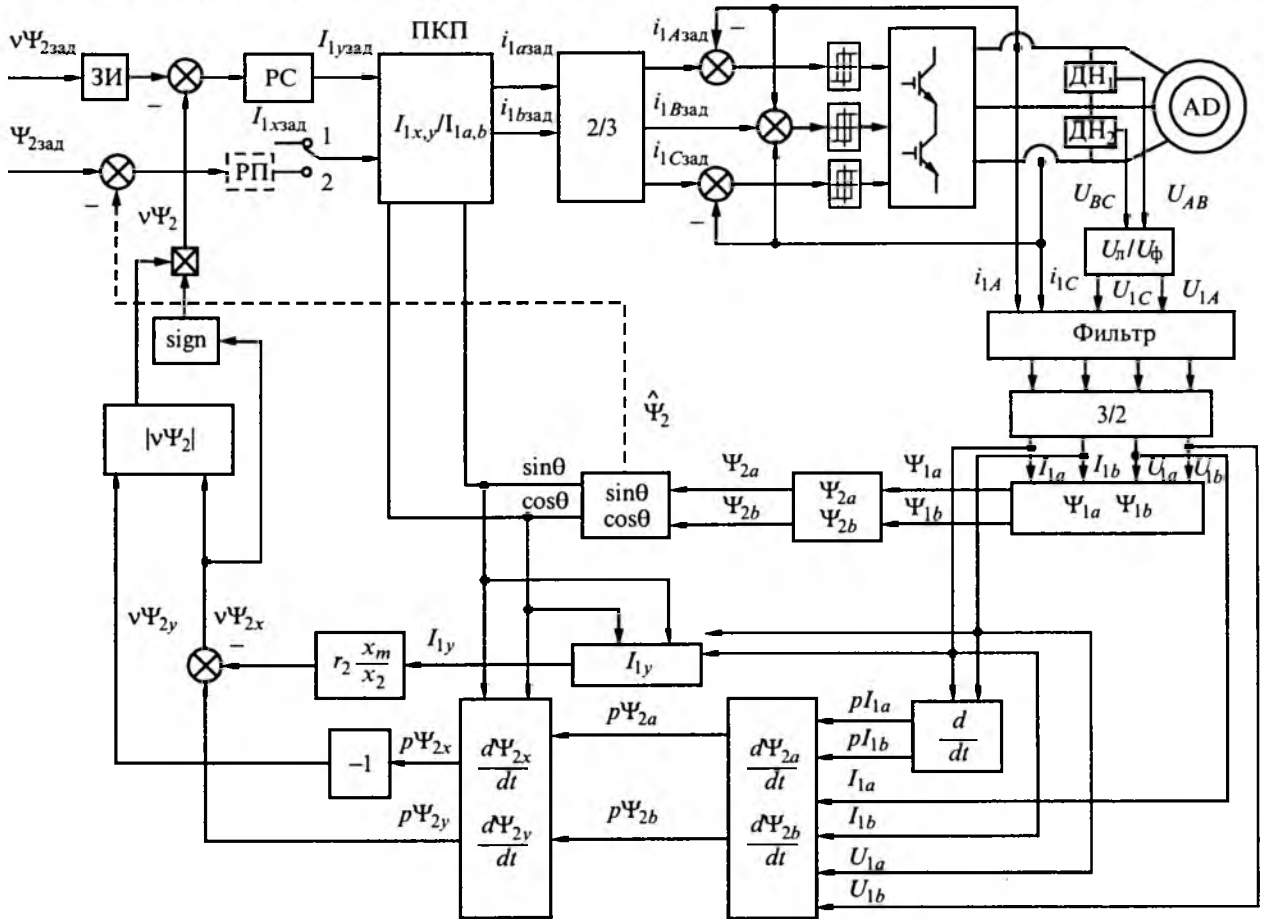


Рис.1. Функциональная схема электропривода (ЗИ – задатчик частоты; РС – регулятор скорости; РП – регулятор потока; ПКП – прямое преобразование координат)

После прямого координатного преобразования (ПКП) из вращающейся в неподвижную двухфазную систему координат (a, b) , с использованием угла θ , определяющего положение вектора потокосцепления ротора в неподвижной системе координат, а также двухфазно-трехфазного преобразования $(2/3)$, выполненных по известным формулам [4]:

$$\begin{cases} i_{1азад} = I_{1хзад} \cos \theta - I_{1узад} \sin \theta; \\ i_{1бзад} = I_{1хзад} \sin \theta + I_{1узад} \cos \theta; \end{cases} \quad (2)$$

$$\begin{cases} i_{1Азад} = i_{1азад}; \\ i_{1Взад} = -\frac{i_{1азад}}{2} + \frac{\sqrt{3}}{2} i_{1бзад}; \\ i_{1Сзад} = -\frac{i_{1азад}}{2} - \frac{\sqrt{3}}{2} i_{1бзад}; \end{cases} \quad (3)$$

заданный трехфазный ток обрабатывается практически без искажения релейным регулятором тока, выполненным на базе транзисторного ав-

тономного инвертора напряжения с датчиками тока в фазах двигателя. Здесь и ниже индексы A, B, C при переменной обозначают ее принадлежность к трехфазной, а индексы a, b – к двухфазной системе координат, индексы $1, 2$ – принадлежность переменной соответственно к статору и ротору. Сами переменные представлены в нормированном виде, причем за базу приняты величины в соответствии с [3].

Цепь обратной связи включает преобразование измеренных датчиками напряжения ДН1 и ДН2 линейных напряжений в фазные (U_{π}/U_{ϕ}) и трёхфазно-двухфазные преобразования $(3/2)$:

$$\left. \begin{aligned} U_{1A} &= \frac{2U_{AB} + U_{BC}}{3}; \\ U_{1C} &= \frac{-2U_{BC} - U_{AB}}{3}; \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

$$\left. \begin{aligned} U_{1a} &= U_{1A}; & i_{1a} &= i_{1A}; \\ U_{1b} &= \frac{-2U_{1C} - U_{1A}}{\sqrt{3}}; & i_{1b} &= \frac{-2i_{1C} - i_{1A}}{\sqrt{3}}. \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

Вычисление вектора потокосцепления ротора $\bar{\Psi}_2$ проводится с промежуточным вычислением вектора потокосцепления статора $\bar{\Psi}_1$, следующим способом:

$$\left. \begin{aligned} \bar{\Psi}_1 &= \int_0^t (\bar{U}_1 - \bar{I}_1 r_1) dt; \\ \bar{\Psi}_2 &= \frac{x_2}{x_m} (\bar{\Psi}_1 - \bar{I}_1 x_1 \sigma), \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

где $\sigma = 1 - \frac{x_m^2}{x_1 x_2}$ – коэффициент рассеяния.

По составляющим вектора потокосцепления ротора Ψ_{2a} , Ψ_{2b} определяется его положение в пространстве в виде тригонометрических функций

$$\left\{ \begin{aligned} \sin \theta &= \frac{\Psi_{2b}}{\sqrt{\Psi_{2a}^2 + \Psi_{2b}^2}}; \\ \cos \theta &= \frac{\Psi_{2a}}{\sqrt{\Psi_{2a}^2 + \Psi_{2b}^2}}, \end{aligned} \right. \quad (7)$$

которые используются в дальнейшем для операций прямого и обратного преобразования координат.

Оценка вектора ЭДС ротора $v\Psi_2$ производится по следующим соотношениям, записанным для неподвижной системы координат [3]:

$$jv\bar{\Psi}_2 = r_2 \bar{I}_2 + \frac{d\bar{\Psi}_2}{dt}, \quad (8)$$

где производная потокосцепления ротора

$$\begin{aligned} \frac{d\bar{\Psi}_2}{dt} &= \frac{x_2}{x_m} \frac{d\bar{\Psi}_1}{dt} - \frac{x_1 x_2}{x_m} \sigma \frac{d\bar{I}_1}{dt} = \\ &= \frac{x_2}{x_m} (\bar{U}_1 - r_1 \bar{I}_1) - \frac{x_1 x_2}{x_m} \sigma \frac{d\bar{I}_1}{dt} \end{aligned} \quad (9)$$

может быть рассчитана по мгновенным значениям напряжения \bar{U}_1 и тока \bar{I}_1 статора. Переводя полученную переменную (9), а также ток статора \bar{I}_1 во вращающуюся систему координат x, y с использованием полученных по (7) тригонометрических функций и учитывая, что для векторного управления [3]:

$$I_{2x} = 0, \quad I_{ry} = -\frac{x_m}{x_2} I_{1y}, \quad (10)$$

в соответствии с (8) получаем выражение для расчета составляющих ЭДС ротора:

$$\left\{ \begin{aligned} v\Psi_{2x} &= -r_2 \frac{x_m}{x_2} I_{1y} + \frac{d\Psi_{2y}}{dt}; \\ v\Psi_{2y} &= -\frac{d\Psi_{2x}}{dt}, \end{aligned} \right. \quad (11)$$

по которым оценивается его модуль для сигнала обратной связи. Для упрощения знак модуля принимается равным действительной составляющей вектора ($v\Psi_{2x}$).

Так как в описываемой структуре потокообразующая составляющая тока статора I_{1x} поддерживается постоянной, а управление ведется по моментобразующей составляющей тока статора I_{1y} , то динамическую модель электропривода в малом для расчета параметров регулятора скорости в соответствии с [3] можно представить по рис.2.

Передаточная функция электропривода по управлению имеет вид колебательного звена:

$$W(p) = \frac{\Delta v}{\Delta v_{\text{зад}}} = \frac{T_k p + 1}{T_0^2 p^2 + 2T_0 \xi p + 1}, \quad (12)$$

где

$$T_0^2 = \frac{T_k H}{K_k K_\mu}; \quad 2\xi = \frac{T_k}{T_0}. \quad (13)$$

Задаваясь полосой пропускания привода $\Omega_{\text{пр}} = 1/T_0$ и коэффициентом демпфирования ξ , из (13) можно рассчитать коэффициенты коррекции:

$$\left\{ \begin{aligned} T_k &= 2\xi T_0 = \frac{2\xi}{\Omega_{\text{пр}}}; \\ K_k &= \frac{2\xi H}{T_0 K_\mu} = \frac{2\xi H \Omega_{\text{пр}}}{K_\mu}. \end{aligned} \right. \quad (14)$$

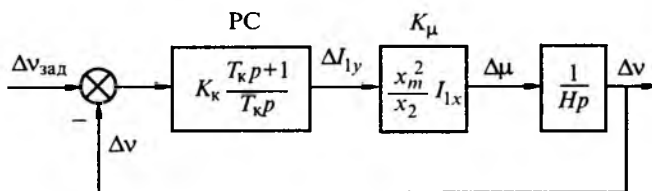


Рис.2. Динамическая модель электропривода в малом (K_k , T_k – коэффициент усиления и постоянная времени регулятора скорости; x_m , x_2 – индуктивные сопротивления цепи намагничивания и ротора соответственно; I_{1x} – ток намагничивания двигателя; $\Delta v_{\text{зад}}$, Δv – приращения заданной и истинной скорости двигателя; ΔI_{1y} , $\Delta \mu$ – приращения моментобразующей составляющей тока статора и соответствующего ему момента; H – приведенный суммарный момент инерции двигателя; K_μ – коэффициент передачи по моменту

Например, для электропривода с электродвигателем 4АМ280М4УЗ с параметрами [5]:

$$P_{\text{ном}}=160 \text{ кВт}; U_{\text{ном}}=220\text{В}; I_{\text{ном}}=228 \text{ А};$$

$$x_m=4,1; x_1=4,21; x_2=4,25; r_1=0,023;$$

$$r_2=0,018; I_{1\text{ном}}=0,2375; \Psi_{2\text{ном}} \approx \Psi_{1\text{ном}} \approx 1;$$

$$\mu_n = 0,854; K_\mu = \frac{x_m^2}{x_2} I_{1x} = 0,94, \quad (15)$$

$$\text{и } \xi = 0,707 \text{ и } \Omega_{\text{пр}} = 2\pi f_{\text{пр}} \frac{1}{\omega_6} = \frac{2\pi \cdot 22 \text{ Гц}}{2\pi \cdot 50 \text{ Гц}} = 0,44,$$

где $f_{\text{пр}} = 22 \text{ Гц}$ – принятая полоса пропускания привода; $\omega_6 = 2\pi f_{\text{ном}} = 2\pi \cdot 50 \text{ Гц}$ – базовая частота (масштаб времени), получим для нормированных коэффициентов коррекции по (14):

$$K_k \approx 100; T_k \approx 3,2. \quad (16)$$

Согласно [2,3] в асинхронном электроприводе с векторным управлением переходные процессы имеют меньшую колебательность при предварительном намагничивании машины номинальным потоком $\Psi_{2\text{ном}}$. С этой целью в структуре на рис.1 первоначально принудительно задается $\cos \theta = 1, \sin \theta = 0$, а на вход подаются сигналы $v\Psi_{2\text{зад}} = 0, I_{1\text{зад}} = I_{1\text{ном}} = 0,2375$ (ключ на рис.1 в позиции 1 – режим 1). В этом случае сигналы обратной связи по потоку и ЭДС ротора равны нулю, контурами тока обрабатывается заданный ток намагничивания $I_{1\text{зад}}$, и в машине устанавливаются номинальные потоки Ψ_1 и Ψ_2 (рис.3,а). Время намагничивания составляет более 3 с. Для уменьшения времени намагничивания, казалось бы, целесообразно ввести регулятор потока (ключ на рис.1 в позиции 2 – режим 2), на вход которого подается разность заданного номинального и вычисленного потоков ротора. Действительно, в этом случае даже при П-регуляторе потока, намагничивание протекает при максимальном (на отсечке) токе статора и при точно оцененных параметрах двигателя (r_1 и x_1 , в выражении (6)) заканчивается за 0,07 с. После этого времени можно отключать регулятор потока и работать без него, как рекомендуется в [3].

Однако при неточной оценке сопротивлений двигателя или их изменении в результате нагрева обмоток картина меняется. Так, если оцененные сопротивления статора и ротора при расчете (6), (9), (11) обозначить как \hat{r}_1 и \hat{r}_2 , а истинные – r_1 и r_2 соответственно, то в случае $\hat{r}_1 < r_1$ оцененный по (6) поток ротора получается боль-

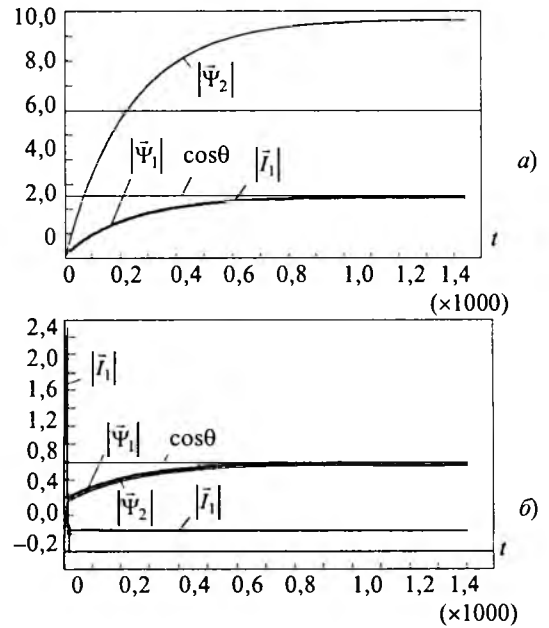


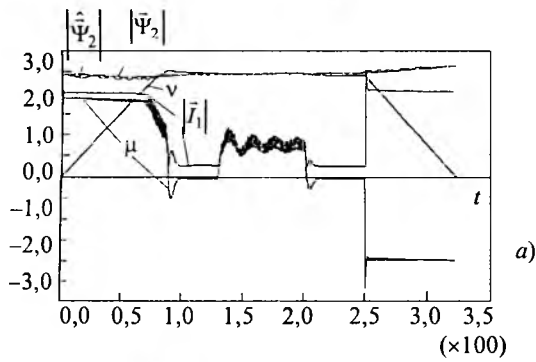
Рис.3. Процесс предварительного намагничивания машины:

а – без регулятора потока, (режим 1) $I_{1\text{зад}} = 0,2375$ (масштабы: $|\Psi_1|, \cos \theta - 0,4; |\bar{I}_1|, |\Psi_2| - 0,1; t - 314$); б – с регулятором потока и затем без него (с перемещением из режима 2 в режим 1), при $\hat{r}_1 = 0,5r_1$ (масштабы: $|\bar{I}_1|, |\Psi_1|, |\Psi_2|, \cos \theta - 1; t - 314$)

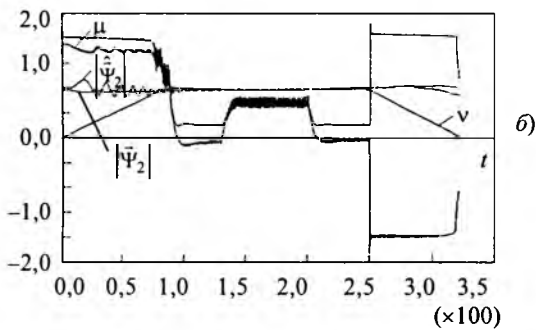
ше истинного. В этом случае процесс намагничивания заканчивается за те же 0,07 с, но установленное значение истинного потока не достигает номинального значения.

