

05

ISSN 0013-5860





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., ФЛОRENЦЕВ 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, Главпочтamt, а/я 648.

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

E-mail elektrotechnika@mtu-net.ru

№ 2 ФЕВРАРЬ 2003

ЭЛЕКТРОПРИВОД

- Тютиков В.В., Таарыкин С.В., Красильникъянц Е.В., Салахутдинов Н.В. Синтез систем модального управления заданной статической точности 2

- Геча В.Я., Аронзон А.Н., Канунникова Е.А. Динамика трехкомпонентного привода солнечных батарей с упругими элементами 7

- Акимов Л.В., Долбня В.Т., Пирожок А.В. Синтез статических регуляторов положения для двухмассового электропривода ТРН-АД с нелинейной нагрузкой 12

- Бень Е.А., Скворцов Б.А., Ткач Д.Б., Токарев Л.Н. Особенности частотного управления асинхронным двигателем без датчика частоты вращения в тяговом электроприводе троллейбуса 20

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ МАШИНЫ

- Мощинский Ю.А., Петров А.П. Математическая модель несимметричного асинхронного двигателя на основе схем замещения для переходных режимов 24

- Нейман В.Ю. Анализ процессов энергопреобразования линейных электромагнитных машин с предварительным аккумулированием магнитной энергии в динамических режимах 30

- Караваев В.Т. Магнитогидродинамическая машина 36

- Малыгин В.М. Анализ теоретического обоснования возможности создания линейного электромагнитного движителя 42

- Шабаев В.А., Захаров А.В. Экспериментальное исследование двухфазных нереверсивных вентильно-индукторных двигателей 44

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ АППАРАТЫ

- Агунов А.В. Статический компенсатор неактивных составляющих мощности с полной компенсацией гармонических составляющих тока нагрузки .. 47

- Шлегель О.А., Горшков Б.М., Гаранин А.Ю., Попенко В.Н. Учет вихревых токов при расчете динамических характеристик электромагнита постоянного тока 51

- Гаранин А.Ю., Силаева Е.В., Шлегель О.А., Попенко В.Н. Расчет тягового усилия электромагнита постоянного тока 55

- Бочкирев И.В. Повышение быстродействия замыкания electromеханических тормозных устройств для электродвигателей 58

- Памяти Владимира Ивановича Ключева 65

ELECTRIC DRIVE

- Tutikov V.V., Tararikin S.V., Krasilnikyanz E.V., Salahutdinov N.V. Synthesis of modal control systems having given static precision 2

- Gecha V.Y., Aronzon A.N., Kanunnikova E.A. Ternary drive dynamics of solar batteries with elastic elements 7

- Akimov L.V., Dolbnya V.T., Pirogok A.V. Position static regulators synthesis for two-mass electric drive TRV-AM with non-linear load 12

- Ben E.A., Skvorcov B.A., Tkach D.B., Tokarev L.N. Asynchronous motor frequency control features in traction electric drive of trolleybus without rotation frequency sensor 20

ELECTRIC MACHINES

- Moshinskiy Y.A., Petrov A.P. Mathematical model of asymmetric asynchronous motor based on equivalent circuits for transient modes 24

- Neiman V.Y. Energy conversion processes analysis in linear electromagnetic motors with preliminary accumulation of magnetic energy in dynamic modes 30

- Karavaev V.T. Magnetohydrodynamic machine 36

- Maligin V.M. Theoretical basing analysis of opportunity to create linear electromagnetic mover 42

- Shabaev V.A., Zaharov A.V. Experimental investigation of two-phase non-reversible ac converter-fed inductor motors 44

ELECTRICAL APPARATUS

- Agunov A.V. Static compensator of non-active power components with total removal of load current harmonic components 47

- Shlegel O.A., Gorshkov B.M., Garanin A.Y., Popenko V.N. Eddy currents considering in DC electromagnet dynamic performance calculation ... 51

- Garanin A.Y., Silaeva E.V., Shlegel O.A., Popenko V.N. DC electromagnet traction force calculation 55

- Bochkarev I.V. Closing speed increase of electromechanical braking device for electric motors 58

- In memoriam Vladimir Ivanovich Kliuchev 65

ЭЛЕКТРОПРИВОД

Синтез систем модального управления заданной статической точности

ТЮТИКОВ В.В., ТАРАРЫКИН С.В., КРАСИЛЬНИКЬЯНЦ Е.В., САЛАХУТДИНОВ Н.В.

Рассматриваются методы независимого обеспечения статических и динамических показателей систем модального управления с регуляторами входа-выхода.

Одними из важнейших показателей качества, включаемых в техническое задание на проектирование систем автоматического управления (САУ) многими классами объектов, являются статическая точность и динамические параметры (время переходного процесса, колебательность и др.). Для их достижения к настоящему времени разработано значительное число различных методов синтеза. Наиболее универсальным среди них (для синтеза одноконтурных систем) продолжает оставаться, по-видимому, метод логарифмических частотных характеристик (ЛАЧХ) [1]. Являясь предельно простым (графоаналитическим) и физически понятным, он позволяет на основе раздельного формирования низкочастотной и среднечастотной областей ЛАЧХ выполнить соответственно требования к статике и динамике САУ. Основным ограничением метода является сложность проектируемой системы.

Мощным аналитическим методом, позволяющим осуществлять синтез линейных систем управления объектами высокого порядка, является модальное управление. В классической постановке задачи оно осуществлялось с помощью обратных связей, действующих по переменным состояния объекта управления [2] и требующих наличия соответствующего количества измерительных устройств. Позднее появились работы по синтезу вход-выходных полиномиальных модальных регуляторов [3, 4], достоинством которых является использование измерительного устройства только по управляемой координате состояния. Вариант такой системы модального управления приведен на рис.1.

Использование систем модального управления позволяет легко обеспе-

The methods of independent maintenance of static and dynamic parameters of modal control systems with regulators of an input-output are considered.

чить требуемые динамические показатели, поскольку существует вполне однозначная связь между ними и задаваемым характеристическим полиномом (его корнями) замкнутой системы. Остается нерешенным только вопрос обеспечения заданной статической точности.

Вопросы повышения статической точности в одноконтурных системах хорошо изучены в классической ТАУ. Универсальными средствами при этом являются введение интегральной составляющей в закон управления или увеличение коэффициента петлевого усиления. Первый способ является традиционным и в рамках модального управления. Второй способ требует соответствующего повышения быстродействия замкнутой системы, т.е. для изменения статической точности необходимо корректировать динамические показатели. Например, в системах электропривода для снижения статической ошибки по моменту приходится увеличивать быстродействие.

Очевидно, что в рамках модального управления использование и того, и другого способа снижения статической ошибки будет приводить к перевыполнению требований технического задания, что является нежелательным с различных точек зрения. Например, повышение быстродействия сверх заданного, очевидно, может потребовать замены силовой электрической части или применения более прочных механических конструкций. Введение интегральной составляющей (при невозможности обеспечить требуемую, не-

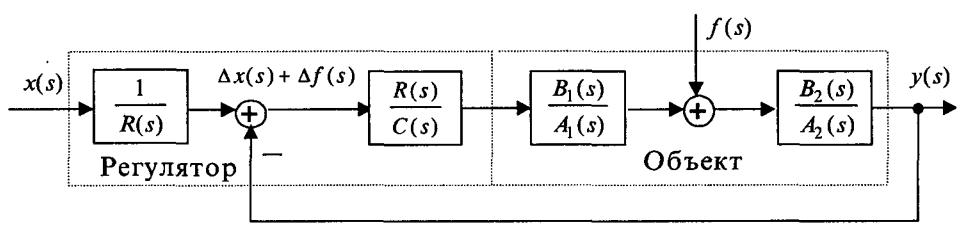


Рис.1.

нулевую, статическую ошибку иными способами) приводит к усложнению управляющего устройства, снижению запаса устойчивости замкнутой системы и, следовательно, повышению ее чувствительности к вариациям параметров.

Таким образом, независимое удовлетворение требований быстродействия и точности в рамках метода модального управления является задачей, требующей своего решения.

Синтез полиномиальных модальных регуляторов некомпенсационного типа, проводимый с привлечением методов линейной алгебры [3], осуществляется на основе решения полиномиального уравнения вида

$$A(s)C(s) + B(s)R(s) = D(s), \quad (1)$$

где $A(s) = s^n + \dots + a_1s + a_0$, $B(s) = b_m s^m + \dots + b_1s + b_0$ – полиномы знаменателя и числителя передаточной функции объекта управления (далее рассматриваются объекты со строго правильными передаточными функциями ($n > m$)); $C(s) = c_1s^l + \dots + c_ls + c_0$, $R(s) = r_k s^k + \dots + r_1s + r_0$ – полиномы знаменателя и числителя передаточной функции регулятора; $D(s) = s^p + \dots + d_1s + d_0$ – характеристический полином замкнутой системы.

Здесь и далее полиномы $A(s)$, $D(s)$ нормированы в том смысле, что коэффициенты при старших степенях s равны единице. Полиномы $B(s)$, $R(s)$ и $C(s)$ – не нормированы.

Уравнения вида (1) в общем случае имеют бесконечное множество решений, практический интерес среди которых представляют, так называемые, минимальные решения, которые могут быть двух видов. Регуляторы, получаемые при соблюдении условий

$$\deg R(s) = \deg A(s) - 1; \deg C(s) = \deg R(s);$$

$$\deg D(s) = \deg A(s) + \deg C(s) = 2n - 1, \quad (2)$$

будем называть интегро-дифференциирующими (поскольку в этом случае передаточная функция регулятора является правильной). Выполнение условий

$$\deg R(s) = \deg A(s) - 1;$$

$$\deg C(s) = \begin{cases} \deg B(s) - 1 & \text{при } \deg B(s) > 0; \\ 0 & \text{при } \deg B(s) = 0; \end{cases}$$

$$\deg D(s) = \deg A(s) + \deg C(s) \quad (3)$$

обеспечивает минимальные степени полиномов $R(s)$ и $C(s)$. Такой регулятор называют дифференциющим, поскольку степень числителя его передаточной функции больше степени знаменателя.

При необходимости синтеза астатической си-

стемы полином $A(s)$ умножают на s^v (где v – требуемая степень астатизма по регулируемой координате).

Если представить желаемый характеристический полином в виде

$$D(s) = s^p + d'_{p-1} \Omega_0 s^{p-1} + \dots + d'_1 \Omega_0^{p-1} s + \Omega_0^p,$$

становится очевидным, что качество переходных процессов будет зависеть от среднегеометрического корня Ω_0 и коэффициентов d'_p , определяющих соответственно быстродействие замкнутой системы и вид ее переходной характеристики (вид полинома: Баттервортса, Ньютона, Бесселя и т.п.).

Передаточные функции для ошибок по управлению Δx и возмущению Δf системы, изображенной на рис.1, соответственно имеют вид

$$H_{\Delta x}(s) = \frac{\Delta x(s)}{x(s)} = \frac{1/R(s)}{1 + \frac{B(s)R(s)}{A(s)C(s)}}; \\ H_{\Delta f}(s) = \frac{\Delta f(s)}{f(s)} = \frac{B_2(s)/A_2(s)}{1 + \frac{B(s)R(s)}{A(s)C(s)}}, \quad (4)$$

где $A(s) = A_1(s)A_2(s)$; $B(s) = B_1(s)B_2(s)$.

Из (4) могут быть получены выражения для определения статических ошибок (при $s=0$, $x = \text{const}$, $f = \text{const}$) по управлению и возмущению:

$$\Delta x = \frac{x/r_0}{1 + \frac{b_0 r_0}{a_0 c_0}} = \frac{x/r_0}{1 + K_p}; \\ \Delta f = \frac{fb_0/a_{20}}{1 + \frac{b_0 r_0}{a_0 c_0}} = \frac{fb_0/a_{20}}{1 + K_p}, \quad (5)$$

где

$$K_p = \frac{b_0 r_0}{a_0 c_0} \quad (6)$$

– коэффициент петлевого усиления.

В первом выражении влияние r_0 в числите, как и статическая ошибка по управлению, всегда может быть скомпенсировано соответствующей коррекцией (масштабированием) задающего сигнала, поэтому в дальнейших рассуждениях вопросы снижения статической ошибки по управлению не затрагиваются.

Анализ выражений (5), (6) показывает, что статическая ошибка по возмущению определяется значением K_p и может быть скорректирована соответствующим выбором значений r_0 и c_0 .

В случае синтеза дифференцирующего регулятора минимальной сложности (условия (3) при

$\deg B(s) = 0$ и $C(s) = 1$) система уравнений, получаемая в ходе решения (1), будет иметь вид

$$\begin{cases} a_{n-1} + b_0 r_{n-1} = d_{n-1}; \\ \dots \\ a_1 + b_0 r_1 = d_1; \\ a_0 + b_0 r_0 = d_0. \end{cases} \quad (7)$$

Система (7) является определенной, а потому имеет единственное решение. Из анализа последнего уравнения следует, что увеличить r_0 , а следовательно, уменьшить статическую ошибку, можно лишь повысив быстродействие замкнутой системы, поскольку $d_0 = \Omega_0^p$.

Аналогичные определенные системы уравнений будут получаться и в общем случае, при $\deg B(s) \neq 0$ и выполнении (2), (3).

Следовательно, при синтезе регуляторов по условиям (2) или (3) нет возможности влиять на статическую ошибку иначе, как увеличением быстродействия замкнутой системы или введением астатизма.

Поставим задачу разработки методики синтеза модальных регуляторов входа-выхода, позволяющих независимо формировать статические и динамические показатели замкнутых систем.

Задачу синтеза систем модального управления с заданной статической ошибкой будем считать решенной, если удастся определить условия, при которых существует возможность задания требуемого соотношения r_0/c_0 независимо от быстродействия замкнутой системы.

Системы модального управления с заданной статической ошибкой

Поскольку результатом синтеза системы управления может быть получение как интегродифференцирующих, так и дифференцирующих регуляторов, определяемых соответственно выполнением условий (2) и (3), рассмотрим оба случая.

Случай 1. Рассмотрим процедуру синтеза интегродифференцирующих регуляторов (выполняются условия (2)).

Из (6) очевидно, что требуемый коэффициент усиления может быть получен заданием соответствующего соотношения r_0 и c_0 . Однако степени полиномов $C(s)$, $R(s)$ и $D(s)$ выбираются так, чтобы система линейных уравнений, получаемая в ходе решения (1), была определенной, а потому имела единственное решение.

Таким образом, необходимо изменить условия (2) так, чтобы система уравнений стала неопределенной совместной, т.е. количество переменных стало бы больше числа уравнений. Это-

го можно добиться соответствующим повышением степени полинома $R(s)$, т.е. введением дополнительной производной степени n .

Тогда для интегродифференцирующего регулятора будет справедливо:

$$\begin{aligned} \deg R(s) &= \deg C(s) = \deg A(s) = n; \\ \deg D(s) &= \deg A(s) + \deg C(s) = 2n. \end{aligned} \quad (8)$$

Количество неизвестных при решении (1), определяющееся числом коэффициентов полиномов $C(s)$ и $R(s)$, будет равно $2n + 2$, в то время как количество уравнений, определяемое суммой степеней $\deg A(s)$ и $\deg C(s)$, равно $2n + 1$.

Неопределенная совместная система уравнений, получаемая при решении (1), принимает вид:

$$\begin{cases} c_n = 1; \\ c_{n-1} + a_{n-1} + b_m r_n = d_{2n-1}; \\ \dots \\ a_1 c_0 + a_0 c_1 + b_1 r_0 + b_0 r_1 = d_1; \\ a_0 c_0 + b_0 r_0 = d_0. \end{cases} \quad (9)$$

Теперь свобода в назначении одного из коэффициентов r_0 или c_0 позволит задать требуемый коэффициент петлевого усиления K_p . Очевидно, что становится возможным обеспечить необходимую статическую ошибку независимо от быстродействия замкнутой системы.

Последовательность операций синтеза регулятора в этом случае будет выглядеть следующим образом. По заданным динамическим характеристикам замкнутой системы определяются Ω_0 , d_i' и формируется желаемый характеристический полином. На основании требуемой статической ошибки по выражению (5) рассчитывается соответствующий коэффициент усиления разомкнутой системы K_p (отношение свободных членов полиномов регулятора), после чего решается система (9), т.е. вычисляются коэффициенты полиномов передаточной функции регулятора.

Следует заметить, что повышение степени полинома $C(s)$ не даст желаемого результата, поскольку это вызовет соответствующее повышение степени полинома $D(s)$ и увеличение числа уравнений, которое останется равным числу переменных.

Случай 2. Расчет параметров неминимального дифференцирующего регулятора предлагается выполнять следующим образом.

При формировании уравнения синтеза вместо (3) необходимо принять

$$\begin{aligned} \deg R(s) &= \deg A(s); \quad \deg C(s) = \deg B(s); \\ \deg D(s) &= \deg A(s) + \deg C(s). \end{aligned} \quad (10)$$

Поскольку $l = m$, получаем систему уравнений

$$\begin{cases} c_m + b_m r_n = 1; \\ \dots \\ a_1 c_0 + a_0 c_1 + b_1 r_0 + b_0 r_1 = d_1; \\ a_0 c_0 + b_0 r_0 = d_0. \end{cases} \quad (11)$$

Полиномы $R(s)$ и $C(s)$ ненормированы, поэтому система (11) имеет $(n + m + 2)$ неизвестных при $(n + m + 1)$ уравнении, что позволит произвольно выбрать соотношение r_0/c_0 .

Таким образом, при синтезе неминимального дифференцирующего регулятора выполнение условий (10) дает возможность произвольного назначения соотношение r_0/c_0 . Последовательность операций при синтезе регулятора будет аналогичной случаю с интегро-дифференцирующим регулятором.

Рассмотренные выше случаи продемонстрировали, что использование неминимальных регуляторов позволяет получить новые свойства замкнутой системы автоматического управления – возможность задания требуемого коэффициента петлевого усиления для обеспечения необходимой статической ошибки без повышения быстродействия.

Обеспечение заданной степени астатизма

Традиционно обеспечение заданной степени астатизма при использовании минимальных полиномиальных модальных регуляторов осуществляется с помощью добавления соответствующего числа интеграторов к объекту. Это сопровождается ростом порядка замкнутой системы.

Рассмотрим подробнее варианты построения замкнутых систем с наиболее часто встречающимися степенями астатизма 1- и 2-го порядков традиционным способом (с минимальными регуляторами) и с неминимальными регуляторами.

Пусть имеем объект управления с $\deg A(s) = n$ и $\deg B(s) = m$ ($m < n$). Тогда для получения астатизма первого порядка с минимальным интегродифференцирующим регулятором необходимо обеспечить следующие соотношения степеней полиномов уравнения синтеза:

$$\begin{aligned} \deg A(s) &= n + 1; \quad \deg R(s) = \deg C(s) = n; \\ \deg D(s) &= \deg A(s) + \deg C(s) = 2n + 1. \end{aligned}$$

При использовании неминимального интегродифференцирующего регулятора (при выборе $c_0 = 0$) соотношения степеней будут следующими:

$$\begin{aligned} \deg A(s) &= n; \quad \deg R(s) = \deg C(s) = n; \\ \deg D(s) &= \deg A(s) + \deg C(s) = 2n. \end{aligned}$$

Таким образом, порядок передаточной функции замкнутой системы с астатизмом 1-го порядка при использовании неминимального регулятора оказывается на единицу меньше, чем при использовании минимального регулятора.

Обеспечение астатизма 2-го порядка (при выборе $c_0 = c_1 = 0$) потребует следующих степеней полиномов:

- минимальный регулятор: $\deg A(s) = n + 2$; $\deg R(s) = \deg C(s) = n + 1$; $\deg D(s) = \deg A(s) + \deg C(s) = 2n + 3$;

- неминимальный регулятор: $\deg A(s) = n$; $\deg R(s) = \deg C(s) = n + 1$; $\deg D(s) = \deg A(s) + \deg C(s) = 2n + 1$.

Очевидно, что в этом случае использование неминимального регулятора обеспечивает еще большее снижение порядка передаточной функции замкнутой системы по сравнению с минимальным регулятором.

Таким образом, использование неминимальных интегродифференцирующих регуляторов дает возможность уменьшить порядок замкнутой системы автоматического управления по сравнению с традиционным способом обеспечения астатизма.

Использование дифференцирующих неминимальных астатических регуляторов подобных преимуществ по сравнению с соответствующими минимальными не дает.

Пример. Для двухмассовой электромеханической системы, изображенной на рис.2, при следующих значениях параметров: $K_{\text{сп}} = 7$; $T_{\text{сп}} = 0,01$ с; $R_a = 3,15$ Ом; $T_a = 0,05$ с; $C = 0,16$ Вб; $J_1 = 0,015$ кг·м²; $C_{12} = 0,65$ Н·м/рад; $J_2 = 0,05$ кг·м² – синтезировать полиномиальный регулятор,

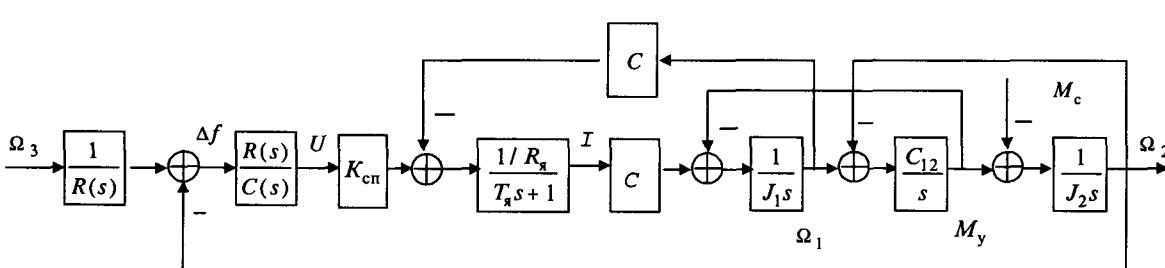


Рис.2.

обеспечивающий при апериодическом переходном процессе с временем установления $T = 1,5$ с (ограниченном возможностями силовой части) статическую ошибку по возмущению, соответствующему половине номинального момента ($M_c = 0,25$ Н·м), не более 1 c^{-1} .

Синтезируем минимальный интегродифференцирующий регулятор для системы, замкнутой обратной связью по измеримой скорости второй массы.

Передаточная функция объекта управления

$$H_0(s) = \frac{\Omega_2(s)}{\Omega_3(s)} = \frac{B(s)}{A(s)} = \frac{6165}{s^4 + 20s^3 + 67s^2 + 1126s + 139}.$$

Для получения минимального интегродифференцирующего регулятора зададим

$$\deg C(s) = \deg R(s) = \deg A(s) - 1 = 3;$$

$$\deg D(s) = \deg A(s) + \deg C(s) = 7.$$

Обеспечение заданных показателей переходного процесса предполагает $\Omega_0 = 10 \text{ c}^{-1}$ при распределении полюсов замкнутой системы по Ньютону.

При этих условиях передаточная функция регулятора

$$H_r(s) = \frac{R(s)}{C(s)} = \frac{4,4s^3 + 43,6s^2 - 689s + 1400}{s^3 + 50s^2 + 1033s + 9864},$$

обеспечивая $\Delta f \approx 4 \text{ c}^{-1}$ (кривая 1 на рис.3,а). При данном типе регулятора для обеспечения требуемых статических показателей необходимо принять $\Omega_0 = 17 \text{ c}^{-1}$, что соответствует повышению быстродействия в 1,7 раза (кривая 2 на рис.3,а). Такое быстродействие невозможно обеспечить при выбранной силовой части.

Астатический минимальный регулятор, синтезированный в соответствии с классическими принципами при $\Omega_0 = 12 \text{ c}^{-1}$, распределением полюсов по Ньютону и

$$\deg A(s) = 5; \deg C(s) = \deg A(s) = 4;$$

$$\deg D(s) = \deg A(s) + \deg C(s) = 9,$$

имеет передаточную функцию (с учетом введенного интегрирующего звена)

$$H_r(s) = \frac{R(s)}{C(s)} = \frac{880s^4 + 18201s^3 + 48957s^2 + 608122s + 836947}{s^4 + 88s^3 + 3357s^2 + 70990s + 868790} \frac{1}{s}$$

и обеспечивает замкнутой системе нулевую статическую ошибку (кривая 1 на рис.3,б).

Синтезируем неминимальный интегродифференцирующий регулятор, для чего примем

$$\deg C(s) = \deg R(s) = \deg A(s) = 4;$$

$$\deg D(s) = \deg A(s) + \deg C(s) = 8.$$

Передаточная функция объекта от возмущения к ошибке имеет вид

$$H_f(s) = \frac{\Delta f(s)}{M_c(s)} = \frac{20s^3 + 400s^2 + 1080s + 17333}{s^4 + 20s^3 + 67s^2 + 1126s + 139};$$

$$H_f(0) = \frac{17333}{139} = 124,7.$$

Рассчитаем необходимый коэффициент усиления замкнутого контура исходя из заданного значения ошибки по возмущению

$$\Delta f = 1 = \frac{0,5H_f(0)}{1 + H_0(0)\frac{r_0}{c_0}} = \frac{0,25 \cdot 124,7}{1 + 44,3\frac{r_0}{c_0}},$$

$$\text{откуда } r_0/c_0 = 0,68.$$

Обеспечение заданных показателей переходного процесса при увеличении порядка замкнутой системы потребует $\Omega_0 = 11 \text{ c}^{-1}$ при распределении полюсов по Ньютону.

По уравнению синтеза (1) получаем систему из 8 уравнений с 9 неизвестными вида (9), для разрешимости которой примем $r_0 = 0,68c_0$.

В этих условиях передаточная функция неминимального регулятора, обеспечивающего замкнутой системе заданную статическую точность, примет вид

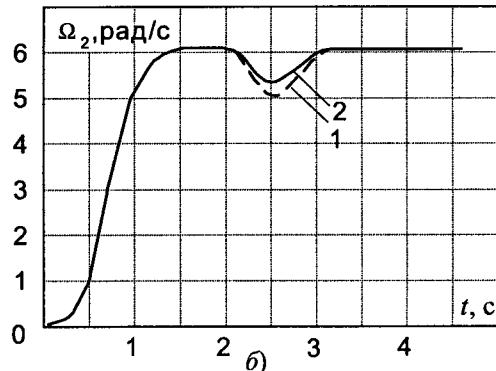
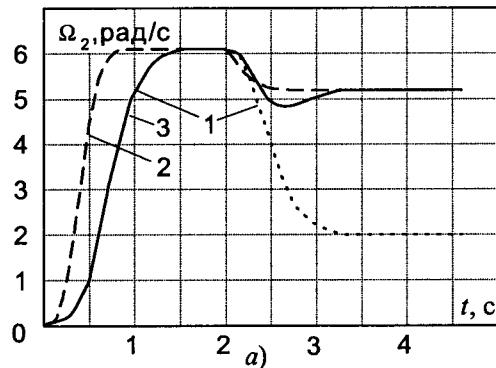


Рис.3.

$$H_r(s) = \frac{R(s)}{C(s)} = \frac{28,32s^4 + 620,6s^3 + 205ls^2 + 16606s + 33656}{s^4 + 68s^3 + 1961s^2 + 29634s + 43872}$$

Математическое моделирование замкнутой системы показывает, что данный регулятор обеспечивает заданное значение статической ошибки (кривая 3 на рис.3,а).

Неминимальный астатический регулятор, синтезированный в тех же условиях, имеет следующую передаточную функцию:

$$H_r(s) = \frac{R(s)}{C(s)} = \frac{36,35s^4 + 781s^3 + 2589s^2 + 24619s + 34770}{s^4 + 68s^3 + 1961s^2 + 29634s}$$

и позволяет получить нулевое значение статической ошибки по возмущению (кривая 2 на рис.3,б). Замкнутая система при этом имеет порядок, на единицу меньший, чем в случае минимального астатического регулятора.

Таким образом, использование неминимальных регуляторов в методе модального управления позволяет получить новые качества замкнутой системы – возможность независимого задания статических и динамических показателей замкнутой системы (аналогично методу ЛАЧХ), а также уменьшение порядка замкнутой системы (по сравнению с системами с минимальными регуляторами) при обеспечении требуемой степени астатизма.

Список литературы

1. Попов Е.П. Теория линейных систем автоматическо-

го регулирования и управления: Учеб. пособие для вузов. М.: Наука, 1989.

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

3. Волгин Л.Н. Оптимальное дискретное управление динамическими системами. М.: Наука, 1986.

4. Воронов А.А. Синтез минимальных модальных регуляторов, действующих от измеримых входа и выхода линейного объекта // АиТ. 1993. № 2. С. 34–51.

Тютиков Владимир Валентинович – доцент кафедры "Электроника и микропроцессорные системы" ИГЭУ, кандидат технических наук. Окончил электромеханический факультет ИГЭУ в 1989 г. Защитил диссертацию по теме "Разработка и исследование систем координирующего управления взаимосвязанными электроприводами" в 1996 г.