После переключения на работу без регулятора потока (режим 1) последний дотягивает до номинального значения длительное время. Так, на рис.3,б показан такой процесс намагничивания при $\hat{r}_1 = 0,5r_1$ с переключением из режима 2 в режим 1 по истечению 0,07 с. Установившееся значение потока ротора в режиме 2 составляет $|\Psi_2|_{\text{уст}} = 0,55$, общее время намагничивания до номинального потока – более 3 с. Таким образом, с точки зрения времени намагничивания, структура с регулятором потока не дает преимущества по сравнению со структурой без него. Учитывая нежелательность регулятора потока и в рабочих режимах электропривода (ошибки в вычислении потока $\hat{\Psi}_2$ приводят к колебаниям заданного тока намагничивания $I_{1\text{зад}}$ и к дополнительному раскачиванию системы), в данной структуре следует отказаться от его применения.

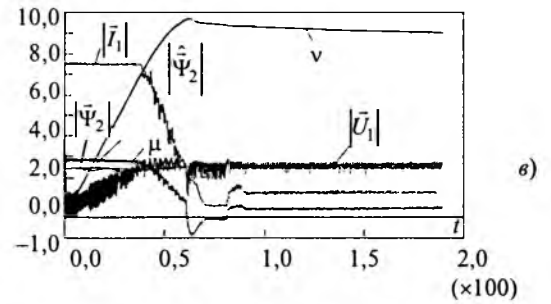
Рассмотрим процесс пуска предварительно намагниченной машины, наброса и сброса на-



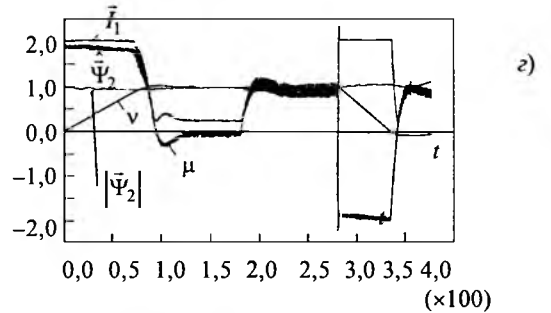
Масштабы: $v, |\hat{\Psi}_2|, |\hat{\Gamma}_1| - 0,4; \mu, |\hat{\Gamma}_1| - 1; t = 314$



Масштабы: $v, |\hat{\Psi}_2|, |\hat{\Gamma}_1| - 0,4; \mu, |\hat{\Gamma}_1| - 1; t = 314$



Масштабы: $v = 0,1, |\hat{\Psi}_2|, |\hat{\Gamma}_1| - 0,4; \mu, -1; t = 314$



Масштабы: $v, |\hat{\Psi}_2|, |\hat{\Gamma}_1| - 0,4; \mu, |\hat{\Gamma}_1| - 1; t = 314$

Рис.4. Переходные процессы пуска на номинальную скорость, наброса и сброса нагрузки в электроприводе с параметрами (15):

a – с точной оценкой параметров ($\hat{r}_1 = r_1, \hat{r}_2 = r_2$); $\mu_{нагр} = \mu_{ном}; f_{пр} = 22$ Гц; *б* – с неточной оценкой параметров ($\hat{r}_1 = 0,5r_1, \hat{r}_2 = 0,5r_2$); $\mu_{нагр} = \mu_{ном}; f_{пр} = 22$ Гц; *в* – с точной оценкой параметров ($\hat{r}_1 = r_1, \hat{r}_2 = r_2$); $\mu_{нагр} = 0,5 \mu_{ном}; f_{пр} = 22$ Гц; *з* – с точной оценкой параметров ($\hat{r}_1 = r_1, \hat{r}_2 = r_2$); $\mu_{нагр} = \mu_{ном}; f_{пр} = 10$ Гц

грузки при переменных значениях сопротивлений r_1 и r_2 статора и ротора.

На рис.4 показаны переходные процессы пуска на номинальную скорость, наброса и сброса номинальной нагрузки в электроприводе с настройкой по (16) при условии точной оценки сопротивлений $\hat{r}_1 = r_1, \hat{r}_2 = r_2$ (рис.4,а) и их расогласовании в 2 раза: $\hat{r}_1 = 0,5r_1, \hat{r}_2 = 0,5r_2$ (рис.4,б). В первом случае разгон идет практически при постоянном моменте, однако наблюдаются колебания момента при набросе нагрузки. Последнее явление связано с нелинейностью преобразователя (ограничением напряжения) при необходимости обработки увеличившегося сигнала регулятора скорости вследствие дей-

ствия обратной связи по $v\Psi_2$ при просадке скорости. Отметим, что, несмотря на отсутствие контура стабилизации модуля потокосцепления ротора $|\bar{\Psi}_2|$, последний поддерживается практически неизменным и равным номинальному, а отличие скорости от желаемой (в данном случае номинальной) не превышает 1%.

Во втором случае вследствие неточности \hat{r}_1 неточно вычисляется поток $\hat{\Psi}_1$ и, следовательно, $\hat{\Psi}_2$ по (6), причем это отличие от истинного потока тем меньше, чем меньше доля слагаемого $\bar{I}_1 r_1$ по отношению к напряжению статора \bar{U}_1 . Это снижение различий наблюдается при разгоне двигателя и росте напряжения \bar{U}_1 , как видно из сравнения $|\Psi_2|$ и $|\hat{\Psi}_2|$ на рис.4,б. Колебания

потока при постоянстве тока приводят к колебаниям момента на участке разгона. Однако колебания момента при набросе нагрузки в этом случае отсутствуют. Это связано с тем, что при уменьшенном значении \hat{r}_1 и \hat{r}_2 реакция обратной связи по $v\Psi_2$ на просадку скорости в соответствии с (9) и (11) получается заниженной, регулятор скорости в меньшей степени изменяет свой сигнал, соответственно и преобразователь в меньшей степени работает в зоне насыщения. Этим же объясняется отсутствие колебаний момента при набросе меньшей нагрузки (половина номинальной – на рис.4,б) или при настройке привода на меньшее быстродействие ($f_{пр} = 10$ Гц – на рис.4,з).

При точной оценке одного из сопротивлений \hat{r}_1 или \hat{r}_2 и неточной оценке другого процессы носят промежуточный характер между изображенными на рис.4,а,б, причем, так как параметр \hat{r}_1 входит в оба контура электропривода, а параметр \hat{r}_2 – только во внешний контур ЭДС ротора, то большее влияние на качество процессов имеет неточность оценки \hat{r}_1 . Этот факт говорит о том, что для повышения динамических свойств такого электропривода достаточно ввести в его структуру алгоритм экспериментального определения только одного переменного параметра – сопротивления статора. Сопротивление ротора \hat{r}_2 достаточно оценить по каталожным данным.

Данное обстоятельство является преимуществом исследуемой структуры по сравнению с известными структурами векторного управления с косвенной ориентацией по полю, когда задан-

ная частота вращения поля α определяется суммой частоты вращения ротора v и скольжения β , напрямую зависящего от точности оценки сопротивления ротора \hat{r}_2 [3,6]:

$$\alpha = v + \beta = v + \frac{\hat{r}_2 I_{1y}}{\hat{x}_{21x}}$$

Погрешность в определении α и, следовательно, угла преобразования $\theta = \int_0^t \alpha dt$ приводит к ухудшению работы такой системы векторного управления, обуславливая ее высокую чувствительность к точности оценки сопротивления ротора \hat{r}_2 .

На низких скоростях при ошибке в оценке параметров \hat{r}_1 и \hat{r}_2 в разные стороны исследуемая система также ведет себя по-разному. При ошибке в меньшую сторону, когда

$$\hat{r}_1 = r_1/d; \hat{r}_2 = r_2/d, (d \geq 1), \quad (17)$$

где d – степень отклонения оцененных и истинных параметров, поддерживаемая равной заданной, оцененная ЭДС ротора $v\hat{\Psi}_2$ – в соответствии с (9), (11) больше истинной $v\Psi_2$. В связи с этим при постоянстве потокосцепления $\Psi_2 = \text{const}$ истинная скорость при номинальной нагрузке оказывается меньше заданной, т.е. система имеет отрицательный статизм, зависящий от отклонения d , что ограничивает достижимый диапазон D регулирования скорости вниз от номинальной. Построенная по результатам моделирования зависимость $D = f(d)$ показана на рис.5,а. Реально достижимый диапазон регулирования не зависит от полосы пропускания привода и для отклонения параметров \hat{r}_1 и \hat{r}_2 в

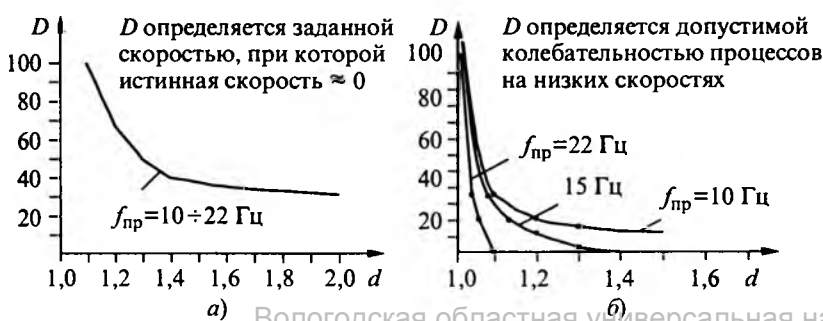


Рис.5. Зависимость достижимого диапазона регулирования D от степени отклонения d оцененных параметров \hat{r}_1 и \hat{r}_2 от истинных r_1 и r_2 : а – в меньшую сторону ($\hat{r}_1 = r_1/d; \hat{r}_2 = r_2/d$); б – в большую сторону ($\hat{r}_1 = r_1d; \hat{r}_2 = r_2d$)

меньшую сторону в два раза составляет $D \approx 25$.

Аналогичная зависимость для отклонений параметров в большую сторону

$$\hat{r}_1 = r_1 d; \quad \hat{r}_2 = r_2 d, \quad (d \geq 1), \quad (18)$$

построена на рис.5,б. Максимально допустимая ошибка в оценке параметров \hat{r}_1 и \hat{r}_2 в большую сторону зависит от полосы пропускания $f_{\text{пр}}$ системы (настройки регулятора скорости по (14)) и для скоростей близких к номинальной ($D \approx 1$) определяется допустимой колебательностью процессов вследствие ограничения напряжения преобразователя. При снижении скорости и, соответственно, напряжения статора U_1 , существенное влияние начинает оказывать слагаемое $I_1 \hat{r}_1$ при расчете (6) и (9), что повышает колебательность процессов на низких скоростях и также ограничивает достижимый диапазон регулирования. Отметим, что по указанным выше причинам система в этом случае имеет положительный статизм. Из сравнения рис.5,а и 5,б следуют значительно более жесткие ограничения на допустимую ошибку в оценке \hat{r}_1 и \hat{r}_2 в большую сторону, чем в меньшую, т.е. при настройке электропривода следует брать значения параметров двигателя \hat{r}_1 и \hat{r}_2 в холодном состоянии.

Выводы

1. Описанная структура имеет высокие динамические свойства, однако для этого требуется предварительное намагничивание двигателя. Регулятор потока ротора не приводит к уменьшению времени намагничивания и от него можно отказаться.

2. На процессы в электроприводе существенное влияние оказывает насыщение преобразователя и неточность оценки сопротивлений дви-

гателя, причем большее влияние имеет неточность оценки \hat{r}_1 . Для его экспериментального определения желательно использовать специальный алгоритм. Сопротивление ротора \hat{r}_2 достаточно оценивать по каталожным данным.

3. Допустимый диапазон регулирования D скорости двигателя при отклонении параметров \hat{r}_1 и \hat{r}_2 в меньшую сторону определяется отрицательным статизмом, а при отклонении в большую сторону – допустимой колебательностью электропривода. Эта взаимосвязь определяется графиками рис.5,а,б.

Список литературы

1. Рудаков В.В., Столяров И.М., Дартау В.А. Асинхронные электроприводы с векторным управлением. Л.: Энергоатомиздат, 1987.
2. Дацковский Л. Х. и др. Современное состояние и тенденции в асинхронном частотно-регулируемом электроприводе//Электротехника. 1996. № 10. С. 18–28.
3. Поздеев А.Д. Электромагнитные и электромеханические процессы в частотно-регулируемых асинхронных электроприводах. Чебоксары: ЧувГУ, 1998.
4. Ковач К.П., Рац И. Переходные процессы в машинах переменного тока. М.: Госэнергоиздат, 1963.
5. Поздеев Д.А., Хрещатая С.А. Частотное управление асинхронным электроприводом с поддержанием постоянства потокосцепления ротора//Электротехника. 2000. № 10. С. 38–42.
6. Эпштейн И.И. Автоматизированный электропривод переменного тока. М.: Энергоиздат, 1982.

Поздеев Дмитрий Анатольевич – кандидат техн. наук, директор НПФ "Камелия". Окончил Ленинградский политехнический институт в 1979 г. Защитил кандидатскую диссертацию по теме "Разработка быстродействующих электроприводов металлорежущих станков с пониженной чувствительностью к вариациям параметров упругого исполнительного механизма" в 1985 г.

Хрещатая Светлана Анатольевна – ведущий инженер НПФ "Камелия". Окончила кафедру систем автоматического управления электроприводами чувашского ГУ в 1987 г.

Оптимальные соотношения в электромеханических тормозных устройствах

БОЧКАРЕВ И.В.

Получены выражения и построены графики, позволяющие исследовать влияние различных параметров электромеханических тормозных устройств на их динамические показатели в различных режимах работы. Предложены рекомендации, позволяющие при заданном комплексе исходных данных решить задачу минимизации габаритов, потребляемой мощности и расхода меди. Полученные результаты могут быть использованы при расчете различных механизмов, имеющих электромагнитную систему с подвижным якорем.

The expressions are obtained and the graphs permitting to investigate influence of different parameters of electromechanical brake devices on their dynamic indexes in the different modes of operation are constructed. The recommendations permitting at a given complex of input data to decide a problem of minimization of dimensions, power consumption and expenditure of copper are offered. The obtained results can be utilized at account of different gears having an electromagnetic system with a mobile anchor.

Электромеханические тормозные устройства (ЭМТУ), входящие в состав электроприводов, обеспечивающих остановку и фиксацию рабочих органов приводного механизма в точке позиционирования [1], в подавляющем большинстве случаев работают в режимах частых включений и отключений. Поэтому наряду с основным статическим параметром – номинальным тормозным моментом M_T в число основных исходных данных при проектировании ЭМТУ должны входить динамические показатели [2–4]. Следовательно, большой практический интерес представляет разработка аналитических выражений, связывающих параметры быстродействия ЭМТУ с его геометрическими размерами и общими данными.

Выражение для времени растормаживания t_p ЭМТУ можно получить из уравнения, описывающего переходной процесс нарастания тока в цепи растормаживающего электромагнита при включении питания

$$U = Ri(t) + \frac{d\Psi(t)}{dt}, \quad (1)$$

где U – напряжение, прикладываемое к обмотке; $\Psi(t)$ – потокосцепление; R – активное сопротивление обмотки.