Тараракин Сергей Вячеславович – проректор по учебной работе, заведующий кафедрой "Электроника и микропроцессорные системы" ИГЭУ, доктор технических наук, профессор. Окончил электромеханический факультет ИГЭУ в 1978 г. Защитил докторскую диссертацию по теме "Принципы управляемой синхронизации машин в технологических агрегатах для производства ленточных и волоконных материалов" в 1992 г.

Красильникянц Евгений Васильевич – старший научный сотрудник кафедры "Электроника и микропроцессорные системы" ИГЭУ, кандидат технических наук. Окончил электромеханический факультет ИГЭУ в 1980 г. Защитил диссертацию по теме "Системы взаимосвязанного электропривода агрегатов и линий для производства нетканых материалов" в 1989 г.

Салахутдинов Наиль Васимович – инженер кафедры "Электроника и микропроцессорные системы" ИГЭУ. Окончил электромеханический факультет ИГЭУ в 1990 г.

Динамика трехкомпонентного привода солнечных батарей с упругими элементами

ГЕЧА В.Я., АРОНЗОН А.Н., КАНУННИКОВА Е.А.

Рассматривается конечноэлементная модель электропривода солнечных батарей в составе Международной космической станции. Решается задача определения усилий и моментов на валах привода. Предложен метод преобразования кинематической схемы привода в конечноэлементную модель. Представлены основные результаты экспериментальных исследований и верификационных расчетов.

Finite element model of solar batteries drive of International Space Station is considered. The problem of the definition of the force and moment on the shafts are decided. The transformation method of a kinematics configuration of a drive unit in finite element model is offered. The basic results of experimental examination and verification calculations are submitted.

личных этапах функционирования. При этом необходимо рассматривать электропривод не как отдельное электротехническое устройство, а как часть сложной электромеханической систем-

мы. Для решения этой задачи в настоящее время широко применяется метод конечных элементов (МКЭ) [1], используемый в многочисленных отечественных и зарубежных программных комплексах. Конечноэлементные модели, реализованные на базе современной вычислительной техники, позволяют проводить комплексный анализ механических систем любой сложности. Модель содержит жесткостные и инерционные характеристики всех элементов системы, включая приведенную жесткость самого привода. Однако такая схематизация привода в виде упругого звена не всегда является достаточной. Например, в приводах, где возможно вращение ротора двигателя под действием внешнего момента, при определении динамического момента следует учитывать и механизм вращения привода.

В данной работе предложен метод построения динамической модели электропривода, позволяющий при определении нагрузок учесть как упругие деформации несущей конструкции, так и большие кинематические перемещения (вращения) элементов привода с учетом передаточного отношения редуктора. Идея состоит в создании конечноэлементного аналога редуктора путем наложения кинематических связей на пары узлов по принципу рычага, при этом угловые перемещения связанных узлов будут пропорциональны длинам соответствующих рычагов. Затем "рычажно-стержневая" модель редуктора встраивается в конечноэлементную модель несущей конструкции, и полученная таким образом объединенная модель используется для определения нагрузок на элементы привода.

Разработанный метод был применен при определении динамических нагрузок на трехкомпонентный привод солнечных батарей (СБ) для Российского сегмента (РС) Международной космической станции (МКС) "Альфа", разработанный НПП ВНИИЭМ.

На стадии орбитального полета МКС подвергается воздействию целого ряда механических нагрузок, обусловленных жизнедеятельностью экипажа, монтажом самой станции, стыковками транспортных и грузовых космических аппаратов, работой системы управления МКС, воздействием струй двигателей стыкуемых аппаратов. Эти воздействия приводят к возникновению на валах приводов усилий и моментов, которые могут представлять опасность для работоспособности привода и целостности конструкции.

Основным источником электрической энергии РС МКС являются солнечные батареи, выполненные в виде двух одинаковых крыльев.

Для обеспечения наведения солнечных батарей на Солнце НПП ВНИИЭМ разработана система ориентации солнечных батарей (СОСБ). В её состав входят три одинаковых редукторных привода, скомпонованные в единую конструкцию. Два привода предназначены для осуществления вращения солнечных батарей относительно их продольной оси (боковые приводы), а третий – для вращения рамы СОСБ относительно МКС (корневой привод). Помимо блока приводов рама СОСБ несет на себе кабельный барабан, защитные противосолнечные экраны, блоки электроники, а также блок антенн с собственным приводом.

В соответствии с выбранной для МКС "Альфа" орбитой блок приводов обеспечивает вращение СБ в режиме слежения за Солнцем с частотой 0,01–0,03 об/мин по каждой из осей приводов, при этом частота вращения приводного двигателя составляет 100–300 об/мин [2]. На каждый из приводов действует динамический момент, обусловленный вращением СБ, момент инерции которых, относительно оси бокового привода составляет $31000 \text{ кг}\cdot\text{м}^2$, а относительно оси корневого привода – $400000 \text{ кг}\cdot\text{м}^2$.

Кинематическая схема привода на базе асинхронного двигателя показана на рис.1,а.

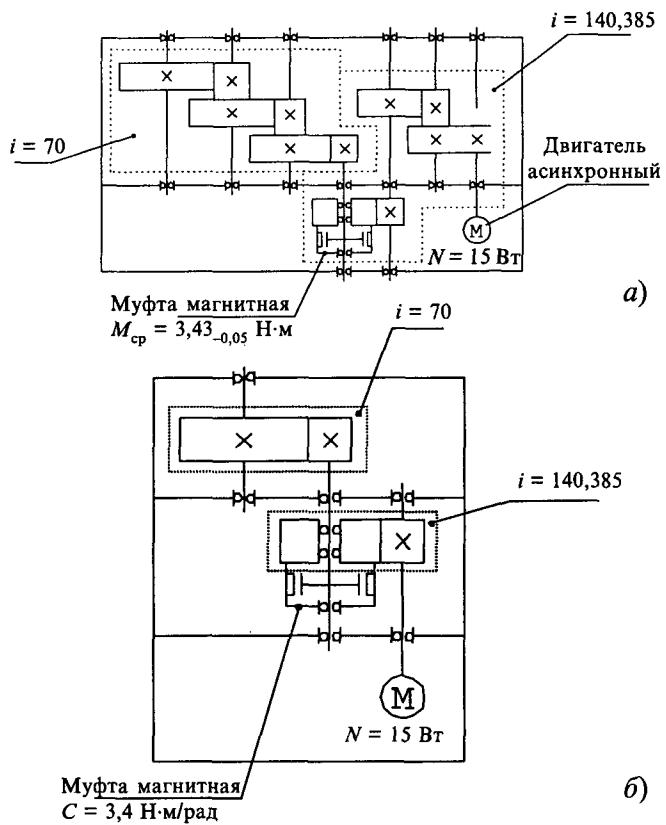


Рис.1. Кинематическая схема привода:
а – исходная; б – приведенная

До этапа моделирования проводится упрощение имеющейся кинематической схемы с использованием известных в теории электропривода приемов приведения расчетных схем механической части привода [3]. Хотя данная процедура не обязательна, но она является целесообразной, так как очевидно, что для определения нагрузок на валах приводов не требуется подробное рассмотрение внутренних процессов в редукторе. Достаточно, чтобы выполнялось условие равенства кинетической и потенциальной энергий исходной и приведенной схем. С другой стороны, упрощение кинематической схемы редуктора сокращает время создания и отладки модели.

Входящая в состав привода предохранительная магнитная муфта (рис.1,а) имеет нелинейную зависимость момента от угла скручивания. Срабатывание муфты происходит при крутящем моменте $M_{\text{ср}} = 3,43 \text{ Н}\cdot\text{м}$, который соответствует углу срыва $\psi_0 = 0,785 \text{ рад}$. В линейной конечноэлементной модели привода муфта представлена жесткостью на линейном участке характеристики $C = 3,4 \text{ Н}\cdot\text{м}/\text{рад}$, что ограничивает применение модели режимами, в которых угол скручивания муфты не превышает $0,785 \text{ рад}$. Остальные элементы кинематической схемы могут быть приведены к жестким звеньям. Приведенная расчетная схема привода, показанная на рис.1,б, адекватно описывает кинематические соотношения (передаточные числа) в редукторах, моменты инерции вращающихся тел и свойства упругого звена (магнитной муфты). Кроме того, остались неизменными закон движения выходного вала; крутящий момент, передаваемый на корпус; частота колебаний системы, связанная с жесткостью муфты.

Для комплексного анализа динамических нагрузок была разработана подробная параметризованная линейно-упругая пространственная модель [4] на базе программы СтаДио [5], использующей суперэлементный подход в МКЭ, который позволяет легко варьировать состав модели. Модель включает в себя конечноэлементную модель блока приводов СБ, показанную на рис.2, а также сами солнечные батареи и МКС, заданные в виде редуцированных матриц жесткости

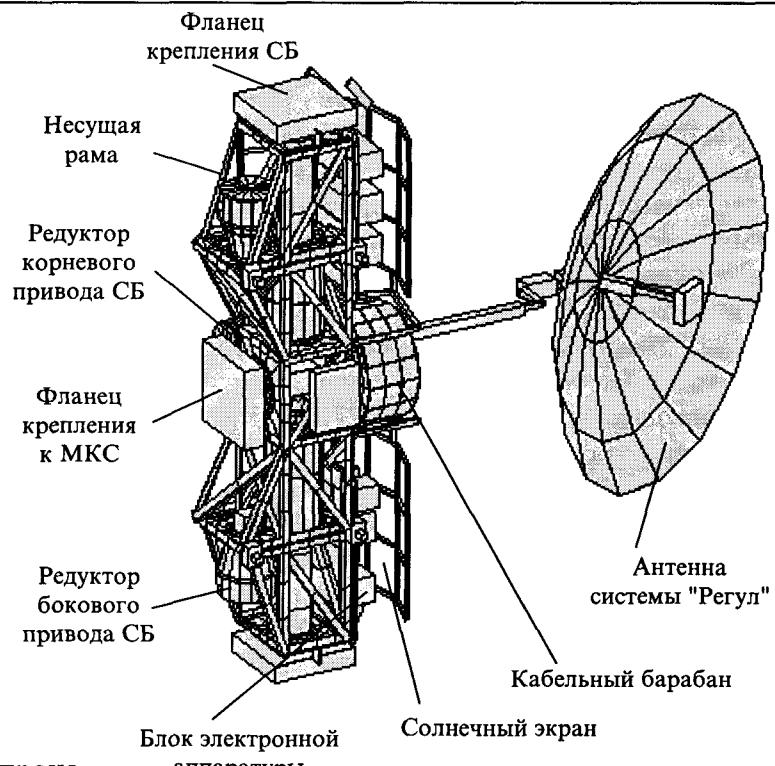


Рис.2. Конечноэлементная модель блока приводов

и масс. Также в состав модели может быть включена антенна (рис.3), влияние которой учитывается при анализе некоторых режимов функционирования.

Всего имеется 12 конечноэлементных и 3 "матричных" (редуцированные матрицы жесткости и масс МКС и СБ) подсистем-суперэлементов, соединенных в единую суперэлементную модель. Общее число динамических степеней свободы системы более 6000.

Для уточнения параметров модели привода (момента инерции ротора двигателя, характера и значения потерь) использовались результаты экспериментальных исследований. Полномасштабные экспериментальные исследования не

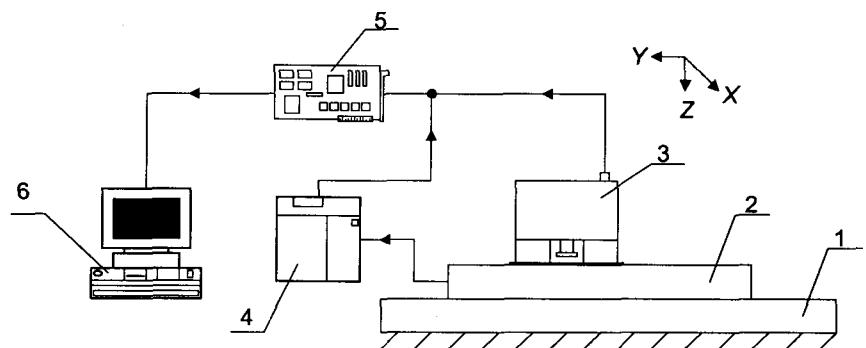


Рис.3. Схема измерительной установки

проводились в связи с техническими трудностями обезвешивания (масса СБ порядка 2,5 т), однако для ненагруженного привода были проведены измерения на установке, схема которой показана на рис.3.

На изолированной от пола измерительной лаборатории фундаментной плате 1 закреплена шестикомпонентная силоизмерительная платформа 2 типа 9281В (разработки швейцарской фирмы "Kistler"), к которой жестко присоединен привод 3. Он установлен так, что ось вращения параллельна оси Z платформы. При проведении эксперимента с помощью персонального компьютера и встроенной в него многоканальной платы АЦП 5 с пьезоэлектрических датчиков платформы через блок усилителей заряда 4 записывается сигнал изменения значения крутящего момента относительно оси вращения привода. Так как редуктор привода не нагружен, то крутящий момент, передаваемый на корпус привода, равен статорному моменту двигателя. Для контроля частоты вращения ротора использовался сигнал, выдаваемый установленным на валу ротора двигателя тахогенератором, который также записывался с помощью платы АЦП.

Экспериментальные исследования проводились для двух режимов: разгона двигателя и выбега ротора.

Разгон двигателя. Двигатель совершает работу, затрачиваемую на увеличение кинетической энергии привода (в нашем случае ротора, так как другие моменты инерции меньше на несколько порядков); на корпус передается крутящий момент, равный электромагнитному моменту на роторе за вычетом потерь.

Свободный "выбег" двигателя. В этом режиме динамический момент

$I \frac{d\omega}{dt}$ является движущим, а освобож-

дающаяся при торможении кинетическая энергия расходуется на преодоление момента сопротивления, который и фиксируется на корпусе.

Измеренные моменты для указанных переходных режимов показаны на рис.4.

Представленные на рис.4 графики содержат измерительные помехи, однако позволяют выделить значимые составляющие. На рис.5 построены сглаженные графики моментов и графики частоты вращения ротора дви-

гателя, восстановленные по сигналу тахогенератора.

Анализ этих графиков позволил сделать следующие выводы.

1. В моменте сопротивления (потерь) можно выделить постоянную составляющую порядка 20 Г·см – потери типа сухого трения, и составляющую типа вязкого трения, зависящую от скорости (вентиляторные потери и электрические потери, например, в тахогенераторе).

2. Приведенный момент инерции привода (в основном момент инерции ротора), определенный на линейных участках графика скорости составляет $1,4 \cdot 10^{-4}$ кг·м².

Полученные результаты использованы для уточнения моментов инерции и параметров демпфирования, задаваемых в модели блока приводов.

Для подтверждения точности и достоверности составленной модели был выполнен ряд тестовых расчетов. Проблема оценки точности получаемых решений при реализации модели упругого деформирования конструкции привода с учетом больших вращений усложняется отсутствием задач, имеющих аналитическое решение. В качестве тестовой рассматривалась упрощенная аналитическая модель блока приводов.

Аналитическая модель каждого из приводов (боковых и корневого) представляет собой систему уравнений, описывающую вращательное движение элементов блока приводов СБ в составе МКС при приложении к ним крутящего мо-

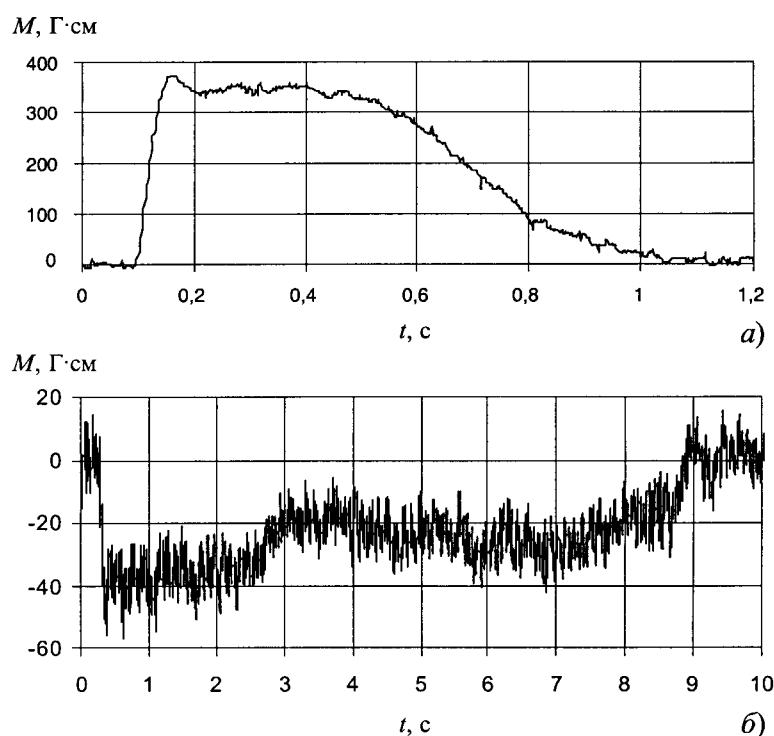


Рис.4. Измеренный момент при разгоне (а) и выбеге (б) двигателя

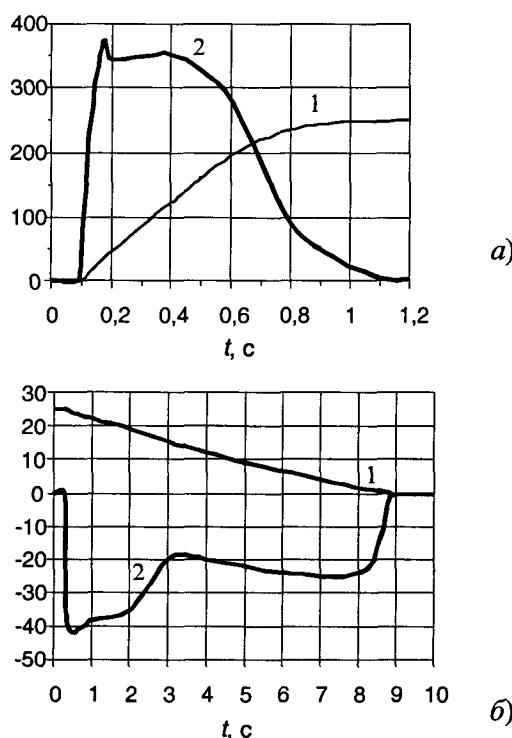


Рис.5. Зависимости $M(t)$ и $\omega(t)$ при разгоне (а) и выбеге (б) двигателя:

а – 1 – $n \cdot 10$, об/с, 2 – M , Г·см; б – 1 – n , об/с, 2 – M , Г·см

мента. При этом роторы двигателей, СБ и МКС рассматривались как сосредоточенные моменты инерции. Передаточное отношение зубчатых редукторов учтено при вычислении приведенных к их выходным валам момента инерции ротора приводного двигателя и жесткости магнитной муфты.

При рассматриваемом воздействии (к элементам привода приложены только крутящие моменты) упругие деформации несущих элементов конструкции пренебрежимо малы по сравнению с углами скручивания магнитной муфты, что позволяет сравнивать значения угловых скоростей, полученные методом конечных элементов и аналитическими методами теоретической механики.

Анализ результатов, полученных для угловых скоростей элементов приводов при приложении к ним крутящего момента, показал, что конечноэлементное и аналитическое решения практически совпадают. На рис.6 показаны графики изменения угловой скорости ротора двигателя и одной из СБ при приложении к последней прямоугольного импульса крутящего момента $M_k = 0,1$ кН·м длительностью 3 с.

Выводы

- Предложенный метод построения динами-

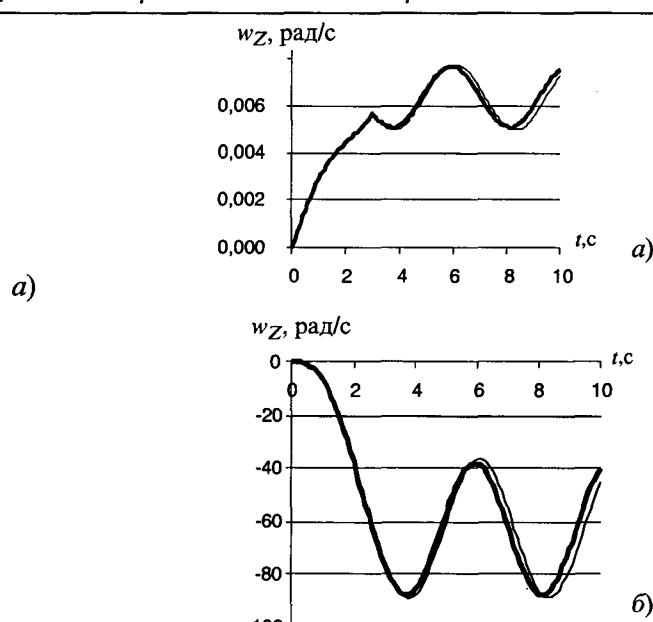


Рис.6. Частота вращения СБ (а) и ротора двигателя (б):
— КЭ решение; — аналитическое решение

ческой модели электропривода позволяет рассматривать упругие деформации несущей конструкции и большие кинематические перемещения (вращения) элементов привода в рамках единой конечноэлементной модели.

2. Хорошее соответствие результатов расчетов по аналитической и конечноэлементной модели на тестовые воздействия подтверждает достоверность рассмотренной модели электропривода.

3. Разработанная модель привода СБ применима для случая приложения нагрузки непосредственно к ротору привода, что особенно важно при рассмотрении систем совместно с элементами управления.

4. Предложенный в статье подход к анализу упругих систем, включающих редукторы и другие механизмы, может быть использован для других задач, возникающих при проектировании сложных механических систем.

Список литературы

- Бате К., Вилсон Е. Численные методы анализа и метод конечных элементов. М.: Стройиздат, 1982.
- Беленький А.Д., Васильев В.Н. Управление приводами системы ориентации солнечных батарей научно-энергетической платформы международной космической станции//Электротехника. 1999. №6.
- Ключев В.И. Теория электропривода. М.: Энергоатомиздат, 1985.
- Аронзон А.Н., Белостоцкий А.М., Геча В.Я. и др. Математическое моделирование динамики международной космической станции "Альфа" с учетом упруго-инерционных характеристик несущей конструкции, солнечных батарей и больших перемещений механизмов//Сб. докладов конференции ВЕМ&FEM-2000.

5. Белостоцкий А.М. Программный комплекс СтаДио для линейных и нелинейных статических и динамических расчетов пространственных комбинированных систем// Сб. научных трудов МГСУ и НИЦ СтаДио "Численные и аналитические методы решения прикладных задач". 1998. С. 4–15.

Геча Владимир Яковлевич – начальник отдела НПП ВНИИЭМ. Окончил энергомашиностроительный фа-

культет МЭИ в 1976 г. В 1981 г. защитил кандидатскую диссертацию, в 1997 г. – докторскую диссертацию.

Аронзон Александр Наташаельевич – научный сотрудник НПП ВНИИЭМ. Окончил факультет "Интех" МГТУ "Станкин" в 1998 г.

Канунникова Елена Александровна – научный сотрудник НПП ВНИИЭМ. Окончила энергомашиностроительный факультет МЭИ в 1989 г.

Синтез статических регуляторов положения для двухмассового электропривода ТРН-АД с нелинейной нагрузкой

АКИМОВ Л.В., ДОЛБНЯ В.Т., ПИРОЖОК А.В.

Рассмотрен позиционный электропривод переменного тока с неустойчивой двухмассовой механической частью при принятом значении жесткости падающего участка нелинейной механической характеристики нагрузки. Получены аналитические зависимости для ошибок по возмущающему воздействию. Рассмотрен пример расчета регуляторов. Дан анализ переходных процессов.

Можно указать не один десяток примеров исследования системы регулирования положения двухмассовым электроприводом (ЭП) постоянного и переменного тока. Однако все они, как правило, ограничиваются условием исходной устойчивости двухмассового электромеханического объекта (ДЭМО), являющегося основой силовой части системы. Среди публикаций отсутствуют работы, посвященные синтезу регулятора положения (РП), когда при широком диапазоне варьирования коэффициента жесткости упругой связи ($2,9 \leq C_{12}(\cdot) \leq 72,6 \text{ Н}\cdot\text{м}/\text{рад}$) и момента инерции второй массы ($0,0021 \leq J_2(\cdot) \leq 0,021 \text{ кг}\cdot\text{м}^2$) в силу нелинейной механической характеристики нагрузки ЭП обладает статической и динамической неустойчивостью. Она обусловлена тем, что жесткость механической характеристики двигателя β в точке установившегося режима либо положительна, либо меньше, чем жесткость механической характеристики нагрузки $\beta_c < 0$. Это имеет место в позиционном ЭП спирально-винтового транспортера (СВТ), работающего в качестве дозатора сыпучих материалов совместно с бункером массоизмерителя [1].

При определенной частоте вращения спирали наблюдается ее проскальзывание относитель-

A positional AC electric drive with an unstable double-mass mechanical part is analyzed for a given slope of the dropping section of non-linear speed-load characteristic. Analytical expressions for disturbance action error have been obtained. Calculations of the regulators are illustrated with an example, analysis of transients given.

но частиц перемещаемых ингредиентов, что приводит к провалам момента [2]. Это отчетливо видно на рис.1,*a*, где показаны различные участки характеристики нагрузки после ее линеаризации.

Усложнению решения задачи синтеза РП способствует также использование ЭП тиристорный регулятор напряжения (ТРН)-АД. Сам АД имеет нелинейную механическую характеристику. При этом в выбранной рабочей точке (ω_a, M_c'), отвечающей режиму точного дозирования СВТ, жесткость механической характеристики двигателя может принимать как положительное (двигатель типа МТКН), так и отрицательное (двигатель типа 4А) значение (рис.1,*b,в*). На рис.1,*b,в* также показаны характеристики замкнутого контура скорости с различной жесткостью β_3 .

Целью статьи является использование полиномиального метода для синтеза передаточных функций регулятора полного и пониженного порядков системы регулирования положения исходно неустойчивым двухмассовым электроприводом ТРН-АД, внутренний контур управления скоростью которого представлен аппроксимированной с помощью цепных дробей передаточной функцией пониженного порядка. Кроме того, представляется целесообразным дать

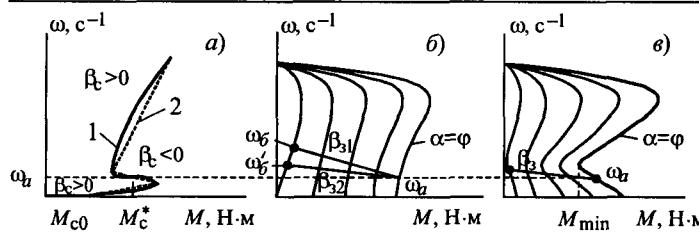


Рис.1. Механические характеристики нелинейной реактивной нагрузки СВТ (а) и асинхронного ЭП с различными типами двигателей (б, в):

а – реальная (1), линеаризованная (2); б – МТКН; в – 4А

сравнительную оценку динамических характеристик данной системы и системы, у которой контур положения синтезирован по принципам подчиненного регулирования [3].

На рис.2 в общепринятых обозначениях [4] приведена структурная схема системы регулирования положения, отвечающая в рассматриваемом частном случае технологическому процессу дозирования сыпучих материалов СВТ, а поэтому регулятор положения (массы) обозначен как РП (PG). Кроме того, введен коэффициент K_G , связывающий угол поворота вала двигателя с выходной координатой – массой G отгруженного материала, а также коэффициент обратной связи по положению (массе) – $K_{\text{дп}} = K_{\text{дГ}}$. В схеме установлены блоки ограничения скорости БОС и момента БОМ.

Будем считать, что в процессе синтеза регуляторов скорости РС и положения РП возможно пренебречь инерционностью ТРН ($T_{\mu} p + 1$)⁻¹. Тогда для передаточной функции объекта в контуре скорости при условии $\beta_c < 0$, $\beta < 0$ будем иметь

$$W_{\text{об}\omega}(p) = \frac{U_{\text{o.c.c}}(p)}{U_{\text{PC}}(p)} = \frac{K_0 \left(\frac{J_2}{C_{12}} p^2 - \frac{|\beta_c|}{C_{12}} p + 1 \right)}{\frac{J_1 J_2}{C_{12} |\beta|} p^3 + \frac{1}{C_{12}} \left(J_2 - J_1 \frac{|\beta_c|}{|\beta|} \right) p^2 + \left(\frac{J_1 + J_2}{|\beta|} - \frac{|\beta_c|}{C_{12}} \right) p + \left(1 - \frac{|\beta_c|}{|\beta|} \right)}, \quad (1)$$

где коэффициент усиления объекта

$$K_0 = K_{mn} K_m K_{DC} / |\beta|. \quad (2)$$

Передаточная функция (1) при $|\beta_c| > |\beta|$ относится к группе неминимально-фазовых звеньев и к тому же имеет порядок $n = 3$.