За время t_p ток в обмотке должен возрасти от нуля до значения тока трогания $i_{тр}$, при котором развиваемое растормаживающим электромагнитом усилие $F_{эм}$ станет равным усилию тормозных пружин $F_{пр}$ и якорь придет в движение. Именно в этот момент тормозной момент, создаваемый ЭМТУ, исчезает, что позволяет

считать время растормаживания t_p равным времени трогания якоря $t_{тр.вкл}$. Поскольку при включении в магнитной цепи есть рабочий воздушный зазор δ_p , можно считать магнитную проницаемость магнитопровода постоянной вплоть до момента трогания якоря. Тогда из уравнения (1) можно получить известное выражение для времени t_p :

$$t_p = \frac{L_p}{R} \ln \frac{B_y}{B_y - B_{тр}}, \quad (2)$$

где L_p – индуктивность при рабочем зазоре; B_y и $B_{тр}$ – магнитные индукции в воздушном зазоре соответственно при установившемся токе i_y и токе трогания $i_{тр}$.

Приведем уравнение (2) к виду, более удобному для дальнейшего анализа.

Для этого примем во внимание, что

$$L_p = \frac{w^2}{R_m} = \frac{w^2 \mu_0 S_{п}}{2\delta_p}; \quad (3)$$

$$R = \frac{\rho l}{q_{пр}} = \frac{\rho l_{ср} w}{q_{пр}}, \quad (4)$$

где R_m – магнитное сопротивление магнитной цепи ЭМТУ; ρ – удельное сопротивление материала обмотки; $l_{ср} = \pi D_{ср}$ – средняя длина витка обмотки; $D_{ср}$ – средний диаметр обмотки; $q_{пр}$ – сечение проводника; $S_{п}$ – площадь полюса магнитопровода.

Сечение проводника $q_{пр}$ выразим через установившийся ток i_y

$$q_{\text{пр}} = \frac{i_y}{j}, \quad (5)$$

где j – допустимая плотность тока в обмотке.

Ток i_y можно выразить через установившуюся индукцию B_y на основании уравнения полного тока

$$i_y = \frac{B_y 2\delta_p}{\mu_0 w}. \quad (6)$$

Отметим, что при записи уравнения (6) пренебрегаем падением магнитного потенциала в магнитопроводе по сравнению с падением магнитного потенциала в зазоре δ_p .

Из формулы Максвелла с учетом равенства тягового усилия электромагнита в момент трогания противодействующему усилию пружин $F_{\text{пр}}$ получим:

$$B_{\text{тр}}^2 = \frac{\mu_0 F_{\text{пр}}}{S_{\text{п}}}. \quad (7)$$

Тогда с учетом выражений (3)–(7) уравнение (2) примет следующий вид

$$t_p = A_p \frac{B_y}{B_{\text{тр}}^2} \ln \frac{B_y}{B_y - B_{\text{тр}}}. \quad (8)$$

Здесь A_p – постоянный коэффициент, определяемый конструктивными параметрами и схемой управления ЭМТУ:

$$A_p = \frac{\mu_0 F_{\text{пр}}}{j \rho \pi D_{\text{ср}}}. \quad (9)$$

Покажем, что используя уравнение (8) можно решить задачу минимизации габаритов и потребляемой мощности ЭМТУ при фиксированных значениях напряжения и воздушного зазора δ_p и требуемом времени размыкания t_p .

Коэффициент A_p можно практически однозначно рассчитать по исходным данным, так как $F_{\text{пр}}$ однозначно определяется заданным значением тормозного момента $M_{\text{т}}$, а $D_{\text{ср}}$ – размерами электродвигателя, для которого проектируется ЭМТУ:

$$F_{\text{пр}} = \frac{M_{\text{т}}}{Z k_{\text{тр}} R_{\text{ср}}}; \quad (10)$$

$$D_{\text{ср}} = \frac{D_1 - D_4}{2}, \quad (11)$$

где Z и $k_{\text{тр}}$ – количество пар поверхностей трения фрикционного узла и коэффициент трения, которые определяются принципиальным конструктивным исполнением ЭМТУ и применяемых

фрикционными материалами [1]; $R_{\text{ср}} = (0,7 \div 0,85)h$ – средний радиус действия силы трения; $D_1 = (1,6 \div 1,9)h$ и $D_4 \approx D_{\text{п.у}}$ – наружный и внутренний диаметры магнитопровода растормаживающего электромагнита; h и $D_{\text{п.у}}$ – высота оси вращения и наружный диаметр подшипникового узла электродвигателя.

Таким образом, время размыкания t_p является функцией только двух переменных – индукции трогания $B_{\text{тр}}$ и установившейся индукции B_y . При этом:

— значение B_y , которое пропорционально i_y , определяет потребляемую мощность ЭМТУ в установившемся расторможенном положении;

— значение $B_{\text{тр}}$, которое обратно пропорционально квадратному корню из индуктивности L_p , определяет габариты магнитопровода ЭМТУ.

Первое из этих утверждений достаточно очевидно и не требует дополнительных объяснений и доказательств. Достоверность и объективность второго утверждения можно показать следующим образом. Из уравнения (7) с учетом (3)

$$B_{\text{тр}} = \sqrt{\frac{F_{\text{пр}} w^2 \mu_0^2}{2\delta_p L_p}}. \quad (12)$$

Индуктивность L_p определяется, согласно уравнения (3), числом витков w обмотки, площадью полюсов $S_{\text{п}}$ и воздушным зазором δ_p . Значение δ_p задается с учетом теплового расширения контртел фрикционной пары и значение деформации фрикционной накладке под нагрузкой. Конкретное значение δ_p выбирается по [3] в зависимости от используемого фрикционного материала. Покажем, что заданное напряжение U и допустимая плотность тока j , выбранная по заданному классу нагревостойкости изоляции обмотки, однозначно определяют число витков обмотки w .

На основании закона Ома

$$R = U / i_y. \quad (13)$$

Подставим сюда значение i_y , полученное из (5), и приравняем правые части полученного уравнения и уравнения (4). Тогда

$$w = \frac{U}{j \rho \pi D_{\text{ср}}}. \quad (14)$$

Таким образом, из (3) видно, что единственным параметром, которым можно варьировать при выборе оптимального значения индуктивности L_p , а следовательно, и индукции трогания $B_{\text{тр}}$, является площадь полюсов $S_{\text{п}}$, которая, в

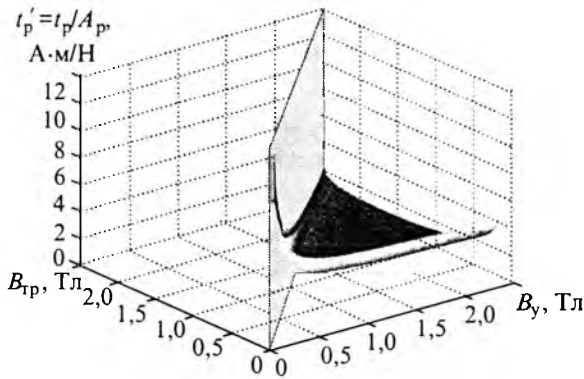


Рис.1. Геометрическая интерпретация зависимости времени растормаживания ЭМТУ от индукции трогания $B_{тр}$ и установившейся индукции B_y

свою очередь, определяет габариты растормаживающего электромагнита.

Зависимость времени растормаживания t'_p в относительных единицах как функция двух переменных B_y и $B_{тр}$ представлена на рис.1 в виде поверхности в трехмерном пространстве. Эта поверхность асимптотически приближается одной стороной к фронтальной плоскости $OB_y t'_p$, а другой – к плоскости, разделяющей этот квадрант пополам. Физически это означает, что при $B_{тр} = 0$ и $B_{тр} = B_y$ ЭМТУ не работоспособно, т.е. имеет $t_p = \infty$. Каждой точке этой поверхности, т.е. каждой паре возможных сочетаний значений индукций $B_{тр}$ и B_y из условия $B_{тр} < B_y$, соответствует ЭМТУ, имеющее определенное значение относительного времени размыкания $t'_p = t_p / A_p$. Абсолютное значение времени t_p зависит от значения коэффициента A_p , причем чем больше значение A_p , тем больше t_p .

Как видно из выражения (9), изменение A_p при проектировании или эксплуатации ЭМТУ возможно только за счет изменения двух параметров – $F_{пр}$ и j . Рассмотрим на поверхности рис.1 любую точку с фиксированными значениями $B_{тр}$ и B_y . Увеличение $F_{пр}$, приводящее к увеличению A_p , обеспечивает увеличение тормозного момента M_T в соответствии с (10). Но усилие $F_{пр}$ одновременно является противодействующим для растормаживающего электромагнита и увеличение $F_{пр}$ приводит к увеличению времени t_p . Следует отметить, что в этом случае для сохранения фиксированного значения $B_{тр}$ необходимо в соответствии с выражением (7) увеличить площадь полюсов $S_{п}$, причем возможности такого увеличения ограничиваются значениями D_1 и D_4 и условиями размещения обмотки.

Значение допустимой плотности тока j зависит от условий охлаждения и схемы управления

ЭМТУ. При отсутствии форсировки срабатывания, когда значение прикладываемого к обмотке напряжения не регулируется, для обдуваемых ЭМТУ допускается $j \leq (6 \div 8) 10^6$ А/м². При наличии форсировки в первый момент времени на обмотку подается повышенное напряжение, которое обеспечивает быстрое нарастание тока до значения тока трогания $i_{тр}$, что и приводит к значительному уменьшению времени растормаживания ЭМТУ t_p . Затем напряжение снижается до напряжения удержания [1]. Так как продолжительность режима форсировки весьма незначительна (обычно не более 0,1 с), то плотность тока можно поднять до $j \geq (50 \div 60) 10^6$ А/м², что приводит в соответствии с (9) к значительному снижению A_p .

Таким образом, полученный вывод о характере влияния коэффициента A_p на время t_p имеет вполне очевидное физическое обоснование.

На основании сказанного видно, что точкам на представленной на рис.1 поверхности, имеющим фиксированные значения индукций $B_{тр}$ и B_y , соответствует множество ЭМТУ, имеющих различные параметры – время растормаживания t_p , потребляемую мощность, габариты и расход активных материалов. Определим координаты той точки, которая соответствует ЭМТУ, обладающему наиболее оптимальными технико-экономическими показателями. Для этого рассмотрим

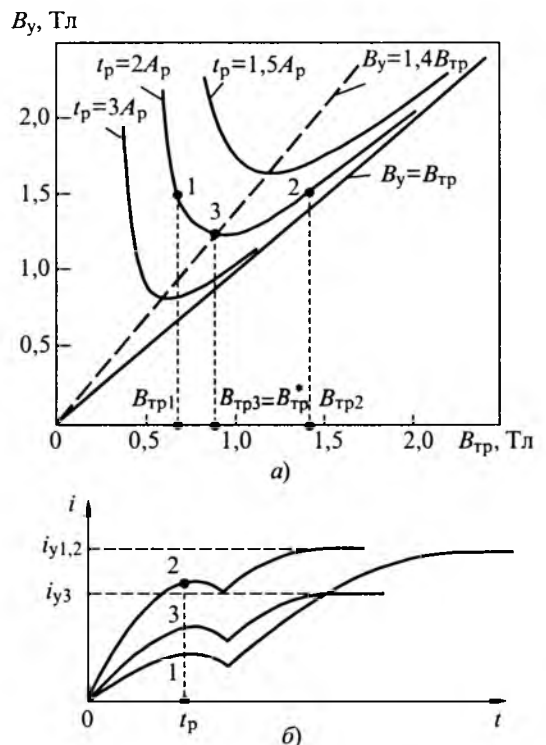


Рис.2. Влияние индукции трогания $B_{тр}$ на значение установившейся индукции B_y (а) и на потребляемую мощность (б) в режиме растормаживания при $t_p = \text{const}$

полученную поверхность горизонтальными плоскостями $t'_p = \text{const}$. Полученные линии пересечения $B_y = f(B_{тр})$ изображены на рис.2,а. С физической точки зрения они показывают, как надо изменить индукцию B_y (т.е. мощность ЭМТУ) при изменении индукции $B_{тр}$ (т.е. тормозного момента M_T или индуктивности) для сохранения времени t_p при известном значении коэффициента A_p . Как видно из рис.2,а, зависимости $B_y = f(B_{тр})$ имеют явно выраженную точку экстремума. Это означает, что при заданном значении t'_p имеется ЭМТУ, обладающее минимальными габаритами, потребляемой мощностью и расходом меди. Исследование функции (8), которая в неявном виде описывает указанные зависимости, на экстремум приводит к уравнению

$$2t_p B_{тр}^* - \frac{A_p B_y^*}{B_y^* - B_{тр}^*} = 0, \quad (15)$$

где $B_{тр}^*$ и B_y^* – координаты точки экстремума.

Из уравнения (15)

$$\ln \frac{2t_p B_{тр}^*}{A_p} = \frac{t_p B_{тр}^*}{A_p} - 0,5. \quad (16)$$

Приближенное решение данного трансцендентного уравнения имеет вид:

$$B_{тр}^* = \frac{1,75 A_p}{t_p}; \quad B_y^* = \frac{2,45 A_p}{t_p}. \quad (17)$$

Полученные выражения для определения координат точки экстремума функции $B_y = f(B_{тр})$ позволяют по заданному времени растормаживания t_p получить ЭМТУ с оптимальными параметрами. Действительно, из рис.2,а видно, что точка экстремума имеет минимальное значение установившейся индукции B_y . Тогда из выражения (6) следует, что в этом случае будут минимальны потребляемый ток i_y и пропорциональная ему мощность. При этом сечение провода обмотки $q_{пр}$ в соответствии с (5) будет также иметь минимальное значение и, соответственно, сечение паза для размещения обмотки тоже будет минимальным. Это обеспечит минимально возможные габариты ЭМТУ в целом. Если в исходных данных на разработку ЭМТУ задано значение M_T , то по уравнению (10) необходимо сначала определить требуемое усилие тормозных пружин $F_{пр}$, затем по первому выражению (17) можно вычислить t_p , а по второму – индукцию B_y и, соответственно, установившийся ток i_y , потребляемую мощность и сечение обмотки $q_{пр}$.

Рассмотрим влияние индукции трогания $B_{тр}$ на выходные показатели ЭМТУ. Для этого проведем на рис.2,а горизонтальную прямую, например $B_y = 1,5 \text{ Тл} = \text{const}$, до пересечения с графиком $B_y = f(B_{тр})$ при $t_p = 2A_p$ в точках 1 и 2. На рис.2,б показаны принципиальные кривые изменения тока при растормаживании трех различных ЭМТУ, индукции трогания которых соответствуют точкам 1, 2 и 3, т.е. равны $B_{тр1}$, $B_{тр2}$, $B_{тр3}$. Эти кривые наглядно показывают, что именно при $B_{тр3} = B_{тр}^*$ (точка 3 на рис.2,а) получаем наиболее оптимальный закон нарастания тока во времени $i = f(t)$, обеспечивающий минимально возможную потребляемую мощность в установившемся режиме.

Зависимости $t'_p = f(B_{тр})$ при $B_y = \text{const}$ показаны на рис.3,а. Эти кривые рассчитаны по (8) и представляют собой линии пересечения поверхности, изображенной на рис.1, с вертикальными плоскостями, параллельными плоскости $0 t'_p B_{тр}$. На рис.3,б показаны динамические характеристики $i = f(t)$ различных ЭМТУ, которые соответствуют точкам 1, 2 и 3 на рис.3,а. Эти характеристики показывают, что при постоянной потребляемой мощности минимально возможное время растормаживания t_p будет именно у того ЭМТУ, у которого $B_{тр} = B_{тр}^*$.