В целях упрощения синтеза регуляторов осуществлена аппроксимация $W_{\text{об}\omega}(p)$ с помощью цепных дробей [5] передаточной функцией второго порядка, также имеющей свои нули и полюсы и сохраняющей динамические свойства (1). После аппроксимации получено

$$W_{\text{об}\omega}^*(p) = \frac{K_0 (\tilde{L} p + |\beta_c| \tilde{A} \tilde{B})}{\frac{\tilde{A} \tilde{C}}{C_{12} |\beta|} p^2 + \left(\frac{|\beta_c| \tilde{A}^2 \tilde{B}}{C_{12} |\beta|} + \tilde{L} \left(1 - \frac{|\beta_c|}{|\beta|} \right) \right) p + + |\beta_c| \left(1 - \frac{|\beta_c|}{|\beta|} \right) \tilde{A} \tilde{B}}, \quad (3)$$

где $\tilde{A} = C_{12} (J_1 + J_2) - \beta_c^2 > 0$; $\tilde{B} = 2C_{12} J_2 - \beta_c^2 > 0$;

$\tilde{C} = C_{12}^2 J_2^2 (J_1 + J_2) + \beta_c^4 J_1 - 3\beta_c^2 C_{12} J_1 J_2 > 0$;

$$\tilde{L} = \tilde{C} - \frac{\beta_c^2 \tilde{B}^2}{C_{12}} > 0.$$

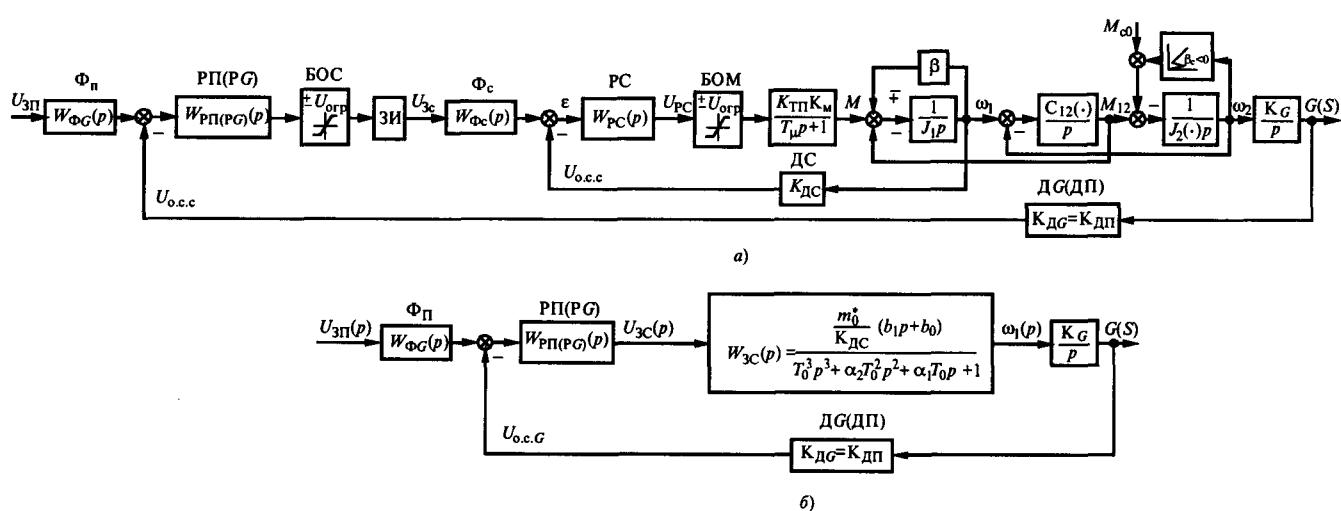


Рис.2. Структурная схема системы регулирования положения электропривода ТРН-АД (а) и ее преобразованный (б) внешний контур

Можно видеть, что при $|\beta_c| > |\beta|$ передаточная функция $W_{\text{обо}}^*(p)$ сохраняет отрицательный знак последнего слагаемого характеристического уравнения, как и передаточная функция (1). Другими словами, выполненная при помощи цепных дробей аппроксимация не нарушила основного признака передаточной функции $W_{\text{обо}}(p)$.

Для упрощения последующих записей представим передаточную функцию (3) в виде

$$W_{\text{обо}}^*(p) = \frac{K_0(b_1 p + b_0)}{a_2 p^2 + a_1 p + a_0}, \quad (4)$$

где коэффициенты полиномов числителя и знаменателя имеют значения:

$$\begin{aligned} b_1 &= \tilde{L}; \quad b_0 = |\beta_c| \tilde{A} \tilde{B}; \quad a_2 = \frac{\tilde{A} \tilde{C}}{C_{12} |\beta|}; \quad a_1 = \frac{|\beta_c| \tilde{A}^2 \tilde{B}}{C_{12} |\beta|} + \\ &+ \tilde{L} \left(1 - \frac{|\beta_c|}{|\beta|} \right); \quad a_0 = |\beta_c| \left(1 - \frac{|\beta_c|}{|\beta|} \right) \tilde{A} \tilde{B} < 0. \end{aligned}$$

Допустим, что полиномиальным методом для неустойчивого объекта (4) синтезирована передаточная функция статического РС

$$W_{\text{PC}}(p) = \frac{K_{\text{PC}}^*(T_1^* p + 1)}{T_2^* p + 1}, \quad (5)$$

где

$$K_{\text{PC}}^* = \frac{m_0^*}{n_0 K_0}; \quad T_1^* = \frac{m_1^*}{m_0^*}; \quad T_2^* = \frac{n_1^*}{n_0^*} \quad (6)$$

– коэффициент усиления и постоянные времени форсирующей и инерционной частей регулятора; m_1^* , m_0^* , n_1^* , n_0^* – коэффициенты, значения которых получены в результате синтеза РС, они отвечают значению среднегеометрического корня замкнутого контура скорости ω_0 .

Для синтеза РП прежде всего найдена передаточная функция замкнутого контура скорости с учетом фильтра Φ_c на его входе

$$W_{\text{3C}}^*(p) = \frac{\frac{m_0^* b_0}{K_{\text{DC}}} (Bp + 1)}{T_0^3 p^3 + \alpha_2 T_0^2 p^2 + \alpha_1 T_0 p + 1}, \quad (7)$$

где $B = b_1/b_0$ – постоянная времени форсирующей части.

В характеристическом уравнении (7) коэффициенты Вышнеградского приняты соответственно равными $\alpha_1=2$ и $\alpha_2=2,2$, а эквивалентная постоянная времени T_0 отвечает соотношению $T_0=1/\omega_0$. На рис.2,б показан преобразованный контур положения.

Найдем передаточную функцию объекта в контуре положения, предварительно отбросив в силу малости слагаемые $G(p)$ при p^3 и p^2 , как это делается при синтезе систем подчиненного регулирования [3],

$$W_{\text{обо}}(p) = \frac{U_{\text{ocG}}(p)}{U_{\text{3C}}(p)} = \frac{\frac{m_0^* b_0}{K_{\text{DC}}} K_G K_{\text{дп}} (Bp + 1)}{p(\alpha_1 T_0 p + 1)}. \quad (8)$$

Перейдем непосредственно к синтезу РП, который осуществим полиномиальным методом [6]. Для этого представим передаточную функцию $W_{\text{обо}}(p)$ в виде

$$W_{\text{обо}}(p) = \frac{P(p)}{Q(p)} = \frac{K_{0G} P_{k+}(p) P_{n+}(p) P_{-}(p)}{Q_{k+}(p) Q_{n+}(p) Q_{-}(p) p^s}, \quad (9)$$

где $P_{k+}(p)$, $Q_{k+}(p)$ – 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 $p=0$;

$$K_{0G} = \frac{m_0^* K_G K_{\text{дп}} b_0}{K_{\text{DC}}} \quad (10)$$

– коэффициент усиления объекта в контуре положения.

Из сравнения (8) и (9) следует, что

$$\begin{aligned} P_{k+}(p) &= 1; \quad P_{n+}(p) = b_1 p + b_0; \quad P_{-}(p) = 1; \\ Q_{k+}(p) &= 1; \quad Q_{n+}(p) = \alpha_1 T_0 p + 1; \quad Q_{-}(p) = 1; \quad s=1. \end{aligned} \quad (11)$$

Определим обозначаемые в виде $| \cdot |$ степени полиномов, входящих в (9), на основании передаточной функции объекта (8) и ее принятых составляющих (11). Получим:

$$\begin{aligned} |P_{k+}| &= 0; \quad |P_{n+}| = 1; \quad |P_{-}| = 0; \quad |Q| = 2; \quad |Q_{k+}| = 0; \\ |Q_{n+}| &= 1; \quad |Q_{-}| = 0; \quad s = 1. \end{aligned}$$

При синтезе статического РП примем, что астатизм замкнутой системы регулирования положения $v = s = 1$. Тогда на основании метода полиномиальных уравнений, при отсутствии компенсируемых регулятором полиномов $P_{k+}(p)$ и $Q_{k+}(p)$, его передаточную функцию следует представить в виде

$$W_{\text{РП}}(p) = \frac{M(p)}{K_{0G} N(p)}, \quad (12)$$

где $M(p)$, $N(p)$ – неизвестные полиномы, их пол-

ные степени, а также степень характеристического уравнения $G_{\text{пп}}(p)$ замкнутой системы положения находятся из следующих соотношений:

$$\begin{aligned} |M| &= |Q_-| + |Q_{n+}| + v - 1 = 0 + 1 + 1 - 1 = 1; \\ |N| &= |Q| - |P_{k+}| - 1 = 2 - 0 - 1 = 1; \quad |G_{\text{пп}}| = |M| + |N| + 1 = 3. \end{aligned} \quad (13)$$

Найдем передаточную функцию РП полного порядка, которую обозначим $W_{\text{РП1}}(p)$. Для этого необходимо из полиномиального уравнения синтеза

$M(p)P_-(p)P_{n+}(p) + N(p)Q_-(p)Q_{n+}(p)p^v = G_{\text{пп}}(p)$ (14)
найти коэффициенты неизвестных полиномов $M(p)$ и $N(p)$ при задании характеристического полинома $G_{\text{пп}}(p)$. Он определяет желаемый характер переходного процесса в системе регулирования положения.

При известных степенях $|M|$, $|N|$ и $|G_{\text{пп}}|$ уравнение (14) в развернутом виде представляется как

$$\begin{aligned} (\tilde{m}_1 p + \tilde{m}_0)(b_1 p + b_0) + (\tilde{n}_1 p + \tilde{n}_0)(\alpha_1 T_0 p + 1) p = \\ = \tilde{T}_0^3 p^3 + \tilde{\alpha}_2 \tilde{T}_2^2 p^2 + \tilde{\alpha}_1 \tilde{T}_0 p + 1; \quad \tilde{T}_0 = \frac{1}{\tilde{\omega}_0}, \end{aligned} \quad (15)$$

где коэффициенты Вышнеградского $\tilde{\alpha}_1 = \tilde{\alpha}_2 = 3$ отвечают биномиальному распределению корней, выбор значения данных коэффициентов обусловлен недопустимостью перерегулирования в системе положения.

Представим левую часть уравнения (15) в виде слагаемых по мере убывания степени p . Тогда из сравнения сомножителей при одинаковых степенях p левой и правой частей уравнения (15) легко находятся неизвестные коэффициенты полиномов $M(p)$ и $N(p)$:

$$\begin{cases} \tilde{n}_1 = \frac{\omega_0}{\tilde{\omega}_0^3 \alpha_1}, c^2; \quad \tilde{n}_0 = \frac{1}{\alpha_1 b_0 T_0 - b_1} \times \\ \times \left(\frac{\tilde{\alpha}_2 b_0}{\tilde{\omega}_0^2} - \frac{\tilde{\alpha}_1 b_1}{\tilde{\omega}_0} + \frac{b_1^2}{b_0} - b_0 \tilde{n}_1 \right), c; \\ \tilde{m}_1 = \frac{1}{b_0} \left(\frac{\tilde{\alpha}_1}{\tilde{\omega}_0} - \frac{b_1}{b_0} - \tilde{n}_0 \right), c; \quad \tilde{m}_0 = \frac{1}{b_0}. \end{cases} \quad (16)$$

Следует отметить, что при использовании РП полного порядка, когда не понижаются степени полиномов $M(p)$, $N(p)$ и $G_{\text{пп}}(p)$, имеется свобода в выборе значения среднегеометрического корня $\tilde{\omega}_0$. При этом передаточная функция регулятора

$$W_{\text{РП1}}(p) = \frac{K_{\text{РП1}}(\tilde{T}_1 p + 1)}{\tilde{T}_2 p + 1}, \quad (17)$$

где коэффициент усиления и постоянные времени форсирующей и инерционной частей имеют значения:

$$K_{\text{РП1}} = \frac{\tilde{m}_0}{\tilde{n}_0 K_{0G}} = \frac{\tilde{m}_0 K_{\text{ДС}}}{\tilde{n}_0 m_0^* K_G K_{\text{ДП}}}; \quad \tilde{T}_1 = \frac{\tilde{m}_1}{\tilde{m}_0}, \text{ с; } \quad \tilde{T}_2 = \frac{\tilde{n}_1}{\tilde{n}_0}, \text{ с.} \quad (18)$$

Таким образом, для создания однократно интегрирующей системы регулирования положения исходно неустойчивым ДЭМО в качестве РП полного порядка следует использовать ПИП-регулятор. Для ликвидации перерегулирования на входе системы должен быть установлен фильтр $\Phi_{\text{пп}}$ с передаточной функцией

$$W_{\Phi_{\text{пп}}} (p) = \frac{1}{\tilde{T}_1 p + 1}. \quad (19)$$

Метод полиномиальных уравнений допускает упрощение структуры регулятора за счет понижения его порядка на единицу [6]. Для этого должны быть понижены на единицу степени полиномов $M(p)$, $N(p)$ и $G_{\text{пп}}(p)$ при сохранении астатизма $v=s=1$. В этом случае обозначим их как $\hat{M}(p)$, $\hat{N}(p)$, $\hat{G}_{\text{пп}}(p)$ с соответствующей степенью $|\hat{M}| = 0$, $|\hat{N}| = 0$, $|\hat{G}_{\text{пп}}| = 2$, отличающейся на единицу от указанной в (13).

При понижении порядка передаточной функции РП полиномиальное уравнение (14) записывается в виде

$$\hat{m}_0(b_1 p + b_0) + \hat{n}_0(\alpha_1 T_0 p + 1) p = \hat{T}_0^2 p^2 + \hat{\alpha}_1 \hat{T}_0 p + 1, \quad (20)$$

в котором характеристическое уравнение $G_{\text{пп2}}(p)$ отвечает распределению второго порядка с критическим затуханием переходного процесса, имеющим значение коэффициента $\hat{\alpha}_1 = 1,5$.

Рассматриваемая здесь на основании уравнения (20) процедура синтеза РП пониженного порядка, исключает свободный выбор значения среднегеометрического корня $\hat{\omega}_0 = 1/\hat{T}_0$. Однако уравнение (20) разрешимо относительно трех неизвестных \hat{m}_0 , \hat{n}_0 и $\hat{\omega}_0$. Для их поиска, как и ранее, представим левую часть (20) в виде слагаемых по мере убывания степени p и из сравнения соответствующих сомножителей получим:

$$\hat{n}_0 = \frac{\omega_0}{\hat{\omega}_0^2 \alpha_1}, \text{ с; } \quad \hat{m}_0 = \frac{1}{b_0}. \quad (21)$$

Значение среднегеометрического корня $\hat{\omega}_0$ находится в результате решения нелинейного уравнения второго порядка

$$\hat{\omega}_0^2 - \frac{\hat{\alpha}_1 b_0}{b_1} \hat{\omega}_0 + \frac{b_0 \omega_0}{b_1 \alpha_1} = 0,$$

т.е.

$$\hat{\omega}_{01,2} = \frac{\hat{a}_1 b_0}{2b_1} \pm \sqrt{\left(\frac{\hat{a}_1 b_0}{2b_1}\right)^2 - \frac{b_0 \omega_0}{b_1 \alpha_1}}. \quad (22)$$

Найденные значения \hat{n}_0 , \hat{m}_0 и $\hat{\omega}_0$ позволяют на основании (12) записать передаточную функцию РП

$$W_{\text{РП2}}(p) = \frac{\hat{m}_0}{\hat{n}_0 K_{0G}} = \frac{\hat{m}_0 K_{\text{ДС}}}{\hat{n}_0 m_0^* K_G K_{\text{ДП}}}. \quad (23)$$

Таким образом, при понижении порядка регулятора его передаточная функция представляется в виде пропорционального звена. При этом система регулирования положения остается однократно интегрирующей и не требует установки фильтра Φ_p .

Возможен и второй метод синтеза РП, основанный на использовании принципов подчиненного регулирования [3]. Это связано с тем, что исходно неустойчивый ДЭМО при синтезированном методом полиномиальных уравнений РС становится внутренним устойчивым контуром скорости с передаточной функцией (7). Его быстродействие определяется сомножителем $\alpha_1 T_0$, стоящим при первой степени оператора p [7]. Однако это справедливо для случая, когда в передаточной функции внутреннего контура отсутствуют нули.

При наличии нулей, что имеет место в передаточной функции замкнутого контура скорости (7), переходная функция $h(t)$ образуется как сумма переходной функции $h_0(t)$ при отсутствии нулей и ее j производных. Для контура скорости

$$h(t) = \frac{m_0^*}{K_{\text{ДС}}} b_0 (h_0(t) + B h_0'(t)). \quad (24)$$

Отметим, что в данном случае вторым слагаемым (24) можно пренебречь в силу малости постоянной времени B , что следует из анализа ее значения. К тому же, $B \rightarrow 0$ при $C_{12} \rightarrow \infty$, когда по какой-либо причине происходит перестройка двухмассовой системы в одномассовую.

Таким образом, при отработке ЭП малых перемещений коэффициент усиления П-РП, с учетом схемы рис.2,б и сомножителя $m_0^* b_0 / K_{\text{ДС}}$ (24), определится как

$$K_{\text{РП3}}^M = \frac{K_{\text{ДС}}}{a_n \alpha_1 T_0 m_0^* b_0 K_G K_{\text{ДП}}}, \quad (25)$$

где a_n – параметр, принимаемый равным 2–4 для исключения перерегулирования по положению, как это рекомендуется делать в [8].

16

Известно [3], что при отработке больших перемещений использование РП с коэффициентом усиления (25) приводит к перерегулированию. Поэтому в случае отработки больших перемещений в целях предотвращения перерегулирования коэффициент П-РП

$$K_{\text{РП4}}^b = \frac{K_{\text{ДС}} 2 \varepsilon_t}{m_0^* b_0 \omega_{\text{уст}} K_G K_{\text{ДП}}}, \quad (26)$$

где ε_t – ускорение при торможении, определяемое задатчиком интенсивности (ЗИ); $\omega_{\text{уст}}$ – установившаяся скорость, с которой начинается торможение.

Система положения рис.1,а со всеми четырьмя статическими РП полного и пониженного порядков, синтезированными полиномиальным методом, а также пропорциональными регуляторами для отработки малых и больших перемещений и найденных с использованием принципов подчиненного регулирования, будет иметь ошибку по положению (массе) $\Delta G_{\text{ct}}(\Delta S_{\text{ct}})$, так же, как внутренний контур, найденную ошибку по скорости

$$\Delta \omega_{\text{ct}} = - \frac{M_{c0}}{|\beta| \left(\frac{m_0^*}{n_0^*} \pm 1 - \frac{|\beta_c|}{|\beta|} \right)}. \quad (27)$$

Статическая ошибка по положению рассчитывается из условия [9]

$$\Delta G_{\text{ct}}(\Delta S_{\text{ct}}) = \frac{K_G \Delta \omega_{\text{ct}}}{K_p}, \quad (28)$$

где коэффициент усиления разомкнутой системы регулирования положения

$$K_p = K_{\text{РП4}} K_{\text{КС}} K_G K_{\text{ДП}}, \quad (29)$$

в котором коэффициент усиления замкнутого контура скорости в соответствии с полной структурной схемой рис.1,а

$$K_{\text{КС}} = \frac{m_0^*}{n_0^*} \frac{1}{K_{\text{ДС}}} \left/ \left(\frac{m_0^*}{n_0^*} \pm 1 - \frac{|\beta_c|}{|\beta|} \right) \right. \quad (30)$$

Подставим в (28) значения (27), (29) и (30) с учетом найденных коэффициентов усиления РП (18), (23), (25) и (26). Окончательно для статических ошибок по положению получим:

$$\Delta G_{\text{ct1}}(\Delta S_{\text{ct1}}) = \frac{K_G \tilde{n}_0 n_0^*}{\tilde{m}_0 |\beta|} M_{c0}; \quad (31)$$

$$\Delta G_{\text{ct2}}(\Delta S_{\text{ct2}}) = \frac{K_G \hat{n}_0 n_0^*}{\hat{m}_0 |\beta|} M_{c0}; \quad (32)$$

$$\Delta G_{\text{ct3}}(\Delta S_{\text{ct3}}) = \frac{K_G a_n \alpha_1 b_0 n_0^*}{\omega_0 |\beta|} M_{c0}; \quad (33)$$

$$\Delta G_{\text{ст4}}(\Delta S_{\text{ст4}}) = \frac{K_G b_0 n_0^* \omega_{\text{уст}}}{2 \varepsilon_t |\beta|} M_{c0}. \quad (34)$$

Отметим, что полученные выражения ошибок (31)–(34) совпадают с аналогичными для ЭП постоянного тока, где вместо $|\beta|$ нужно использовать $|\beta_c|$ [10]. Это свидетельствует об обобщенном характере найденных зависимостей.

Для подтверждения правильности теоретических результатов осуществим расчет параметров всех полученных здесь РП и проведем математическое моделирование системы рис.1,*a* без каких-либо допущений на примере ЭП ТРН-АД спирально-винтового транспортера совместно с бункером массоизмерителя. Примем следующие параметры силовой части ЭП: двигатель типа 4A90L4У3 $P_h=2,2$ кВт; $U_h=380$ В; $I_h=5,02$ А; $2p=4$; $\omega_c=157$ с⁻¹; $s_h=0,051$; $\omega_h=149$ с⁻¹; $M_h=14,76$ Н·м; $\lambda=2,4$; $M_{kp}=35,42$ Н·м; $s_{kp}=0,23$; $J_1=J_{dv}=0,0056$ кг·м².

Механическая часть системы представлена параметрами СВТ, приведенными к валу двигателя $2,9 \leq C_{12}(\cdot) \leq 72,6$ Н·м/рад, $0,0021 \leq J_2(\cdot) \leq 0,021$ кг·м². Для нелинейной характеристики нагрузки рис.1,*a* при $M_{c0}=3$ Н·м принято:

$$M_c = \begin{cases} M_{c0} + \beta_c \omega_2; & \beta_c = 0,4 \text{ Н·м·с}; \quad 0 \leq \omega_2 \leq 30 \text{ с}^{-1}; \\ -\beta_c \omega_2; & |\beta_c| = 0,34 \text{ Н·м·с}; \quad 30 \leq \omega_2 \leq 44,7 \text{ с}^{-1}; \\ \beta_{c2} \omega_2; & \beta_{c2} = 0,045 \text{ Н·м·с}; \quad 44,7 \leq \omega_2 \leq 157 \text{ с}^{-1}. \end{cases} \quad (35)$$

В качестве параметров ТРН взято: $K_{\text{TP}} K_m = 3,25$; $0,003 \leq T_\mu \leq 0,03$ с. Принято $U_{3C}=10$ В, что определило коэффициент обратной связи по скорости двигателя $K_{DC}=0,0637$ В·с. На входе контура скорости для реализации больших перемещений установлен задатчик интенсивности (ЗИ), обеспечивающий время разгона ЭП до номинальной скорости $t_p=0,44$ с.

На нелинейной характеристике нагрузки рис.1,*a* выбрана рабочая точка с координатами $\omega_a=32,5$ с⁻¹, M_c^* . Для соответствующей точки механической характеристики АД серии 4А (рис.1,*b*) рассчитана жесткость $\beta=-0,0116$ Н·м·с. Принято, что β может принимать как отрицательное, так и положительное значение, что имеет место на рис.1,*b* при использовании двигателя серии МТКН. Таким образом, вполне оправдано рассматривать обратную связь по жесткости β как отрицательной ($\beta<0$), так и положительной при $\beta>0$. Кроме того, в ходе экспериментов значение β изменялось более чем в 25 раз, в обе стороны от расчетного значения при сохранении условия $|\beta|<|\beta_c|$, что определяло исходную неустойчивость ДЭМО.

Не обсуждая здесь вопроса об объеме бункера и массе перемещаемого в него СВТ материала, примем, что при $K_G=0,024$ кг режим дозирования начинается в момент, когда до его окончания остается, например 5 кг. Это дает возможность при заданном напряжении на входе системы $U_{3P}=10$ В определить коэффициент обратной связи $K_{DP}=K_{DG}=2$ В/кг.

При синтезе полиномиальным методом статического РС для передаточной функции (5), ее параметров (6), а также фильтра Φ_c получены следующие численные значения:

$$W_{PC}(p) = \frac{5,02(4 \cdot 10^{-3} p + 1)}{0,02 p + 1}; \quad W_{\Phi_c}(p) = \frac{1}{4 \cdot 10^{-3} p + 1};$$

$K_{PC}=5,02$; $\omega_0=35$ с⁻¹; $T_0=0,0285$ с; $m_1^*=3,02 \cdot 10^{-3}$ с; $m_0^*=0,812$; $n_1^*=1,84 \cdot 10^{-4}$ с; $n_0^*=9,1 \cdot 10^{-3}$. Они найдены при параметрах форсирующей части аппроксимированной передаточной функции объекта (4) $b_0=1,81$, $b_1=0,045$ с.

Перейдем непосредственно к расчету параметров РП.

Для регулятора полного порядка (17) зададимся значением среднегеометрического корня $\omega_0=20$ с⁻¹. По (16) определяем значения коэффициентов полиномов $M(p)$ и $N(p)$: $\tilde{n}_1=2,18 \cdot 10^{-3}$ с²; $\tilde{n}_0=0,071$ с; $\tilde{m}_1=0,03$ с; $\tilde{m}_0=0,552$. Тогда при использовании (18) для параметров передаточной функции $W_{PPI}(p)$ (17) и фильтра Φ_n (19) получим:

$$W_{PPI}(p) = \frac{12,7(0,054p+1)}{0,031p+1}; \quad W_{\Phi_n}(p) = \frac{1}{0,054p+1}. \quad (36)$$

По (22) найдены значения среднегеометрического корня для РП пониженного порядка (23). Ими при $\hat{\alpha}_1=1,5$ (см.(20)) являются два фиксированных значения $\hat{\omega}_{01}=15,8$ с⁻¹ и $\hat{\omega}_{02}=44,53$ с⁻¹.

Для дальнейших расчетов принято $\hat{\omega}_{01}=15,8$ с⁻¹, так как среднегеометрический корень замкнутого контура скорости $\omega_0=35$ с⁻¹. При этом для параметров передаточной функции регулятора по (21) найдено $\hat{n}_0=0,07$ с, $\hat{m}_0=0,552$, что определило окончательное значение коэффициента усиления в (23)

$$W_{PPI2}(p)=12,88. \quad (37)$$

Для параметров РП (25) и (26), синтезированных по методу систем подчиненного регулирования при $a_n=2/4$, $\varepsilon_t=356,8$ с⁻² и $\omega_{уст}=157$ с⁻¹, имеем:

$$K_{PPI3}^m=7,92 \div 3,96; \quad K_{PPI4}^6=4,1. \quad (38)$$

Найденные значения коэффициентов усиле-

ния всех РП определили следующие расчетные значения статических ошибок по положению – массе, перемещенной СВТ:

$$\Delta G_{\text{ctr1}}^{\text{p}} = 0,0339 \text{ кг}; \Delta G_{\text{ctr2}}^{\text{p}} = 0,0334 \text{ кг}; \\ \Delta G_{\text{ctr3}}^{\text{p}} = 0,0545 \text{ кг}; \Delta G_{\text{ctr4}}^{\text{p}} = 0,0105 \text{ кг}. \quad (39)$$

Таким образом, можно заключить, что полиномиальный метод синтеза регуляторов обеспечивает не только устойчивость системы при исходно неустойчивом объекте (1), но и большие значения коэффициентов усиления РП, а следовательно, меньшие статические ошибки. Это наглядно видно из приведенных расчетов.