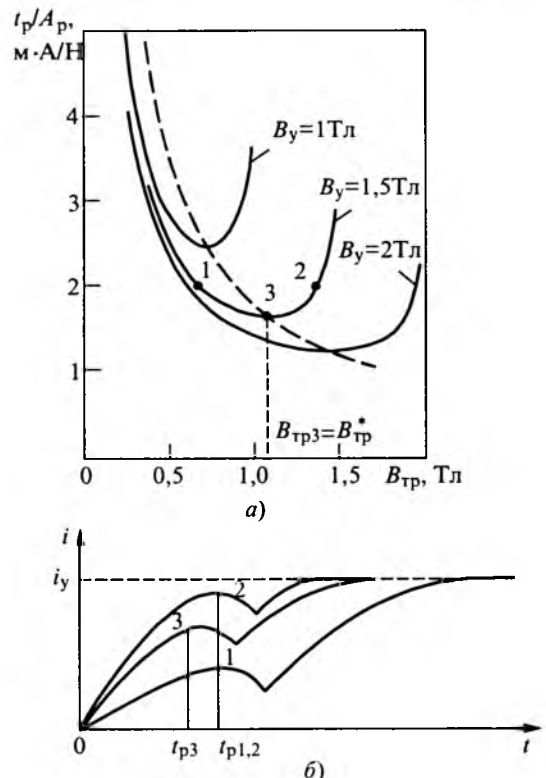


Рис.3. Зависимость времени растормаживания от индукции трогания $B_{тр}$ (а) и динамические характеристики (б) при $B_y = \text{const}$

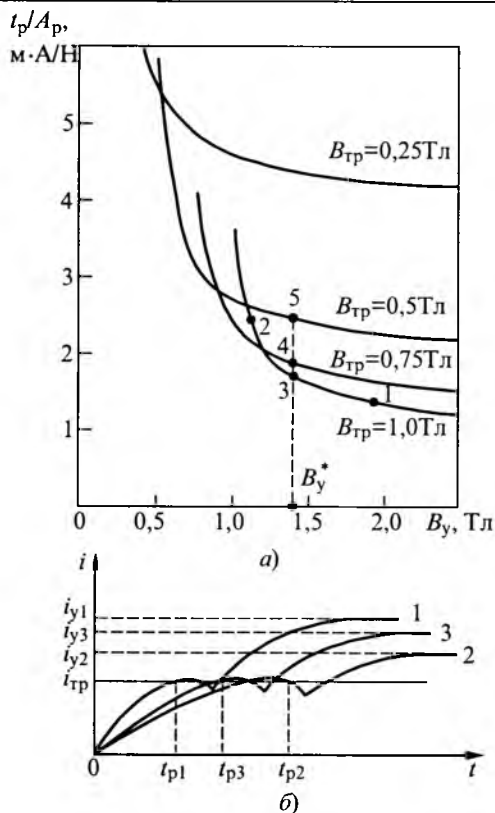


Рис.4. Зависимость времени растормаживания от установившейся индукции B_y (а) и динамические характеристики (б) при $B_{тр} = const$

Рассмотрим также влияние индукции B_y на быстродействие растормаживания ЭМТУ при фиксированном значении тормозного момента, т.е. при $B_{тр} = const$. Соответствующие кривые $t_p' = f(B_y)$ приведены на рис.4,а. Они рассчитаны по (8) и представляют собой линии пересечения поверхности на рис.1, с вертикальными плоскостями, параллельными плоскости $O t_p' B_y$. Выделим, например, на кривой при $B_{тр} = 1,0$ Тл три произвольные точки, причем точка 3 соответствует при данном значении $B_{тр}$ оптимальной индукции $B_y^* = 1,4$ Тл. Кривые нарастания тока в различных ЭМТУ, которые соответствуют указанным точкам, приведены на рис.4,б. При этом из рис.4,б видно, что ЭМТУ, соответствующее точке 4 при $B_{тр} = 0,75$ Тл, будет иметь большее время растормаживания t_p' , чем ЭМТУ, соответствующее точке 3 при $B_{тр} = 1,0$ Тл. Этот на первый взгляд странный результат объясняется именно тем, что при $B_y = 1,4$ Тл индукция $B_{тр}$ в точке 3 соответствует оптимальному коэффициенту запаса растормаживания $K_{з.р.опт} = B_y^* / B_{тр} = 1,4$, а в точке 4 имеем $K_{з.р} = 1,4 / 0,75 = 1,87$, что значительно отличается от

оптимального значения. Быстродействие ЭМТУ, соответствующего точке 5, будет еще хуже, так как $K_{з.р} = 1,4 / 0,5 = 2,8$.

Быстродействие ЭМТУ при торможении, т.е. время замыкания t_3 фрикционного узла, оценивается по значению времени трогания якоря $t_{тр.откл}$ при отключении питания без учета времени движения якоря $t_{дв.откл}$ в исходное положение. Это объясняется тем, что в ЭМТУ время $t_{дв.откл}$ как минимум на порядок меньше времени $t_{тр.откл}$. Например, испытания тормозного устройства типа ТДП-6А, предназначенного для судовых электродвигателей серии МАП (завод "Динамо" [4]), которое имеет $F_{пр} = 950$ Н, $M_{тр} = 4000$ Н·м и ход якоря $\delta_p = 0,5 \div 2,5$ мм, показали, что даже при максимально завышенном ходе, равном 4 мм, тормоз имеет $t_{тр.откл} = 33$ мс, а $t_{дв.откл} = 1,8$ мс. Поскольку обычно ЭМТУ имеют $\delta_p \leq 1$ мм [1], то время движения их якоря $t_{дв.откл}$ еще сильнее отличается от времени трогания $t_{тр.откл}$. Это и позволяет считать время замыкания $t_3 = t_{тр.откл}$.

Время трогания якоря при отключении можно получить из уравнения (1) при $U = 0$. Проведем для полученного решения такие же преобразования, как и для уравнения (2). При этом учтем, что эквивалентный воздушный зазор δ_0 при притянутом якоре зависит от чистоты обработки поверхностей якоря и полюсов магнитопровода растормаживающего электромагнита в зоне их контакта и может быть в пределах $\delta_0 = 0,02 \div 0,08$ мм. Поэтому падения магнитных потенциалов в магнитопроводе и в зазоре δ_0 становятся соизмеримыми.

Тогда с учетом (3)

$$L_0 = \frac{w^2}{R_{м0}} = \frac{w^2}{\frac{2\delta_0}{\mu_0 S_{п}} + \frac{l_{м}}{\mu_{ст} S_{п}}} = \frac{w^2 \mu_0 S_{п}}{2\delta_0 K}, \quad (18)$$

где $l_{м} \approx D_1 - D_4$ – средняя длина магнитной силовой линии; $K = 1 + \frac{l_{м} \mu_0}{2\delta_0 \mu_{ст}}$.

Окончательно

$$t_3 = A_3 \frac{B_{y,3}}{B_{тр}^2} \ln \frac{B_{y,3}}{B_{тр}}, \quad (19)$$

где $B_{y,3}$ и $A_3 = A_p / K$ – установившаяся индукция и конструктивный коэффициент при замкнутом ЭМТУ при $\delta = \delta_0$.

При записи уравнения (19) пренебрегли увеличением усилия тормозных пружин $F_{пр}$ в результате их сжатия на $x = \delta_p - \delta_0$. Это позволяет

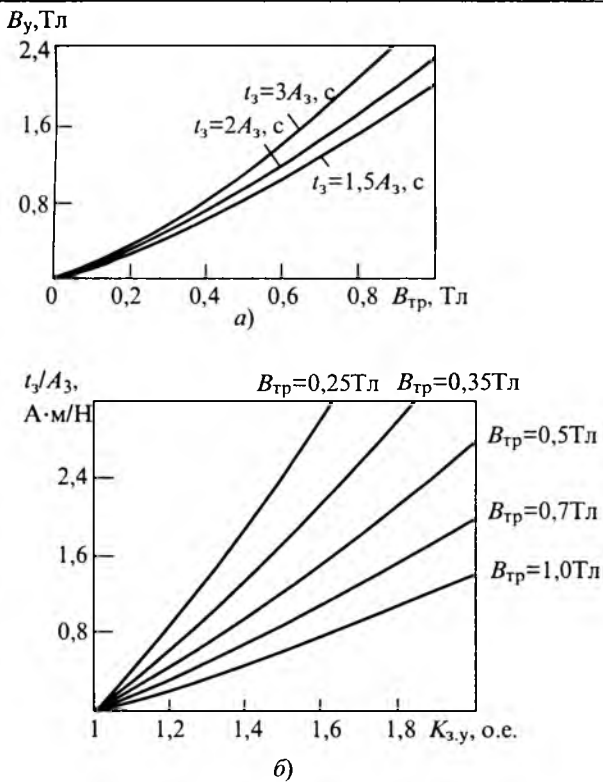


Рис.5. Зависимости установившейся индукции B_y от индукции трогания $B_{тр}$ при $t_3 = \text{const}$ (а) и времени замыкания от коэффициента запаса удержания при $B_{тр} = \text{const}$ (б) в режиме торможения

считать индукцию трогания $B_{тр}$ одинаковой как при размыкании, так и при замыкании ЭМТУ. На рис.5,а показаны зависимости $B_{y,з} = f(B_{тр})$, полученные по уравнению (19) при фиксированных значениях времени замыкания $t_3 = \text{const}$. Видно, что в отличие от аналогичных кривых, построенных для режима растормаживания (см. рис.2,а), в режиме замыкания эти кривые не имеют точки экстремума и при увеличении $B_{тр}$ необходимо иметь пропорционально большую индукцию $B_{y,з}$.

Отношение установившейся индукции $B_{y,з}$ к индукции трогания $B_{тр}$ называется коэффициентом запаса удержания $K_{3,y}$,

$$K_{3,y} = B_{y,з} / B_{тр} \quad (20)$$

Как показал проведенный анализ эксплуатационных режимов ЭМТУ, $K_{3,y,опт} = 1,3 \div 1,5$. Однако очевидно, что поскольку после притягивания якоря к магнитопроводу растормаживающего электромагнита воздушный зазор в магнитной цепи ЭМТУ уменьшится от $\delta = \delta_p$ до $\delta = \delta_0$, то значение установившейся индукции увеличится с B_y до $B_{y,з}$. При этом, как показано выше, для обеспечения оптимальных параметров в ре-

жиме растормаживания необходимо иметь коэффициент запаса растормаживания $K_{3,p,опт} = B_y / B_{тр} = 1,4$. Тогда в соответствии с (20) получим, что $K_{3,y} > K_{3,p,опт}$, следовательно, в режиме удержания необходимо уменьшать $B_{y,з}$ путем уменьшения прикладываемого к обмотке напряжения. Одновременно, как видно из (19), при уменьшении $B_{y,з}$ будет уменьшаться время t_3 , т.е. будут улучшаться эксплуатационные параметры ЭМТУ.

Поскольку индукция трогания $B_{тр}$ является в данном случае величиной фиксированной, определяемой из исходных данных по (17) или (12), то зависимость времени замыкания t_3 от коэффициента $K_{3,y}$ с учетом (19) и (20) будет иметь следующий вид:

$$t_3 = A_3 \frac{K_{3,y}}{B_{тр}} \ln K_{3,y} \quad (21)$$

На рис.5,б показаны графики зависимости $t'_3 = f(K_{3,y})$. Из них видно, что чем меньше $K_{3,y}$, т.е. чем ближе значение $B_{y,з}$ к $B_{тр}$, тем меньше t'_3 . С физической точки зрения это объясняется тем, что чем меньше $K_{3,y}$, тем меньший промежуток времени $t_3 = t'_3 A_3$ требуется после отключения напряжения питания для снижения магнитной индукции в воздушном зазоре δ_0 на $\Delta B = B_{y,з} - B_{тр}$. Однако приближение значения $K_{3,y}$ к единице вызывает снижение устойчивости работы ЭМТУ в расторможенном состоянии. Например, при питании обмотки растормаживающего электромагнита от выпрямителя, особенно от управляемого, когда в режиме удержания якоря ток изменяется между максимальным и минимальным значениями [5], возможно возникновение дребезга якоря. Поэтому обеспечение при проектировании и эксплуатации ЭМТУ $K_{3,y} < K_{3,y,опт}$ не приемлемо.

Экспериментальная проверка полученных результатов проводилась с использованием ЭМТУ высокомоментных двигателей типа ВЭМ-1 и ВЭМ-2 (Бишкекский машиностроительный завод [5]). Значение $B_{тр}$ изменяли за счет изменения усилия тормозных пружин $F_{пр}$. Например, путем уменьшения $F_{пр}$ снижали $B_{тр}$ относительно исходного номинального значения. Тогда для сохранения прежнего значения A_p согласно (9) уменьшали j путем снижения напряжения питания U . Так как это приводило к снижению тока i_y , то для сохранения индукции B_y пропорционально уменьшали зазор δ_p . При этом было получено, что если обеспечивалось исходное значение $B_{y,исх}$, то время t_p получалось боль-

ше, чем номинальное исходное значение $t_{p,n}$ (в абсолютных единицах в соответствии с рис.3,а). Для снижения времени t_p до значения $t_{p,n}$ требовалось увеличение B_y выше $B_{y,исх}$, что соответствовало рис.2,а. Следует отметить, что вследствие принятых допущений формулы (8) и (19) дают заниженные значения времени t_p и t_3 по сравнению с реальными.

Были проведены также теоретические исследования, в процессе которых производились поисковые и проверочные расчеты различных вариантов ЭМТУ. Полученные результаты полностью подтвердили эффективность предложенных рекомендаций по проектированию ЭМТУ с использованием оптимальных соотношений параметров. В частности, они показали, что смещение рабочей точки по ветви 3-2 на рис.2,а приводит к увеличению диаметральных размеров растормаживающего электромагнита, а по ветви 3-1 – к увеличению осевого размера относительно размеров оптимального ЭМТУ, соответствующего точке 3.

В заключение следует отметить, что разработанные теоретические положения и практические рекомендации могут быть использованы не только при проектировании и анализе ЭМТУ,

но и для других типов электромагнитных механизмов, таких как электромагнитные муфты, различные электромагниты и т.п.

Список литературы

1. Бочкарев И.В. Быстродействующие электромеханические тормозные устройства для электродвигателей. М.: Энергоатомиздат, 2001.
 2. ГОСТ 27803-91. Электроприводы регулируемые для металлообрабатывающего оборудования и промышленных роботов. М.: Изд-во стандартов, 1991.
 3. Александров М.П., Лясянов А.Г., Федосеев В.Н., Новожилов М.В. Тормозные устройства: Справочник. М.: Машиностроение, 1985.
 4. Федосеев В.Н. Приборы и устройства безопасности грузоподъемных машин: Справочник М.: Машиностроение, 1990.
 5. Бочкарев И.В. Математическое описание квазиустановившегося режима работы электромеханических тормозных устройств // Электротехника. 2001. №3. С.33–36.
 6. Соколов А.А., Рычкова Н.И., Бочкарев И.В. и др. Быстродействующие электромеханические тормоза для высокомоментных двигателей // Электротехника. 1988. № 7. С.75.
- Бочкарев Игорь Викторович** – заведующий кафедрой “Электромеханика” Кыргызского технического университета. В 1973 г. окончил энергетический факультет Фрунзенского политехнического института. В 1982 г. защитил в МЭИ кандидатскую диссертацию по теме “Асинхронные малоинерционные электродвигатели с двумя концентрично расположенными роторами”.

Низковольтный отражательный разряд в электродной структуре стержневых полых катодов с общим анодом

НАРХИНОВ В.П., СЕМЕНОВ А.П., БАЛХАНОВ В.К.

Описано газоразрядное устройство с протяженной электродной структурой кольцевого типа. Рассмотрены свойства отражательного разряда со стержневыми катодами и Т-образной формой катодных полостей. Предложена модель, описывающая экспоненциальный рост анодного тока от напряжения.

Интерес к исследованиям разрядов низкого давления в поперечном магнитном поле вызван прежде всего использованием разряда в ускорителях плазмы с замкнутым дрейфом электронов, в магнетронных устройствах технологического назначения, в качестве генератора плазмы в электронных и ионных источниках. [1]. Генераторы плазмы для источников электронов должны удовлетворять ряду требований, одними из которых являются минимально возможные затраты мощности на формирование плазмы и достаточный ресурс работы. Этим требованиям

удовлетворяют газоразрядные структуры с полым катодом [2,3].