На рис.3 показаны результаты компьютерного моделирования системы положения рис.1,а в режимах отработки малых и больших перемещений с синтезированными по различным методикам регуляторами РП и РС. Осциллограммы на рис.3,а,г,жс характеризуют отработку системой малых перемещений, соответственно с параметрами регулятора положения (36), (37) и (38). Этим же параметрам регуляторов отвеча-

ют процессы, показанные на рис.3,б,д и з, но при условии работы системы на падающем участке нелинейной характеристики нагрузки с установленнойся скоростью $\omega_1 = \omega_2 = 32,5 \text{ с}^{-1}$.

Осциллограммы на рис.3,в,е характеризуют отработку системой больших перемещений при условии, что коэффициенты усиления регуляторов (36) и (37) уменьшены соответственно в два раза до значений $K_{\text{РП1}}=6,35$ и $K_{\text{РП2}}=6,44$. Тот же процесс отработки больших перемещений, но с регулятором (38) при $K_{\text{РП4}}^6 = 4,1$, показан на рис.3,и.

Можно видеть, что все процессы протекают без перерегулирования. Однако полиномиальный метод синтеза обеспечивает более высокие значения коэффициентов усиления, что способствует практически ликвидации участков дотягивания.

На рис.4 приведены переходные характеристики по возмущению, откуда получены следующие экспериментальные значения ошибок:

$$\Delta G_{\text{ctr1}}^{\text{3}} = 0,0338 \text{ кг}; \Delta G_{\text{ctr2}}^{\text{3}} = 0,0333 \text{ кг}; \Delta G_{\text{ctr3}}^{\text{3}} = 0,0542 \text{ кг}; \Delta G_{\text{ctr4}}^{\text{3}} = 0,105 \text{ кг}, \text{ совпадающие с их}$$

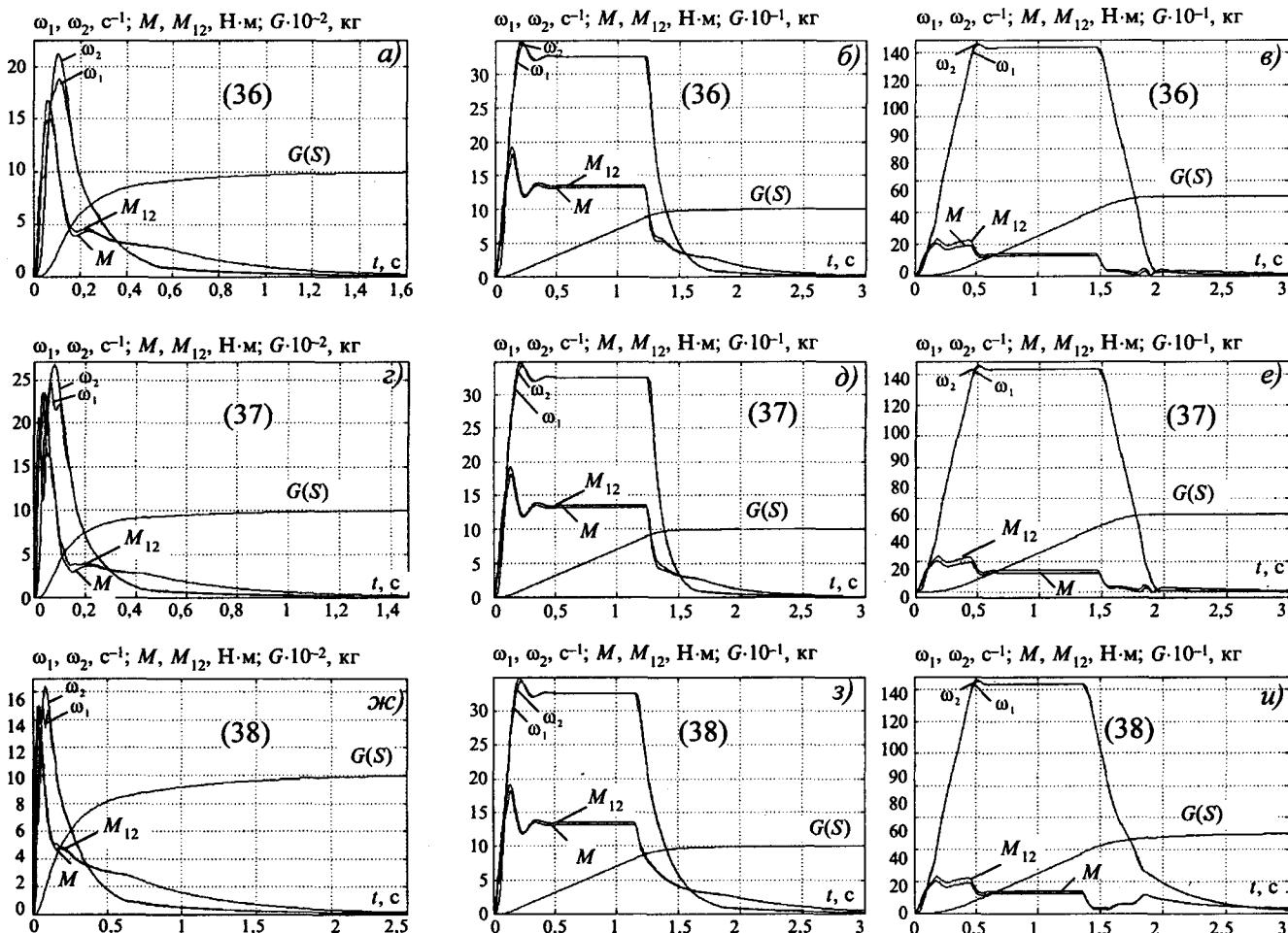


Рис.3. Переходные процессы в системе положения с РП(РС), синтезированной различными методами

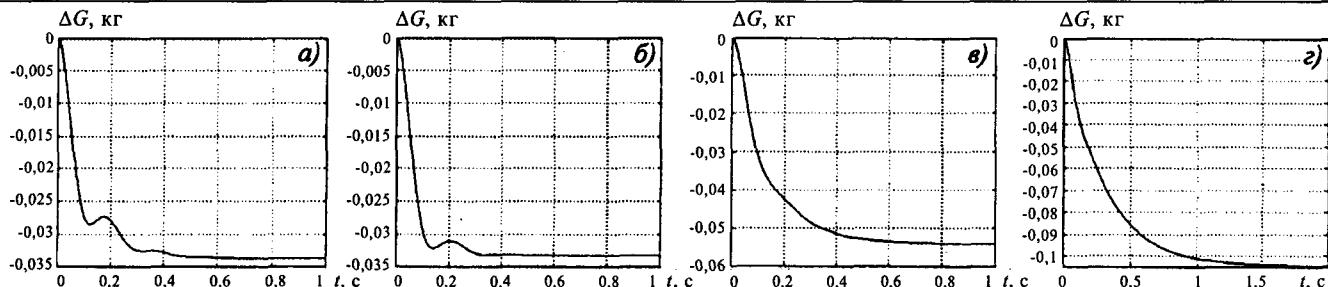


Рис.4. Переходные характеристики по возмущению с регуляторами положения:
а – РП(PG) 1; б – РП(PG) 2; в – РП(PG) 3; г – РП(PG) 4

расчетными значениями (39).

Анализ полученных результатов показывает, что синтезированные полиномиальным методом РП (PG) во внешнем и РС во внутреннем контуре регулирования обеспечивают необходимое качество переходных процессов в исходно неустойчивом ДЭМО электропривода ТРН-АД и имеют найденный уровень статических ошибок по положению.

Выводы

1. Показано, что полиномиальный метод при использовании для аппроксимации исходной неминимально-фазовой передаточной функции объекта цепных дробей позволяет синтезировать достаточно простые в реализации передаточные функции регуляторов скорости и положения полного и пониженного порядков, обеспечивающие в системе регулирования положения электропривода ТРН-АД необходимое качество переходных процессов при достаточно широком диапазоне варьирования параметров силовой части.

2. Найдены выражения для статических ошибок по положению при настройках ЭП на отработку малых и больших перемещений. Они носят обобщенный характер и могут быть использованы для ЭП постоянного тока, нагрузка которых включает падающие участки с отрицательной жесткостью механической характеристики.

Список литературы

1. Акимов Л.В., Пирожок А.В. Математическая модель электромеханической системы дозатора с спирально-винтовым транспортером и нелинейной нагрузкой // Вестник НТУ "ХПИ". Сер. Электротехника, электроника и электропривод. Вып.10. Проблемы автоматизированного электропривода. Теория и практика. 2001. С.43–45.
2. Гевко Б.М., Рогатынский Р.М. Винтовые подающие механизмы сельскохозяйственных машин. Львов: Высшая школа, 1989.
3. Слежановский О.В., Дацковский Л.Х., Кузнецова И.С. и др. Системы подчиненного регулирования электропри-

водов переменного тока с вентильными преобразователями. М.: Энергоатомиздат, 1983.

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

5. Долбня В.Т. Топологический синтез и упрощение сложных схем высокого порядка с использованием цепных дробей // Электротехника. 1999. № 5. С.6–12.

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

7. Петров Б.Н., Соколов Н.И., Липатов А.В. и др. Системы автоматического управления объектами с переменными параметрами. М.: Машиностроение, 1986.

8. Перельмутер В.М., Сидоренко В.А. Системы управления тиристорными электроприводами постоянного тока. М.: Энергоатомиздат, 1988.

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

10. Акимов Л.В., Долбня В.Т., Пирожок А.В. Обобщенный анализ статических и динамических ошибок в двухмассовых и одномассовых электроприводах с упрощенной структурой при нелинейной нагрузке // Вестник Кременчугского ГПУ. 2002. Вып.1. С.27–32.

Акимов Леонид Владимирович – профессор кафедры "Автоматизированные электромеханические системы" Национального политехнического 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 быстродействию электроприводов при ограничениях координат и идеализированном управлении" в МЭИ.

Долбня Виктор Тимофеевич – профессор кафедры "Автоматизированные электромеханические системы" Национального политехнического университета "Харьковский политехнический институт" (НТУ "ХПИ"). Окончил электромашиностроительный факультет ХПИ в 1955 г. В 1979 г. защитил докторскую диссертацию по теме: "Исследование устройств преобразовательной техники топологическим методом" в Институте электродинамики АН Украины.

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.

Особенности частотного управления асинхронным двигателем без датчика частоты вращения в тяговом электроприводе троллейбуса

БЕНЬ Е.А., СКВОРЦОВ Б.А., ТКАЧ Д.Б., ТОКАРЕВ Л.Н.

Рассмотрена двухконтурная система управления автономным инвертором напряжения опытного образца комплектного асинхронного электропривода с жесткой обратной связью по ЭДС (без датчика скорости), сочетающая преимущества векторного управления и сравнительно дешевую схемную и программную реализацию.

Как известно, наиболее приемлемым вариантом тягового электропривода на транспорте, в частности для городского троллейбуса, следует считать систему, состоящую из автономного инвертора напряжения (АИН) на IGBT-транзисторах и трехфазного асинхронного двигателя (АД) с короткозамкнутым ротором. При этом дискретные сигналы на включение и выключение транзисторов АИН, реализующие необходимые алгоритмы управления частотой и напряжением на зажимах АД, могут формироваться системой управления (СУ) либо методом "трансвекторного" управления с использованием информации от датчика частоты вращения на валу двигателя [1], либо двухконтурной СУ с жесткой обратной связью по ЭДС и подчиненным контуром активного тока статора АД [2]. В статье рассматриваются особенности частотного управления АД во втором варианте электропривода (рис.1), сочетающем, как будет показано, положительные качества "трансвекторного" управления с более простой схемной (без датчика частоты вращения) и программной реализацией СУ.

В основу выбора предлагаемого варианта тягового электропривода положены следующие принципиальные положения:

1. Система должна обеспечивать наибольший (до 4 раз) избыточный электромагнитный момент в диапазоне малых частот вращения АД с целью обеспечения максимально быстрого набора скорости движения троллейбуса (в пределах допустимой интенсивности разгона – не более 1,5 м/с³) при минимальном потребляемом токе.

2. Система должна обеспечивать ограничение пускового тока двигателя по заданию водителя (выбор скоростного режима).

In this article the 2-circuit control system of the self-excited voltage inverter for the pre-production model of asynchronous electric drive with a proportional feedback on EMF (without velocity sensor) is considered. This system combines advantages of vector control both relatively cheap circuit and program realization.

3. Система должна обеспечивать режим постоянства мощности при разгоне АД от номинальной до максимальной частоты вращения.

4. Алгоритмы управления должны быть максимально простыми с целью упрощения структуры цифровой микропроцессорной СУ, облегчения ее настройки, обслуживания и ремонта, а также уменьшения ее стоимости.

Для решения первой из поставленных задач необходимо обратиться к известной формуле [2] для электромагнитного момента:

$$M_3 = \frac{pm_1 E_{1H}}{\omega_{1H}} I'_2 \Phi \cos \psi_2, \quad (1)$$

где I'_2 – амплитудное значение приведенного тока ротора; E_1 , E_{1H} – амплитудное значение основной гармоники ЭДС статора (текущее и но-

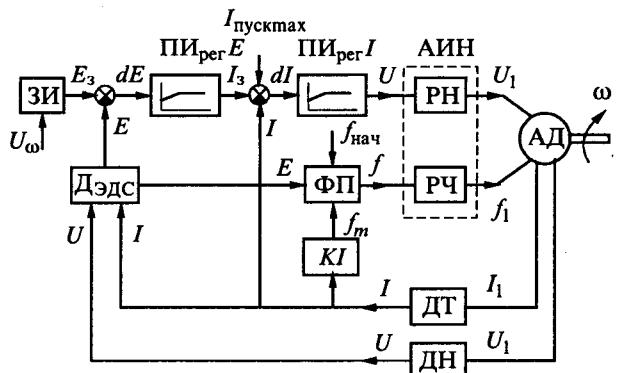


Рис.1. Структурная схема тягового асинхронного электропривода со стабилизацией ЭДС и подчинённым контуром тока:

ЗИ – задатчик интенсивности; ДЭДС – датчик ЭДС; ДН – датчик напряжения; ДТ – датчик тока; ФП – функциональный преобразователь; АИН – автономный инвертор частоты и напряжения; РН – регулятор напряжения; РЧ – регулятор частоты

минимальное значения); $\Phi = \frac{E_1 \omega_{1n}}{E_{1n} \omega_1}$ – результирующий магнитный поток в зазоре АД; ψ_2 – угол между векторами \dot{E}_1 и \dot{I}'_2 ; ω_1, ω_{1n} – частота вращения ЭДС статора (текущая и номинальная); p – число пар полюсов; m_1 – число фаз статора.