В настоящей работе рассматривается газоразрядное устройство, конструктивная схема которого представлена на рис.1,а. Особенности генератора газоразрядной плазмы обусловлены спецификой структуры электродов кольцевого типа. Конструкция состоит из анода 1 в виде тора и 28 стержневых катодов 2 с Т-образными полостями. Катоды 2 радиально с углом сходимости $12,8^\circ$ на половину своей длины и постоянные магниты 3 заглублены в корпус 4 диамет-

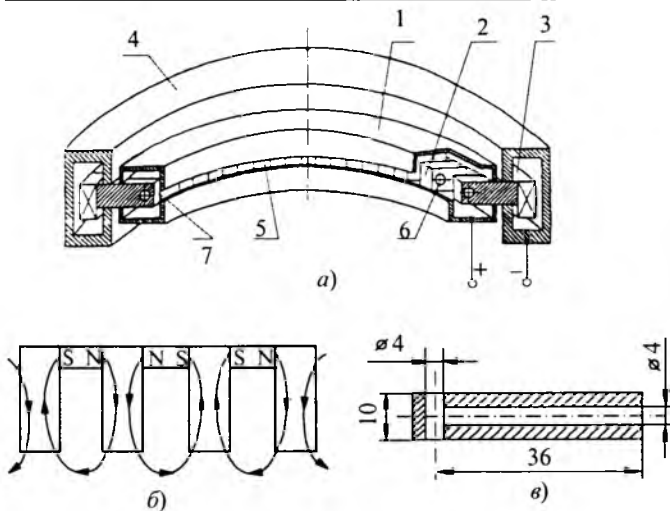


Рис.1. Конструкция газоразрядного устройства (а), его магнитная система (б) и стержневой катод с Т-образной катодной полостью (в)

ром 260 мм, выполненный в форме кольца с полостью прямоугольного сечения из немагнитной стали 12Х18Н10Т. Выступающие внутрь стержни 2 делят полость анодного электрода 1 на 28 ячеек Пиннинга 5. Анод 1 диаметром 200 и высотой 24 мм собран из цилиндра и двух съемных колец Г-образной формы сечения, при смыкании (размыкании) двух колец образуется эмиссионный канал 7 с регулируемой высотой проходного сечения. Парно скрепленные 56 постоянных магнитов 3 из SmCo_5 , обращенных друг к другу одноименными полюсами (рис.1,б) создают кольцевое магнитное поле с индукцией примерно 0,1 Тл. Таким образом, магнитное поле концентрируется между катодами 2 и периодически меняет направление силовых линий на противоположное от ячейки к ячейке. Короткие ячейки обеспечивают достаточную однородность магнитного поля и как следствие высокие значения разрядного тока [4–7]. Плазмообразующий газ натекает в полость корпуса 4 и равномерно распределяется по катодным полостям 6.

Как показали эксперименты, при использовании стержней без катодных полостей зажигание разряда в секционированной анодной полости не встретило затруднений. С появлением стартового тока единицы микроампер свечение мгновенно возникало во всех 28 газоразрядных ячейках. С ростом тока разряда свечение становилось ярче и по интенсивности однородным, однако стабильное горение разряда в широком диапазоне токов ($5 \cdot 10^{-3}$ – 3 А) и давлений (10^{-2} – 10 Па) достигалось при сравнительно высоких напряжениях горения разряда (0,5 – 1 кВ). Снижение напряжения горения разряда в 1,5–2 раза

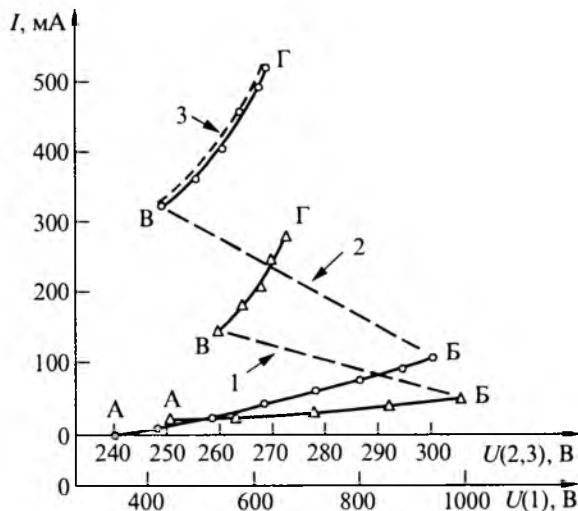


Рис.2. Вольт-амперные характеристики: 1 – $P = 3,5 \cdot 10^{-1}$ Па; 2 – $P = 8$ Па; 3 – расчет

в этом диапазоне давлений газа наблюдалось при использовании стержневых катодов с полостями Т-образной формы с отношением $L_n/d_n \approx 9$, где L_n – длина полости; d_n – диаметр полости (рис.1,в).

Эксперименты проводились в диапазоне давлений газа $P = 3,5 \cdot 10^{-1} \div 8$ Па. На рис.2 представлены ВАХ секционированного разряда с полыми катодами, инициируемого вспомогательным отражательным разрядом. Отражательный разряд поддерживается в форме, подобной аномальному тлеющему разряду с характерными для него приэлектродными областями, основная часть напряжения разряда сосредоточена в катодном падении потенциала. Известно [8], что в тлеющем разряде происходит объемное протекание тока и наблюдается прикатодное падение

$$\text{потенциала } U_k = \int_0^{L_k} E dx, \text{ протяженность которого}$$

L_k уменьшается с увеличением разрядного тока.

В пределах участка АБ ВАХ 1 при давлении газа $P_1 \approx 3,5 \cdot 10^{-1}$ Па горит слаботочный отражательный разряд, полость катода не влияет на разряд. Проникновению плазмы отражательного разряда в Т-образную полость препятствует катодное падение потенциала перед апертурами полости. С дальнейшим увеличением разрядного тока L_k уменьшается настолько, что происходит разрыв ионной оболочки, т.е. выполняется условие $L_k \leq d_n/2$ и плазма отражательного разряда проникает в полость (точка Б) при сравнительно высоком напряжении разряда $U \geq 1000$ В. Поскольку проникающая в полость плазма разряда является источником ионов и ультрафиоле-

тового излучения, то имея потенциал близкий к анодному, обеспечивает радиальное электрическое поле в полости и поток ионов на стенки по всей длине полости. В результате развиваются эмиссионные и ионизационные процессы, сопровождаемые увеличением разрядного тока и резким падением напряжения горения разряда от значений в точке *Б* до соответствующего значения точки *В*. Участок кривой *ВГ* ВАХ соответствует режиму горения основного, т.е. отражательного разряда типа аномального тлеющего с 28 полыми катодами.

Одно из объяснений существования аномальных разрядов основано на увеличении коэффициента вторичной эмиссии катода за счет фотоэффекта под действием излучения ультрафиолетовой области спектра отрицательного свечения. Плотность тока электронов из катода складывается из электронов, выбитых положительными ионами, и электронов, освобожденных из катода путем фотоэффекта [1].

Исследование свойств отражательного разряда с полым катодом [9–11] показывает, что существует оптимальное отношение длины полости к диаметру полости $(L_{\text{п}}/d_{\text{п}})_{\text{опт}} = 7\div 9$, при котором ток разряда достигает максимального значения, а напряжение горения – минимального. Причем экспериментальные данные справедливы как при постоянном расходе газа, напускаемого в полость, так и при постоянном давлении в ней. Качественное описание перехода одного вида разряда в другой характерно и для ВАХ разряда при давлении газа $P = 8$ Па (кривая 2).

Для оценки параметров кольцевой плазмы применялся одиночный цилиндрический зонд Ленгмюра (вольфрамовая проволока диаметром 0,1 мм), вводимый через центр грани стержневого катода в полость. Обработку результатов зондовых измерений выполняли, исходя из теоретических положений одиночного зонда. Анализ измерений показал, что при токе разряда $I_{\text{р}} = 0,2$ А, напряжении горения $U_{\text{р}} = 300$ В и давлении аргона $P = 6,13$ Па основные параметры плазмы составляли: $T_e \approx (6\div 7)10^4$ К, $n_e = 4,5 \cdot 10^{18} \text{ м}^{-3}$, $\phi_0 \approx 374$ В, где T_e – температура электронов; n_e – концентрация электронов; ϕ_0 – потенциал плазмы. Сравним на участке *АБ* (рис.2) экспериментальные результаты с расчетными с учетом тормозящего потенциала вблизи катода [12]. ВАХ описывается известным "законом 3/2": $I = k(U - U_m)^{3/2}$. Так, для давления 8 Па $U_m = 240$ В, $k = 0,22$. На участке *БВ* проявляется эффект полого катода, происходит резкое паде-

ние напряжения с одновременным увеличением тока. Затем ток начинает расти (участок *ВГ*). В первом приближении участок *ВГ* можно аппроксимировать квадратичной зависимостью. Так, для давления 8 Па получаем $I = 320 + 2,19(U - 250)^2$, где U измеряется в вольтах, I – в амперах. Коэффициенты находились по методу квадратичной регрессии, т.е. составлялся функционал $\sum_i (I_i - A - BU_i - CU_i^2)^2$, и требовалось,

чтобы для коэффициентов A , B и C он принимал минимальное значение, индекс i охватывает диапазон экспериментальных значений.

Если принять, что на участке *ВГ* имеем режим заряженной плазмы [13], то можно предположить, что полый катод обладает цилиндрической симметрией, по оси которого расположено плотное облако электронов. Такую структуру можно считать коаксильным конденсатором, электрическое поле которого $E \approx 1/r$, потенциал $\phi \approx -\ln r$, т.е. $E \approx e^\phi$. Плотность тока $j = \rho v$, где

плотность зарядов $\rho = -\frac{\epsilon_0}{r} \frac{d(rE)}{dr}$; ϵ_0 – диэлектрическая постоянная вакуума. Для скорости v

примем следующую зависимость от поля: $v = \mu r^2 E$, т.е. считаем, что подвижность электронов квадратично зависит от координаты. Ток

$$I = \int_k^A \rho v \cdot 2\pi L_{\text{п}} dr, \text{ здесь } L_{\text{п}} - \text{длина полого катода.}$$

Подставляя $E \approx e^\phi$, окончательно получаем экспоненциальный рост ВАХ полого катода:

$$I = I_0 \exp(U/U_0).$$

Значения U_0 и I_0 с использованием экспериментальных данных выбирались следующим образом. Сначала бралось некоторое начальное значение U_0 , затем для каждого известного из набора I_i и U_i находилось I_{0i} , по совокупности которых определялась относительная погрешность $\epsilon_i = \langle \delta I_{0i} \rangle / \langle I_{0i} \rangle$. Далее расчет повторялся сначала, но с другим значением U_0 , для которого находилось свое ϵ_i . В итоге отбиралось такое U_0 , для которого ϵ_i минимально. Так, для давления 8 Па

$$I = \frac{1}{223} \exp\left(\frac{U}{22,37}\right).$$

Приняв $L_{\text{п}} = 3$ см и $r_{\text{п}} = 2$ мм, можно найти $r_{\text{к}} = 3,3 \cdot 10^{-5}$ м и $\mu = 332 (\text{В} \cdot \text{с})^{-1}$. Здесь $r_{\text{к}}$ отвечает радиусу, на котором потенциал обращается в нуль.

Таким образом, на участке *АВ* зависимость тока от напряжения описывается по "закону $3/2$ ". Участок *ВГ* хорошо описывается квадратичным законом, но это экстраполяционная формула, без ясного теоретического обоснования. В предположении, что движение электронов происходит диффузионным образом, и принимая модель коаксиального конденсатора, можно объяснить экспоненциальный рост тока от напряжения. Рассмотренное газоразрядное устройство обладает характеристиками, достаточными для его применения в качестве эффективного плазменного эмиттера в источнике радиально сходящихся пучков заряженных частиц.

Список литературы

1. Грановский В.Л. Электрический ток в газе. Установившийся ток. М.: Наука, 1971.
2. Завьялов М.А., Крейндел Ю.Е., Новиков А.А., Шантурин Л.П. Плазменные процессы в технологических электронных пушках. М.: Энергоатомиздат, 1989.
3. Семенов А.П. Пучки распыляющихся ионов: получение и применение. Улан-Удэ: Изд-во Бурятского НЦ СО РАН, 1999.
4. Пакулин В.Н. Магниторазрядные ячейки с неоднородным периодическим магнитным полем // ПТЭ.1979. № 4. С.202–204.
5. Семенов А.П., Нархинов В.П. Плазменный источник электронов с радиально сходящимся пучком // ПТЭ.1993. № 2. С.131–136.
6. Нархинов В.П. Техника и методика экспериментов в разработке модифицированных источников заряженных частиц // Электротехника. 2001. № 10. С.41–46.
7. Семенов А.П., Нархинов В.П. Сильноточный тлеющий разряд в электродной структуре стержневых катодов с полым анодом // ЖТФ. 1993. Т.63. Вып.8. С.17–24.
8. Москалев Б.И. Разряд с полым катодом. М.: Энергия, 1969.

9. Gruzdev V.A., Kreindel Y.E., Vasylyeva G.D. Peculiarities of excitation of a hollow – cathode reflex discharge. // Proc. Tenth. Internat. Cjnf. On Phenomena in Ionized Gases. Oxford, 1974. P.111.

10. Груздев В.А. Исследование плазменного источника электронов на основе модифицированного пенниговского разряда. Автореф. канд. дис. Томск, 1970.

11. Васильева Г.Г. Эффект полого катода в газоразрядных системах со скрещенными электрическим и магнитным полями. Автореф. канд. дис. Томск. 1974.

12. Соболев В.Д. Физические основы электронной техники. М.: Высшая школа, 1979.

13. Девидсон Р. Теория заряженной плазмы. М.: Мир, 1978.

Семенов Александр Петрович – заведующий отделом физических проблем при Президиуме Бурятского НЦ СО РАН, доктор техн. наук, профессор. Окончил факультет электронной техники Томского института АСУ и радиозлектроники в 1976 г. В Томском государственном университете в 1993 г. защитил докторскую диссертацию, посвященную генерированию пучков электронов и ионов плазмой газовых разрядов и физике выращивания тонких пленок электронных материалов концентрированными потоками заряженных частиц.

Нархинов Валерий Прокопьевич – старший научный сотрудник отдела физических проблем при Бурятском НЦ СО РАН. Окончил электротехнический факультет Восточно-Сибирского технологического института в 1971 г. В 1993 г. в Томском политехническом университете защитил кандидатскую диссертацию по генерированию радиально сходящегося пучка в источнике электронов на основе разряда с холодным катодом.

Балханов Василий Карлович – младший научный сотрудник отдела физических проблем при Бурятском НЦ СО РАН. Окончил физико-математический факультет Бурятского государственного педагогического института в 1982 г.

Распределение электрического поля в сотовом диэлектрике

ИСМАГИЛОВ Ф.Р., МАКСУДОВ Д.В.

Приведены формулы, позволяющие определять структуру электрических полей в диэлектрике, имеющем сотовую грануляцию при различных формах электродов, вложенных в диэлектрические соты.

В различных электротехнических и энергетических установках используется диэлектрик, на который воздействует электрическое поле. При высокой напряженности и неоднородности распределения поля, возникает угроза пробоя диэлектрика. В связи с этим актуальна задача определения пространственной структуры электрического поля и зарядов внутри неоднородного

диэлектрика и возможных путей распространения электрического пробоя для исключения последнего. Некоторые частные случаи этой задачи до сих пор остались нерешенными, несмотря на [1, 2 и др.].

Задача определения распределения электрического поля в диэлектрике актуальна также и для оптимизации технических процессов, в ко-

торых имеет место взаимодействие диэлектрика с электрическим полем, например в озонаторе.

В данной работе представлена разработанная математическая модель неоднородного диэлектрика сотовой структуры, при различной форме поверхности электродов, вложенных в сотовые ячейки, которая дает возможность отобразить процессы, протекающие внутри данного диэлектрика и определить структуру электрических полей в нем.

В соответствии с [3–5] напряженность электрического поля для системы из N коаксиально расположенных электродов, находящихся в точках K_i на расстоянии R от оси (рис.1.) вычисляется по формуле

$$E = \frac{\tau}{2\pi\Delta r_k \epsilon_0} \frac{\Delta \bar{r}_k}{\Delta r_k}, \quad (1)$$

где Δr_k – единичный вектор;

$$\begin{aligned} \Delta r_{kx} &= x - R \cos\left(\frac{2\pi n}{N}\right); \\ \Delta r_{ky} &= y - R \sin\left(\frac{2\pi n}{N}\right); \end{aligned} \quad (2)$$

τ – поверхностная плотность заряда на электродах;

$$\Delta r_k = \sqrt{\Delta r_{kx}^2 + \Delta r_{ky}^2}. \quad (3)$$

Подставляя (2), (3) в (1), получаем:

$$E_k = \frac{\tau}{2\pi\epsilon_0} \sqrt{\left(\frac{x - R \cos\left(\frac{2\pi n}{N}\right)}{\Delta r_k^2}\right)^2 + \left(\frac{y - R \sin\left(\frac{2\pi n}{N}\right)}{\Delta r_k^2}\right)^2}. \quad (4)$$

С учетом формул (3), (4) и переменного характера напряжения, поле в некой точке A

$$E(A) = \sum_{n=1}^N \frac{\tau \cos(\omega t + B)}{\sqrt{\left(x - R \cos\left(\frac{2\pi \cdot n}{N}\right)\right)^2 + \left(y - R \sin\left(\frac{2\pi \cdot n}{N}\right)\right)^2}} \frac{1}{2\pi\epsilon_0}. \quad (5)$$

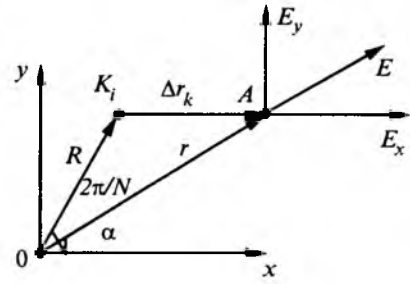


Рис.1.

Рассмотрим ячейку диэлектрика сотовой грануляции, имеющую N сторон (граней), по оси которой расположен электрод с гладкой поверхностью, несущий потенциал высокого напряжения (рис. 2). Очевидно, что вследствие поляризации диэлектрика сотовых стенок в поле осевых электродов на его поверхности будут возникать вторичные заряды и поля, стремящиеся уравновесить поле электродов. Если мы поместим начало координат в центре O осевого электрода, то расстояние R до точки K , содержащей элементарные заряды dq_i на стенке, будет меняться в зависимости от угла β и, соответственно будут меняться значения этих зарядов и плотность их распределения, что усложняет расчет в произвольной точке A .

Поскольку электрический заряд на поверхности стенок диэлектрической ячейки имеет в разрезе не точечную, а пространственно-протяженную локализацию, необходимо провести интегрирование по каждой из N граней сотовой ячейки и по каждой из K точек, в которых ведется расчет для данной грани. Принимая во внимание также электрическое поле самого осевого электрода, получаем для A

$$\begin{aligned} E(A) &= \sum_{n=1}^N \sum_{k=1}^K \tau \cos(\omega t + B) \times \\ &\times \frac{1}{2\pi\epsilon_0} \left[f(R_{\text{эл}}) - f(R) \frac{R^2}{\epsilon R_{\text{эл}}^2} \right], \end{aligned} \quad (6)$$

где

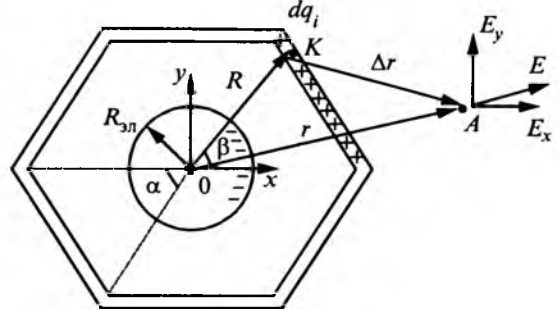


Рис.2. Сотовая ячейка

$$f(R) = \frac{1}{\sqrt{\left(x - R \cos\left(\frac{2\pi n}{N} + \alpha \frac{k}{K}\right) + 2\pi \frac{R}{NK}\right)^2 + \left(y - R \sin\left(\frac{2\pi n}{N} + \alpha \frac{k}{K}\right) + 2\pi \frac{R}{NK}\right)^2}}; \quad (7)$$

$$R = \frac{D}{2} \frac{\sin\left(\frac{\pi}{2}\left(1 - \frac{2}{N}\right)\right)}{\sin\left(2\pi - \left(\frac{\pi}{2}\left(1 - \frac{2}{N}\right)\right) - \alpha \frac{k}{K}\right)}; \quad (8)$$

$\alpha = 2\pi/N$, град; τ – поверхностная плотность заряда на осевом электроде, Кл/м; ω – частота переменного напряжения, подаваемого на него, c^{-1} ; B – начальная фаза; t – время, с; N – количество граней сотовой ячейки; n – номер данной грани; K – количество точек на данной грани по которым ведется расчет; k – номер данной точки; $R_{эл}$ – радиус осевого электрода, м; ϵ – диэлектрическая проницаемость стенок сотовой ячейки; D – диаметр окружности, описанной вокруг ячейки, м.

На рис. 3 показано распределение электрического поля для 4-гранной ячейки. На вертикальной оси отложена напряженность электрического поля в киловольтах на метр, на горизонтальных – координаты точек, лежащих на плоскости поперечного сечения ячейки, по которым проводился расчет, выраженные в долях диаметра ячейки. Справа представлен результат работы программы на основе формул (1)–(3) при соотношении $R_{эл}/D = 1/7$ и $\epsilon = 2$, слева – данные

экспериментов, проведенных в такой же ячейке посредством измерителя напряженности поля ИЭСП-7.

Среднее отклонение s расчетных данных от экспериментальных вычисляется по формуле

$$s = \frac{\sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^K \frac{X_{ij} - x_{ij}}{x_{ij}}}{NK}, \quad (9)$$

где X_{ij} – данные экспериментального измерения; x_{ij} – соответствующее ему расчетное значение; NK – количество исследуемых точек.

Для рассмотренного случая $s = 19\%$.

Если рассмотреть систему, включающую не одну, а $I \times J$ ячеек, то для нее формулы (6), (7) будут иметь вид:

$$f(R) = \frac{1}{\sqrt{\left(x - R \cos\left(\frac{2\pi n}{N} + \alpha \frac{k}{K}\right) + 2\pi \frac{R}{NK} + iD\right)^2 + \left(y - R \sin\left(\frac{2\pi n}{N} + \alpha \frac{k}{K}\right) + 2\pi \frac{R}{NK} + jD\right)^2}}; \quad (10)$$

$$E(A) = \sum_{i=1}^I \sum_{j=1}^J \left[\sum_{n=1}^N \sum_{k=1}^K \tau \cos(\omega t + B) \times \frac{1}{2\pi\epsilon_0} \left[f(R_{эл}) - f(R) \frac{R^2}{\epsilon R_{эл}^2} \right] \right]. \quad (11)$$

Особый интерес представляет случай, когда осевой электрод имеет ребристую поверхность, такую, что в разрезе его контур имеет вид синус-

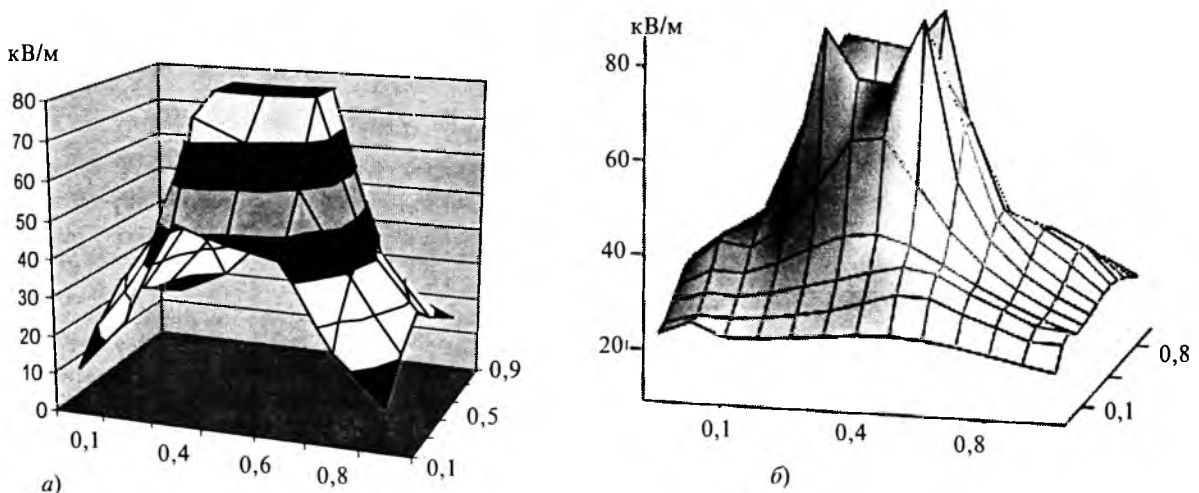


Рис.3. Данные эксперимента (а) и математическая модель (б) распределения электрического поля в 4-гранной ячейке

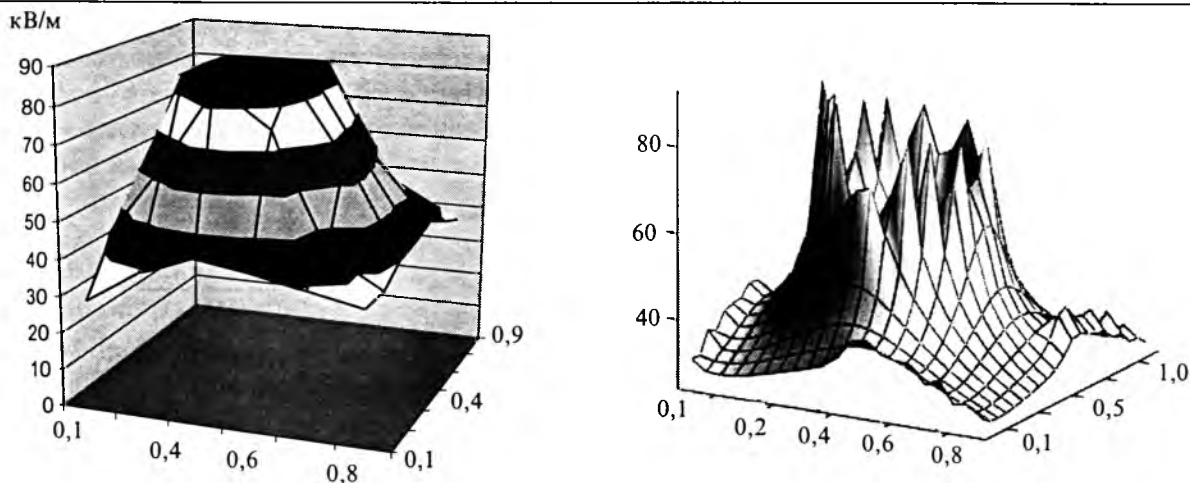


Рис.4. Распределение поля для 4-гранной ячейки при электроде с ребристой поверхностью и $R_{эл} = D/7$:
 а - эксперимент; б - математическая модель

соиды, обегаяющей окружность с количеством периодов, равным количеству граней сотовой ячейки. В этом случае

$$E(A) = \sum_{i=1}^J \sum_{j=1}^J \sum_{n=1}^N \sum_{k=1}^K \tau \cos(\omega t + B) \frac{1}{2\pi\epsilon_0} \times$$

$$\times \left[f \left(R_{эл} + \frac{h}{2} \left[\sin \left(2\pi \frac{k}{K} + \frac{\pi}{2} \right) + 1 \right] \right) - \right.$$

$$\left. - f(R) \frac{R^2}{\epsilon \left(R_{эл} + \frac{h}{2} \left[\sin \left(2\pi \frac{k}{K} + \frac{\pi}{2} \right) + 1 \right] \right)^2} \right] \cdot (12)$$

Распределение электрического поля для 4-гранной ячейки с осевым электродом, имеющим ребристую поверхность, представлено на рис. 4. Как и в предыдущем случае, слева представлены экспериментальные данные, справа – расчетные. Среднее отклонение экспериментальных данных от расчетных, вычисляемое по формуле (9), составляет для этого случая 12%.

Как видно из рис.4,б, вблизи ребристой поверхности электрода появляются отчетливые пики напряженности электрического поля. К сожалению, пространственная точность измерений, возможная для ИЭСП-7, не позволяет выявить подобную картину при экспериментальных измерениях.

Приведенные формулы позволяют определять структуру электрических полей в диэлектрике, имеющем сотовую грануляцию при различных формах электродов, вложенных в диэлектрические соты, что имеет большую практическую важность при решении задач оптимизации процессов взаимодействия электрического поля с диэлектриком и исключения явления пробоя в устройствах, имеющих такую структуру, в частности, в некоторых моделях озонаторов. Определение структуры электрических полей позволяет оптимизировать конструкцию устройств, использующих сотовый диэлектрик и максимизировать эффективность работы с ним. Выявление путей распространения электрического пробоя и борьбы с ним позволяет значительно увеличить напряжение, воздействующее на диэлектрик и срок его службы, что означает повышение эффективности работы диэлектрика.

Список литературы

1. Богородицкий Н.П., Воробьев А.А. Теория диэлектриков. М.: Энергия, 1965.
2. Шимион К. Физическая электроника. М.: Энергия, 1977.
3. Шапиро С.В. Резонансные эффекты при ВЧ – барьерном разряде/ Сборник трудов Всероссийской научной конференции. М., 1993. С. 14.
4. Бессонов А.А. Теоретические основы электротехники. М.: Высшая школа, 1967.
5. Шапиро С.В., Дунаев С.А. Высокочастотные озонаторы для очистки сточных вод//Межвузовский сборник научных трудов "Проблемы и перспективы современных технологий сервиса". Уфа: УТИС, 1999. С.187.

Многоинверторные среднечастотные преобразователи в системах электропитания индукционных установок

ЛУЗГИН В.И., канд. техн. наук, ПЕТРОВ А.Ю., ген. директор ЗАО "РЭЛТЕК",
ШИПИЦЫН В.В., доктор техн. наук, проф., ЯКУШЕВ К.В., инж.

Уральский ГТУ, ЗАО "РЭЛТЕК"

Рассмотрены принципы построения систем электропитания индукционных тигельных печей, работающих на средних частотах. Показана целесообразность применения многоинверторных преобразователей частоты, позволяющих повысить эффективность систем среднечастотной плавки металлов, снизить установленную мощность оборудования. Предложены методы управления технологическими процессами плавки и способы их реализации на основе многоинверторных преобразователей частоты и систем цифрового управления металлургическими процессами. Приведены результаты разработки и промышленного внедрения систем индукционного нагрева в современных технологических процессах плавки металлов.

Индукционный нагрев и плавка металлов на средних частотах получили широкое распространение на машиностроительных и металлургических заводах как наиболее эффективный способ электронагрева. Индукционная плавка металлов в сильных электромагнитных полях стала основным методом получения черных и цветных металлов в литейном производстве благодаря высокой экономичности, технологической гибкости, экологичности.

Ведущими электротехнологическими компаниями мира прекращен выпуск индукционных печей промышленной частоты (ИППЧ) и осуществлен переход на производство индукционных плавильных систем средней частоты (ИПСЧ), которые имеют несомненные преимущества:

– расход электроэнергии вдвое меньше, чем в ИППЧ, работающих в непрерывном цикле плавки с частичным сливом металла и периодической дозагрузки шихты;

– садочный режим плавки, т.е. без использования переходящего от плавки к плавке остатка жидкого металла ("болота") позволяет исключить предварительную сушку шихты и связанные с нею затраты, кроме этого, сократить расходы на футеровку, так как долговечность футеровки при садочном режиме плавки возрастает, и, наконец, исключить непроизводительные затраты труда, электроэнергии и материалов, связанные с невозможностью отключения ИППЧ на время перерывов в работе литейного производства;

– допустимая удельная мощность, подводи-

мая к металлу, в 3 раза выше, чем в ИППЧ (ИПСЧ – 1000 кВт·ч/т, ИППЧ – 300 кВт·ч/т), что обеспечивает короткие циклы плавки (40–45 мин), повышает теплотехнический КПД и позволяет оптимизировать процесс образования центров кристаллизации благодаря одноразовому нагреву металла и меньшей средней температуре в течение плавки, чем у ИППЧ, работающего с "болотом";

– возможность работы в режиме стабилизации активной мощности на всем цикле плавки, начиная с "холодного" состояния шихты, при котором передача активной мощности на средних частотах происходит в значительной мере за счет потерь при перемагничивании ферромагнитной шихты, и заканчивая расплавом металла, когда активная мощность подводится за счет протекания вихревых токов в узком слое ванны расплава, что позволяет повысить эффективность использования установленной мощности электрооборудования при высоких показателях качества потребляемой электроэнергии.

Технологические возможности и эффективность индукционной плавки в тигельных печах в значительной мере определяются способом организации электропитания.

Система электропитания средней частоты (СЭПСЧ) строится, как правило, на основе статических преобразователей частоты, осуществляющих преобразование энергии трехфазной сети переменного тока промышленной частоты в энергию однофазного тока средней частоты.

Функционально преобразователи строятся по двухзвенной схеме и включают выпрямитель и

автономный инвертор. В зависимости от мощности выпрямитель строится по 6-, 12- или 24-пульсной мостовой схеме с соответствующим соединением обмоток силового питающего трансформатора. При этом обеспечивается снижение гармонических составляющих входного тока до требуемого уровня.

Автономные инверторы строятся по схеме инвертора тока с параллельной компенсацией индуктора печи, инвертора напряжения с последовательной компенсацией индуктора печи или резонансного инвертора, в котором последовательно с нагрузочным контуром, образованным индуктором печи и параллельно соединенным блоком компенсирующих конденсаторов, включается коммутирующий колебательный контур [1]. Схемы инвертора тока и инвертора напряжения по сути дуальны, поэтому предпочтение той или иной схеме следует отдавать в зависимости от типа используемого полупроводникового прибора. В последние годы наблюдается значительный прогресс в создании силовых полупроводниковых приборов. Наряду с развитием быстродействующих тиристоров появились мощные IGBT транзисторы, что позволяет создавать мощные среднечастотные преобразователи на полностью управляемых полупроводниковых приборах.

Тиристоры наиболее эффективны в схемах с параллельной компенсацией нагрузки, поскольку имеют высокий класс напряжения и допускают последовательное соединение при относительно низкой мощности шунтирующих цепей, обеспечивающих равномерное распределение напряжения, что позволяет осуществлять преобразование энергии на высоких напряжениях и относительно небольших токах. Напротив, IGBT транзисторы более эффективны в схемах инверторов с последовательной компенсацией нагрузки, так как допускают параллельное соединение модулей без применения делителей тока и требуют значительных затрат для обеспечения распределения напряжения при их последовательном соединении.

Транзисторные инверторы обеспечивают глубокое регулирование выходных параметров электрической энергии при высоких показателях качества потребляемой энергии. В них отсутствует проблема коммутационной устойчивости. Однако при создании преобразователей большой мощности (до 10 МВт и выше) тиристорные инверторы все же более предпочтительны ввиду значительно возросшей единичной мощности и динамических характеристик совре-

менных быстродействующих тиристоров. Проблема повышения надежности работы тиристорных преобразователей и диапазона регулирования выходных параметров энергии более успешно решается при использовании запираемых тиристоров или IGBT структур, которые только появились на мировом рынке силовых полупроводниковых приборов.

Предприятием «РЭЛТЕК» освоено производство тиристорных преобразователей частоты на основе инвертора тока серии ТПЧП, характеристики которых приведены в табл. 1.

Самый мощный из них 7200 МВт имеет 12-пульсный выпрямитель и однофазный инвертор тока, который предназначен для питания печей емкостью 10 т. На рис. 1 представлена схема системы электропитания индукционной печи большой емкости с трехсекционным индуктором и блоком компенсирующих конденсаторов, также состоящим из трех секций $C_{н1}$, $C_{н2}$, $C_{н3}$ и дополнительных секций $C_{д1}$, $C_{д2}$. Кроме этого в блоке компенсирующих конденсаторов установлены силовые коммутаторы K_1-K_6 . Данная схема СЭПСЧ позволяет реализовать несколько режимов плавки.

На первой стадии разогрева и плавления шихты коммутаторы K_5 и K_6 соединяют отводы индукционной печи со средними выводами блока коммутирующих конденсаторов (БК), а коммутаторы K_1-K_4 подключают дополнительные секции конденсаторов параллельно секциям $C_{н1}$ и $C_{н2}$. При этом $C_{н2} = C_{н1} + C_{д1} = C_{н3} + C_{д2}$ и напряжение на секциях индуктора примерно одинаково вследствие проявления эффекта резонанса тока высокочастотного нагрузочного контура, поскольку ток инвертора в 5–7 раз ниже контурного тока.

На этой стадии ведется быстрый разогрев шихты в режиме стабилизации мощности, подводимой к нагрузке. В процессе плавки периодически осуществляется подвал шихты, значительно изменяются эквивалентные параметры индуктора, поскольку в больших пределах изменяется удельное сопротивление материала шихты, теряются его ферромагнитные свойства при переходе точки Кюри, образуется жидкая фаза металла. Для поддержания постоянной мощности системами регулирования производится коррекция рабочей частоты инвертора. Процесс плавки ведется на повышенной частоте при допустимой удельной мощности (в 3–4 раза выше, чем в ИППЧ) по условию отсутствия выбросов металла из индуктора.

На второй стадии, когда получен расплав

Таблица 1

Тип преобразователя	$U_{\text{пит}}, \text{В}$	$U_{\text{вых}}, \text{В}$	$P_{\text{вых}}, \text{кВт}$	$F_{\text{вых}}, \text{кГц}$	Габаритные размеры, мм	Масса, кг
ТПЧП-320-2,4	3×380	800	400	2,4	1200×800×2000	650
ТПЧП-400-1,0	3×380	800	400	1,0	1200×800×2000	650
ТПЧП-500-1,0	3×380	800	500	1,0	1330×800×2340	1100
ТПЧП-630-0,5	3×380	800	630	0,5	1330×800×2340	1100
ТПЧП-630-2,4	3×570	1000	630	2,4	1330×800×2340	1100
ТПЧП-800-1,0	3×570	1000	800	1,0	1330×800×2340	1200
ТПЧП-1000-0,5	3×570	1000	1000	0,5	1330×800×2340	1200
ТПЧП-1200-1,0	3×720	1600	1200	1,0	2440×870×2405	1400
ТПЧП-1600-0,5	3×720	1500	1600	0,5	2440×870×2405	1400
ТПЧП-1800-0,25	3×720	1400	1800	0,25	2440×870×2405	1400
ТПЧП-3600-0,25	3×900	1800	3600	0,25	3480×870×2405	2400
ТПЧП-7200-0,25	3×900	1800	7200	0,25	4000×1100×2405	4500

фокусирования мощности достигается переключением дополнительной секции компенсирующих конденсаторов $C_{д1}$, $C_{д2}$ ключами K_1 , K_3 . При этом емкость нижней секции конденсаторов равна $C_{н3} + C_{д1} + C_{д2}$, средней секции – $C_{н2}$, а верхней – $C_{н1}$. В результате такого перераспределения емкости конденсаторов уменьшается напряжение на нижней секции и повышается на верхней секции

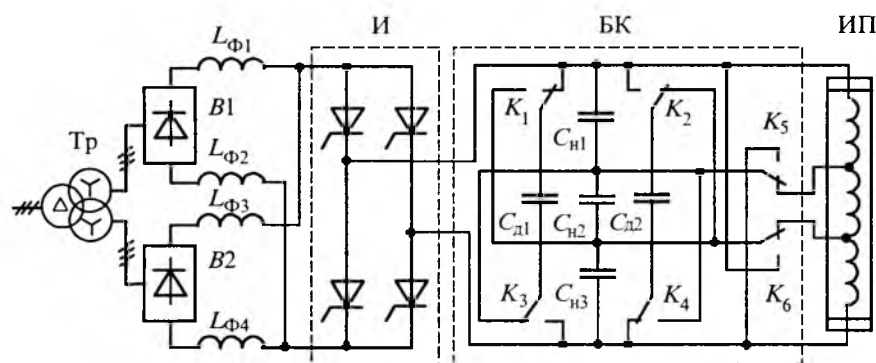


Рис.1.

металла, начинается этап легирования и коррекции химического состава металла. Рассматриваемая СЭПСЧ позволяет осуществить перераспределение мощности по секциям индуктора, иными словами, произвести фокусировку мощности в отдельных зонах тигля печи и обеспечить различные виды активного перемешивания металла.

Технология фокусирования мощности в индукторе представляет собой интерес для предприятий, производящих прецизионные сплавы. В этом случае возможно «включение» различных режимов передачи среднечастотной энергии в ванну расплава металла.

На рис.2 показаны различные режимы фокусирования мощности. Так, режим фокусирования мощности в верхней части тигля (рис.2,а) может быть рекомендован при необходимости активного взаимодействия расплавленного металла со шлаком в режиме выдержки металла. В режиме плавки фокусирование мощности в верхней части индуктора полезно при введении легирующих добавок. Реализация этого режима

индуктора.

Режим, изображенный на рис.2,б, способствует активному перемешиванию металла как в верхней части печи, так и в нижней части, что удобно использовать в режиме плавки и при его выдержке для получения однородной структуры металла. Он реализуется при равномерном распределении напряжения по секци-

ям индуктора при положении ключей K_1-K_4 , когда $C_{н2} = C_{н1} + C_{д1} = C_{н3} + C_{д2}$.

Режим, представленный на рис.2,в, при котором фокусирование мощности осуществляется у основания индуктора, полезен в начальной стадии процесса плавки, когда быстрый разогрев металла в нижней части печи способствует скорейшему появлению жидкой фазы металла и ускорению процесса плавки.

В режиме выдержки металла фокусирование мощности у основания индуктора позволяет не вовлекать шлаки в ванну расплава металла, а также способствует более активному перемешиванию расплава вблизи дна печи, что весьма полезно для сплавов, имеющих состав металлов с резко дифференцированной плотностью. Данный режим реализуется в рассматриваемой СЭПСЧ переключением ключей K_2 , K_4 в положение, когда дополнительная секция конденсаторов $C_{д2}$ подключается параллельно секции $C_{н1}$. В этом случае емкость компенсирующих конденсаторов верхней секции индуктора равна $C_{н1} + C_{д1} + C_{д2}$, емкость средней секции – $C_{н2}$, а емкость нижней секции – $C_{н3}$.

За счет перераспределения емкости компен-

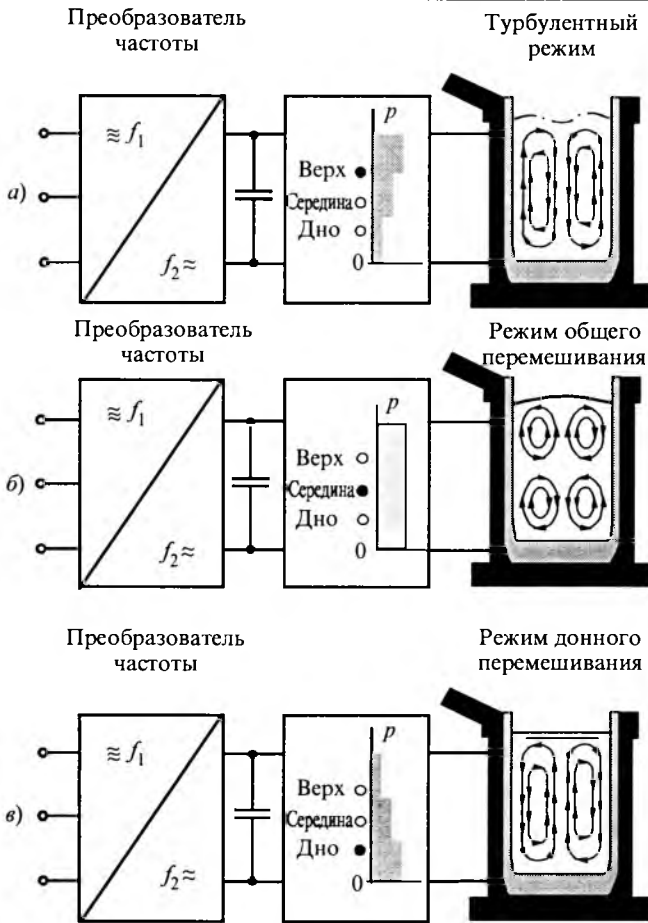


Рис.2.

сирующих конденсаторов обеспечивается повышение напряжения на нижней секции индуктора печи.

Кроме рассмотренных режимов работы данная СЭПСЧ позволяет реализовать двухчастотный режим плавки. Идея этого метода состоит в том, что на стадии плавки металла этот процесс более эффективен при питании печи на повышенных частотах, а на стадии догрева металла, когда идет процесс науглероживания, требуется активное перемешивание по всему объему ванны расплава металла. Повышение интенсивности перемешивания достигается значительным снижением частоты питающего тока. В схеме СЭПСЧ на рис.1 путем переключения ключей K_5 и K_6 все секции компенсирующих конденсаторов подключаются параллельно индуктору печи, что позволяет снизить резонансную частоту нагрузочного контура примерно вдвое.

Данный метод дает ощутимое ускорение процесса науглероживания металла, тем самым сокращая время выдержки металла при высокой температуре.

Метод двухчастотной плавки весьма эффек-

тивен при получении нержавеющей и инструментальных сталей. Для предотвращения выжигания легирующих добавок на первом этапе выгодно как можно быстрее достичь заданной температуры расплава, а на втором этапе ввести легирующие добавки и «включить» режим активного перемешивания.

Приведенные примеры доказывают, что только среднечастотные печи способны обеспечить высокое качество металлургических процессов при высокой энергетической эффективности оборудования, создавая уникальные новые смежности технологам металлургам для получения современных сплавов.

Одноинверторные преобразователи позволяют управлять потоком энергии, подводимой к печи, осуществлять частотную автоподстройку при изменяющихся параметрах нагрузочного колебательного контура. Однако перераспределение мощности по секциям индуктора достигается с применением механических переключающих устройств, обеспечивающих подключение дополнительных секций конденсаторов, создающих разную степень перекompенсации участков индуктора печи.

Более широкие возможности при плавке металлов обеспечивают системы электропитания с несколькими энергетическими выходами. Такие системы строятся на основе многоинверторных преобразователей частоты, в которых несколько автономно работающих инверторов получают питание от общего силового выпрямителя, причем каждый инвертор нагружен колебательным контуром отдельных секций индуктора печи.

В зависимости от типа используемого инвертора и способа компенсации нагрузки возможно построение схемы преобразователя либо с использованием инверторов тока, последовательно соединенных относительно питающего выпрямителя и подключенных к параллельно скомпенсированным секциям индуктора печи, либо с использованием инверторов напряжения, параллельно подключенных к общему выпрямителю и работающих на последовательно скомпенсированные секции индуктора печи. На рис.3 изображены схемы трехинверторных преобразователей частоты, нагруженных секциями индукторов печей. Управление потоком энергии, подводимой к секциям индуктора в преобразователе, собранном на основе тиристорных инверторов тока (рис.3,а), осуществляется регулированием угла опережения коммутации тиристоров по отношению к напряжению на секциях индуктора.

Данный преобразователь позволяет реализо-

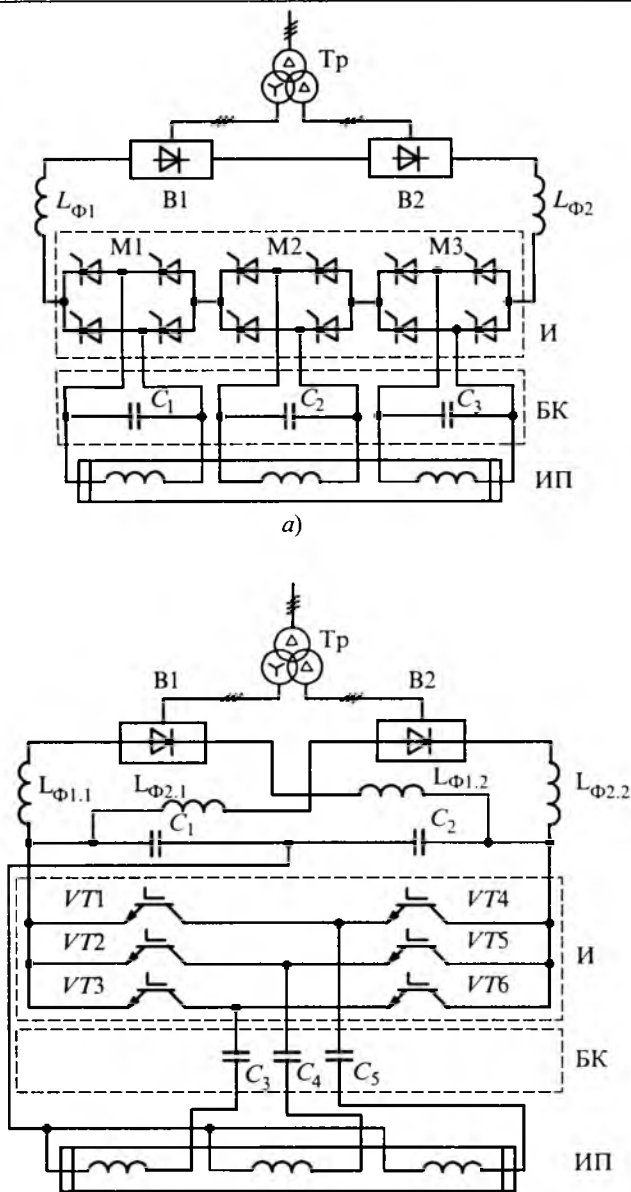


Рис.3.

вать технологию фокусирования мощности по высоте индуктора, постепенно вводить в действие отдельные секции индуктора по мере наполнения печи металлом, осуществлять глубокое перераспределение мощности по секциям индуктора при полностью открытом входном выпрямителе и высоком качестве потребляемой энергии. Кроме указанных функций при синхронной работе мостов инвертора возможно создание бегущего поля в расплаве металла, что способствует более равномерному распределению электромагнитной мощности в ванне расплава металла, чем в случае пульсирующего поля, а также созданию направленных электромагнитных сил, способствующих интенсивному перемешиванию металла. Однако при плавке

больших объемов тяжелых металлов, например золота, электродинамических сил, создаваемых полями средней частоты, оказывается недостаточно для создания конвективных потоков, обеспечивающих выравнивание температуры по всему объему расплава. В этом случае требуется воздействие электромагнитного поля низкой частоты 0,5–2 Гц, которое вызывает повышенное удельное силовое давление в глубинных слоях ванны расплава металла. Рассматриваемая система электропитания позволяет осуществить низкочастотную модуляцию напряжения на секциях индуктора печи, создать низкочастотную волну электромагнитного поля по вертикальной оси тигля печи и обеспечить управляемое перемешивание металла в сочетании с интенсивным нагревом.

Модуляционный метод электромагнитного перемешивания металла особенно эффективен при плавке металлов в индукционных печах с проводящими или полупроводящими тиглями. КПД индукционных печей значительно возрастает при плавке металлов, имеющих высокую электропроводность, в графитовых или графитошамотных тиглях. Однако из-за сильного экранирования проводящим тиглем силовое воздействие среднечастотного магнитного поля на расплав металла резко снижается. Поэтому только низкочастотная составляющая модулированного электромагнитного поля позволяет создать силовое поле в объеме расплава металла и обеспечить его перемешивание с требуемой интенсивностью.

В связи с развитием IGBT и IGCT полупроводниковых структур, которые становятся соизмеримыми по мощности с тиристорами и значительно превосходят их по быстродействию, весьма перспективными в качестве источников питания индукционных печей становятся многоинверторные преобразователи частоты, построенные на базе полумостовых инверторов напряжения (рис.3,б). В данной схеме управление потоком энергии осуществляется частотным методом на резонансной характеристике последовательного контура, образованного секцией индуктора печи и компенсирующим конденсатором. При этом осуществляется глубокое регулирование мощности за счет индуктивной расстройки нагрузочного резонансного контура или при изменении длительности интервала проводимости транзисторов.

В инверторах с последовательной компенсацией низкосинусной нагрузки развиваются

большие токи через вентили (в 5–7 раз выше, чем при параллельной компенсации), однако при этом уровень напряжений определяется питающим напряжением и не зависит от колебаний напряжения на нагрузке, что позволяет весьма эффективно использовать IGBT структуры. При этом достигается высокая надежность работы преобразователя, обеспечиваются широкие возможности управления потоком энергии и создания специфических технологических эффектов при активном управлении процессом плавки.

Повышение эффективности систем среднечастотной плавки металлов достигается при организации групповой плавки металла одновременно в нескольких печах или так называемого многопостового метода плавки. Сущность этого метода состоит в том, что процесс плавки в разных печах сдвинут по фазе технологического цикла плавки – одна печь работает в режиме нагрева и расплавления металла с большим потреблением активной энергии, вторая печь находится в режиме выдержки и теплосохранения металла с малым потреблением энергии (10–20% от энергопотребления в режиме плавки), а третья печь – в режиме разливки металла и загрузки шихтой без потребления энергии. Метод многопостовой плавки требует нового подхода к организации энергосбережения.

В последние годы получили развитие системы электропитания двух или нескольких одновременно работающих печей от одного источника, в которых имеется возможность гибкого перераспределения подводимой энергии от одной печи к другим [2]. Основой такой системы является статический многоинверторный преобразователь частоты, в котором питание инверторов постоянным током осуществляется от общего выпрямителя, а выход каждого инвертора подключается к колебательному контуру каждой печи (рис.4).

Преимущества систем электропитания для многопостовой плавки металлов на основе многоинверторных преобразователей частоты состоят в следующем:

1. Мощность источника питания, подводимая к каждой печи, может изменяться от 0 до 100%, при этом каждая печь может быть настроена на свой режим работы. В этом их существенное отличие от систем электропитания дуговых печей и печей промышленной частоты.

2. Отсутствуют переключатели механического типа и второй источник питания для выдержки металла. Источник питания загружен на 100% в ходе технологического процесса плавки,

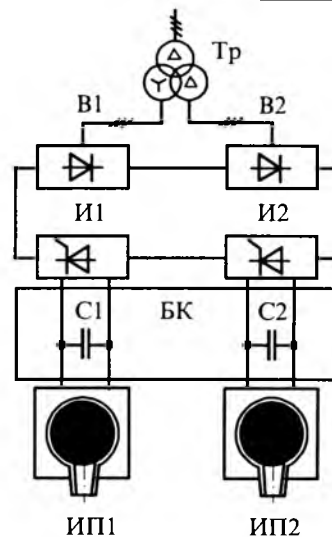


Рис.4.

что позволяет снизить его установленную мощность на 40% и выровнять график суточного потребления энергии.

3. Можно одновременно на двух печах выполнять сушку футеровки и сушку шихты, либо осуществлять на одной печи сушку футеровки, на другой – плавку металла, уменьшая время межремонтных простоев печей.

4. Обеспечивается высокая эффективность работы оборудования, увеличивается производительность печей на 20–30%.

5. Улучшаются массогабаритные показатели.

На рис.5 приведена циклограмма работы двух 10-тонных печей, питание которых осуществляется от источника питания с двумя выходами. В режиме теплосохранения источник выдает для одной печи мощность 200 кВт, а для другой – 7000 кВт и обеспечивает режим скоростной плавки металла во второй печи. Этот метод плавки позволяет либо подстраиваться под необходимый темп потребления металла литейным цехом, который, например, в течение производственного цикла 8 ч требует общее количество расплава 80 т со средней производительностью 10 т/ч. Но в действительности требуемое ежечасное количество расплава колеблется от 5 до 15 т/ч. Из рис.5 видно, что источник попеременно питает печи ИП1 и ИП2 мощностью плавки 7000 кВт и мощностью теплосохранения 200 кВт, что удовлетворяет требованию ежечасного количества расплава 5–15 т при средней производительности 10 т/ч. При этом коэффициент использования установленной мощности оборудования источника питания близок к 100%.

Благодаря преимуществам и экономичности данного способа плавки ведущие мировые производители выпускают подобные системы. Ком-

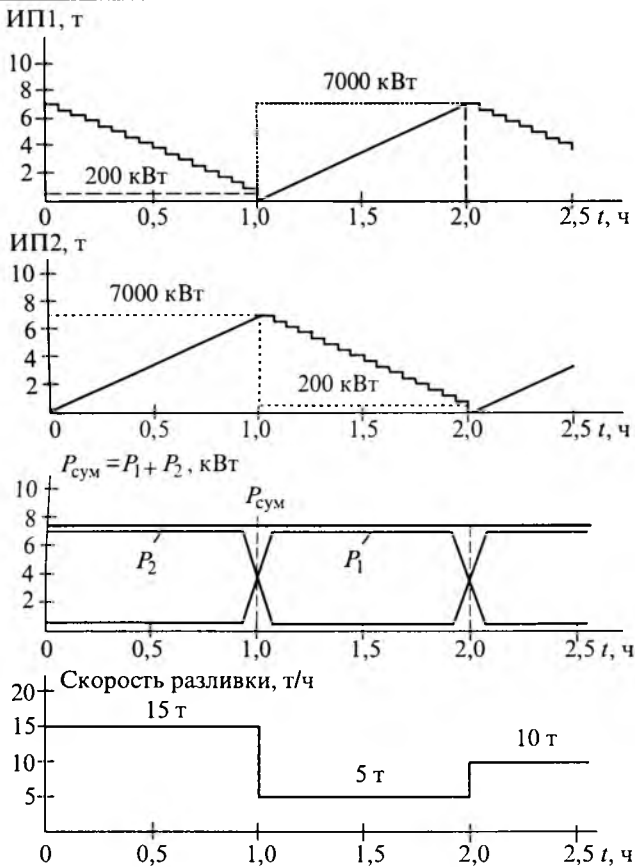


Рис.5.

пания ABB (Швеция) предлагает систему «Twin Power System» с двумя печами. Компания «AJAX» (США) запатентовала систему «Pacer Power Share System». Компания «JUNKER» (Германия) предлагает на мировом рынке систему «DUOMELI TANDEM OPERATION SYSTEM». Компания «INDUCTOTHERM» (США) разработала системы «DUAL TRAK» и «TRY TRAK», позволяющие вести плавку одновременно в двух или в трех печах.

Компанией «РЭЛТЕК» разработаны системы двухпостовой среднечастотной плавки металлов с печами емкостью 2,5, 6,0 и 10 т. Для питания таких печей производятся двухинверторные тиристорные преобразователи частоты типа ТПЧД, технические характеристики которых приведены в табл.2.

Общая тенденция к автоматизации процессов нашла свое развитие и в электроннагреве. В современных системах индукционной плавки с помощью компьютерных и микропроцессорных устройств информация от датчиков передается открытым или замкнутым управляющим системам с искусственным интеллектом. В этих системах сгруппированные параметры используются для правильного ведения процесса плавки и его оптимизации. Эти параметры рассчитываются компьютером, передаются на экран дисплея и протоколируются.

Контроль плавильного производства на основе электронной вычислительной техники, реализует рациональную стыковку всех видов технологических операций, составляющих совокупный процесс плавки металла. Система управления процессом плавки должна решать следующие задачи:

- сырьевой контроль (расчеты сырьевых компонентов, контроль складских запасов, регулировка химического состава и др.);

- контроль и управление плавильным процессом (регулирование подводимой энергии, контроль температуры, осуществление операций взвешивания, автоматическая сушка печной футеровки и шихты и т.д.);

- диагностика печей (контроль за температурой охлаждающей воды, состояния футеровки, исправление возникающих неполадок и сообщение о них);

- сохранение, анализ и оценка всех параметров печи.

Использование компьютерных систем управления позволяет снизить напряженность труда и повысить производственную надежность систем индукционной плавки металлов. Применение гибких систем электропитания индукционных печей с широкими функциональными возможностями открывает новые перспективы повышения эффективности и качества металлургических процессов, что чрезвычайно важно в рыночных условиях производства.

Список литературы

Таблица 2

Тип преобразователя	Тип питающего трансформатора	Мощность выпрямителя, кВт	Мощность инверторов, кВт	Номинальная частота, кГц
ТПЧД-2200-0,25	ТСЗП-2500-10У2	2200	1800/1800	0,25
ТПЧД-3600-0,25	ТСЗП-4000-10У2	3600	3600/3600	0,25
ТПЧД-7200-0,25	ТСЗП-8000-10У2	7200	7200/7200	0,25

1. Лузгин В.И., Петров А.Ю., Сабитов А.К. и др. Система электропитания для многопостовой среднечастотной плавки металла // Техническая электродинамика. 2000, Ч. 6. С. 68–71.

2. Викир Х. Автоматизация плавки в литейном производстве ISSN0024//Литейное производство. 1994. № 6.

Правила оформления статей, направляемых в журнал "Электротехника"

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

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

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

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

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

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

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

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

Фотографии к статье (в двух экземплярах) должны быть отпечатаны на белой матовой бумаге (размером не менее 9×12 см), изображение должно быть контрастным, с хорошо проработанными деталями. Все обозначения ставятся на отдельном экземпляре.

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

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

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

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

9. К статье желательно приложить дискету с набранным текстом.

Редактор отдела О.В. Кунавина
Научный редактор Л.А. Романова
Редактор Т.В. Штанько

Сдано в набор 27.05.2002. Подписано в печать 12.07.2002. Формат 60×88 1/8

Бумага офсетная № 1. Печать офсетная. Печ. л. 8. Заказ 84

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

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

Вологодская областная универсальная научная библиотека

www.booksite.ru

Памяти Виктора Григорьевича Герасимова

На 75-м году жизни скоропостижно скончался заслуженный деятель науки и техники РФ, лауреат Государственной премии РФ, почетный президент Академии электротехнических наук Российской Федерации, основатель школы электромагнитного неразрушающего контроля, доктор технических наук, профессор Виктор Григорьевич Герасимов.

В.Г.Герасимов родился 22 марта 1928 г. В 1951 г. с отличием окончил МЭИ, затем работал на кафедре общей электротехники научным сотрудником и преподавателем. В 1956 г. защитил кандидатскую диссертацию, в 1960 г. ему было присвоено ученое звание доцента. С 1967 по 1972 гг. В.Г. Герасимов работал начальником Главного управления вузами Минвуза СССР, с 1969 по 1972 гг. был членом Коллегии Минвуза СССР. В 1970 г. защитил докторскую диссертацию, в том же году ему было присвоено ученое звание профессора. С 1970 по 1993 гг. заведовал кафедрой общей электротехники (с 1984 г. кафедра “Электротехника и Интроскопия”) МЭИ. С 1993 г. работал профессором этой кафедры.

В.Г.Герасимов являлся крупным ученым и талантливым педагогом, одним из ведущих специалистов в области электромагнитного неразрушающего контроля качества промышленных изделий. Его научные труды широко известны в нашей стране и за рубежом. Результаты выполненных им научно-исследовательских работ докладывались на многих научных конференциях. За разработку приборов автоматического контроля качества изделий он был награжден несколькими медалями ВДНХ, ряд приборов и установок, разработанных под его руководством и при непосредственном участии, внедрен в производство. Он автор 22 изобретений и 275 опубликованных работ, в том числе 14 монографий, 26 учебников и учебных пособий. Некоторые из его учебни-



ков переведены на английский, болгарский и другие языки. Им подготовлено 3 доктора и более 20 кандидатов технических наук.

В течение 17 лет (с 1974 по 1991 гг.) он возглавлял Научно-методический совет по электротехнике Гособразования СССР. В 1980 г. ему было присвоено почетное звание «Заслуженный деятель науки и техники РФ», он был награжден орденом

«Знак почета», почетной грамотой Президиума Верховного Совета РСФСР, знаком «Изобретатель СССР», нагрудным знаком «За отличные успехи в работе» за заслуги в области высшего образования СССР. В 1997 г. он стал лауреатом Государственной премии Российской Федерации.

В.Г.Герасимов вел большую общественно-научную работу, являясь членом Правления Российского общества по неразрушающему контролю и технической диагностике, членом редколлегии журнала “Дефектоскопия”, членом Ученого Совета МЭИ, председателем докторского диссертационного совета МЭИ и членом ряда других диссертационных советов.

С 1993 по 1999 гг. В.Г.Герасимов был президентом Академии электротехнических наук Российской Федерации, а в декабре 1999 г. был избран ее Почетным президентом.

Светлая память о Викторе Григорьевиче Герасимове, талантливом ученом, человеке исключительной доброжелательности и порядочности, обладавшем неоспоримым авторитетом, завидным трудолюбием и требовательностью к себе, добросовестностью и неутомимостью в работе навсегда останется в наших сердцах.

*Президиум Академии электротехнических наук РФ,
Кафедра электротехники и интроскопии МЭИ (ТУ)*

OEZ

Между Вами и электрической энергией

- Крупнейший чешский производитель и поставщик защитных устройств низкого напряжения

ИЗ БОЛЬШОГО АССОРТИМЕНТА
ПРОДУКЦИИ ПРЕДСТАВЛЯЕМ:

АВТОМАТИЧЕСКИЕ ВЫКЛЮЧАТЕЛИ
Modelon



Автоматические выключатели

- возможность замены максимальных расцепителей
- модульная конструкция

Производитель: OEZ s.r.o.
Sedivská 339, 561 51 Letohrad
Czech Republic
e-mail: oez@oez.cz
www.oez.cz

АВТОМАТИЧЕСКИЕ ВЫКЛЮЧАТЕЛИ