Нетрудно увидеть, что для получения наибольшего электромагнитного момента необходимо поддерживать наибольшее значение результирующего магнитного потока Φ , равное, например, номинальному значению. Известно также [2], что в соответствии с Т-образной схемой замещения АД и его векторной диаграммой (рис.2) справедливы соотношения:

$$I'_2 = \frac{I_1 \beta}{\sqrt{C(\beta)}}; \quad (2)$$

$$\cos \psi_2 = \frac{r'_2}{\sqrt{B(\beta)}}; \quad (3)$$

$$E_1 = \frac{U_{1n} \gamma \alpha \sqrt{B(\beta)}}{\sqrt{A(\beta, \alpha)}}, \quad (4)$$

где $\alpha = \frac{\omega_1}{\omega_{1n}}$; $\gamma = \frac{U_1}{U_{1n}}$ – относительные значения параметров управления – частоты вращения и

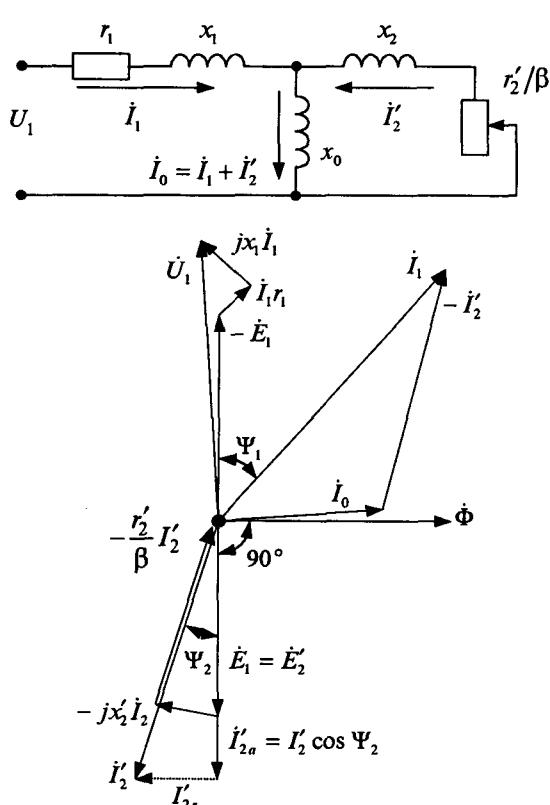


Рис.2. Схема замещения и векторная диаграмма АД в двигательном режиме

основной гармоники напряжения на зажимах АД; $(\omega_1 - \omega)/\omega_{1n}$ – параметр абсолютного скольжения ротора;

$$A(\beta, \alpha) = [(r_1 + r_1 \tau_2)^2 + x_0^2 \tau_1^2 \alpha^2] \beta^2 + 2r_1 r_2' \alpha \beta + + [\frac{r_1^2}{x_0^2} + (1 + \tau_1)^2 \alpha^2] r_2'^2; \quad B(\beta) = r_2'^2 + x_2^2 \beta^2;$$

$$C(\beta) = \frac{r_2'^2}{x_0^2} + (1 + \tau_2)^2 \beta^2; \quad \tau_2 = \frac{r_2'}{r_1}; \quad \tau_1 = \frac{x_1}{x_0};$$

$r_1, r_2'; x_1, x_0, x_2'$ – активные и индуктивные параметры Т-образной схемы замещения АД.

Тогда формулу (1) для электромагнитного момента без учета активных потерь в контуре намагничивания можно представить в виде:

$$M_3 \equiv \frac{pm_1 E_1}{\omega_1} I_1 \cos \psi_1, \quad (5)$$

где I_1 – амплитудное значение основной гармоники тока статора; $\cos \psi_1 = \frac{\beta \cos \psi_2}{C(\beta)}$; ψ_1 – угол

между векторами \dot{E}_1 и \dot{I}_1 ; ω – частота вращения ротора.

Таким образом, в соответствии с формулой (5) для достижения наибольшего момента АД при пуске необходимо задавать и поддерживать постоянным в режиме разгона максимально возможное отношение E_1/ω_1 , определяемое уровнем насыщения магнитной цепи в номинальном режиме.

При таком способе формирования алгоритма управления электромагнитный момент АД будет линейно зависеть от активной составляющей тока статора ($I_1 \cos \psi_1$), что обеспечивает его наибольшее значение при данном конкретном результирующем магнитном потоке, соответствующем, например, номинальному режиму, т.е. $\Phi_n = E_{1n}/\omega_{1n}$. В этом случае в качестве параметра управления можно использовать ЭДС двигателя E_1 , задавать ее уровень пропорционально сигналу от педали скорости в кабине водителя и обеспечивать ее стабилизацию с необходимой точностью. Тогда частота вращения ω_1 будет определяться пропорционально реальной ЭДС двигателя в соответствии с выбранным для режима разгона отношением $E_1/\omega_1 = E_{1n}/\omega_{1n} = \text{const}$. Это отношение в сочетании с изменяющимися по формуле (4) параметрами статорной цепи обусловливает основной алгоритм частотного управления АД – характер изменения отношения напряжения U_1 к частоте вращения ω_1 :

$$\frac{U_1}{\omega_1} = \frac{E_{1n}}{\alpha \sqrt{B(\beta)}} \sqrt{\frac{A(\beta, \alpha)}{B(\beta)}}. \quad (6)$$

Не трудно видеть, что по формуле (6) можно определить также требование к точности воспроизведения полученного отношения в функции параметра управления α в режиме разгона. Указанное требование является весьма важной характеристикой рассматриваемого варианта электропривода, которая обуславливает структуру, объем памяти и быстродействие, а также стоимость микропроцессорного модуля СУ.

Благодаря контуру стабилизации ЭДС, которая в предложенной схеме пропорциональна частоте вращения ω_1 , можно обеспечить требуемую точность (2–2,5%) поддержания отношения между напряжением U_1 и частотой ω_1 в режиме разгона и реализовать ее при помощи сравнительно дешевого микропроцессорного модуля (контроллера) на базе 16-разрядного RISC процессора C-167 фирмы "Siemens".

В состав контроллера кроме упомянутого процессора входит постоянное запоминающее устройство (ПЗУ), выполненное на основе Flash-ПЗУ AM28F010 с объемом памяти 512 кб и оперативное запоминающее устройство (ОЗУ) с объемом памяти 256 кб, а также интерфейс с 16-канальным АЦП для обработки аналоговых сигналов (задания скорости и торможения, датчиков тока, напряжения и т.п.). Быстродействие контроллера определяется временем выполнения одной операции, которое составляет при тактовой частоте 25 МГц – 80 нс.

Решение второй задачи обеспечивается за счет ПИ-регулятора в контуре стабилизации ЭДС, а также за счет наличия подчиненного контура тока, осуществляющего ограничивающую обратную связь между активным током статора и темпом изменения напряжения на выходе АИН.

Решение третьей задачи обеспечивается путем реализации алгоритма управления U_1/ω_1 при неизменном напряжении U_1 , равном U_{1n} .

Четвертая задача решается путем отказа от обратной связи по частоте ω вращения ротора. Датчик частоты вращения ротора АД всегда является слабым, ненадежным техническим элементом СУ, особенно в условиях работы на транспорте: в мороз и жару, при вибрациях и ударах, в пыли и соленой грязи городских дорог.

Достаточно высокая жесткость рабочей характеристики АД, которая определяется по известной формуле Клосса [2] по значениям моментов для 2 точек скольжения β , например для ре-

жимов номинального и максимального скольжения, позволяет отказаться от самой постановки задачи автоматического регулирования и стабилизации частоты вращения ротора. Так, для тягового АД типа ТАД-3У1 номинальной мощностью 140 кВт (АО "Электросила") жесткость рабочей характеристики составляет не более 4%.

Таким образом, в соответствии с предлагаемым способом формирования алгоритма частотного управления АД предварительно, до начала режима пуска, задаются начальные значения выходного напряжения U_1 АИН и частоты f_1 , которые в относительных единицах при неподвижном роторе соответствуют значениям пускового тока $I_{\text{пуск max}}$ и абсолютного скольжения $f_{\text{нач}} = \beta_{\text{нач}}$ (рис.1). Последнее звеном KI дополнительно корректируется в процессе разгона в зависимости от активной составляющей пускового тока статора в соответствии с формулами (3) и (5) до значения, не превышающего максимальное скольжение АД, $f_m < \beta_m$. Далее водитель педалью скорости задает сигнал E_3 (рис.1), формирующий в стандартном блоке процессора C-167 методом симметричной синусоидальной ШИМ основную гармонику ЭДС двигателя, которая затем стабилизируется по сигналу рассогласования $dE = E_3 - E$ относительно сигнала E , пропорционального основной гармонике E_1 реальной ЭДС. Значение E_1 реальной ЭДС вычисляется тем же процессором по сигналам датчиков напряжения U и тока I в соответствии с функциональной зависимостью (4), зафиксированной в ПЗУ. При этом частота ЭДС $f_1 = \omega_1/2\pi$ воспроизводится в процессе разгона автоматически линейным звеном – ФП (рис. 1) пропорционально сигналу E , соответствующему реальной ЭДС E_1 вплоть до номинального значения.

Для поиска рациональных параметров звеньев СУ, в том числе постоянных времени ПИ-регуляторов и алгоритмов управления U_1/ω_1 в режимах разгона, выбега, торможения с учетом конкретных характеристик АД и динамических свойств нагрузки, авторы использовали метод математического моделирования в реальном времени [3]. Этот метод позволил все физические особенности АД и нагрузки воспроизвести на персональном компьютере (ПК), не прибегая к физическому моделированию на стендовой установке. Электронное устройство СУ (контроллер), реализованное в виде натурной печатной платы на базе процессора C-167 фирмы "Siemens" и предназначенное для управления физически реальным АИН, было использовано совместно с математической моделью силовой части.

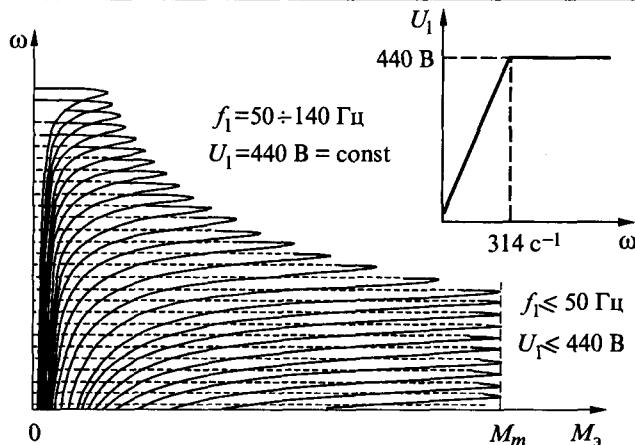


Рис.3. Семейство рабочих характеристик асинхронного двигателя:

ω — частота вращения; M_3 — вращающий момент; U_1 — напряжение на клеммах двигателя; f_1 — частота на выходе преобразователя

С помощью указанного метода могут быть рассчитаны как процессы пуска, так и семейство рабочих статических характеристик (рис.3) при различных частотах и напряжениях для конкретного тягового двигателя ТАД-ЗУ1, предназначенного для существующих и перспективных троллейбусов, например типа ТРОЛЗА-5275.

Для этого, подставив численные значения параметров схемы замещения для данного двигателя ($r_1=0,0141$ Ом; $L_1=0,003$ Гн; $r_2=0,009$ Ом; $L_2=0,00036$ Гн; $L_0=0,115$ Гн), после упрощений формулу (6) можно преобразовать в более простой вид:

$$U_1 = D_1 + D_2\omega_1, \quad (7)$$

где $D_1 = 15$ В; $D_2 = 1,241$ В·с.

При расчете указанных характеристик в диапазоне частот $f_1 = 0 \div 50$ Гц напряжение на статоре изменялось в соответствии с полученным линейным уравнением (7), а в диапазоне частот от 50 до 140 Гц — напряжение на зажимах оставалось постоянным, равным номинальному.

На основе предложенного способа формирования алгоритма управления АД разработан комплект электрооборудования для тягового асинхронного электропривода городских троллейбусов. Внешний вид преобразователя типа ПТТ-550-220 КУ1 кузовного исполнения, входящего в указанный комплект, представлен на рис. 4. Удельная стоимость комплекта вместе с двигателем ТАД-ЗУ1 мощностью 140 кВт составляет 150 дол. США на 1 кВт мощности. Указанный комплект в настоящее время проходит испытания на стендовой установке отраслевого стенда ФГУП «ЦНИИСЭТ». В качестве примера на рис.5 представлены кривые линейного на-

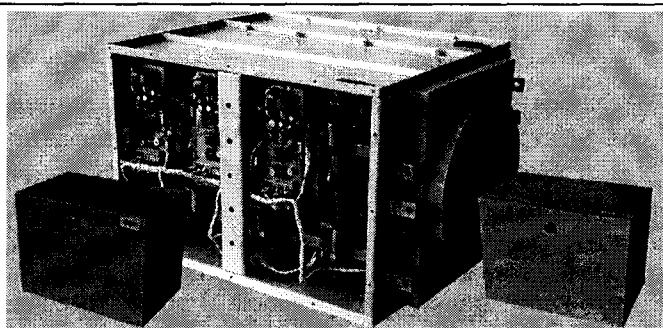


Рис.4. Внешний вид преобразователя типа ПТТ-550-220 КУ1

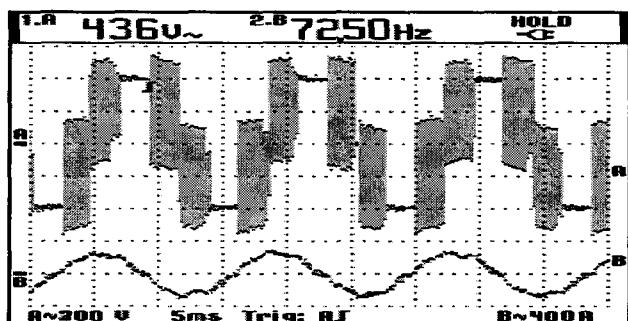


Рис.5. Осциллографммы линейного напряжения и фазного тока тягового АД

пражения и фазного тока на зажимах тягового АД.

Выводы

1. Рассмотренные особенности формирования алгоритмов частотного управления асинхронного двигателя и разработанный на их основе комплекс электрооборудования с микропроцессорной системой управления тягового электропривода для городского троллейбуса с использованием процессора C-167 фирмы "Siemens" обеспечивают необходимые режимы работы двигателя без использования информации от датчика частоты вращения.

2. Моделирование электропривода на ПК путем сочетания математической модели его силовой части с реальным микропроцессорным устройством системы управления дает возможность значительно повысить эффективность работ по созданию новых алгоритмов управления и улучшить их качество для асинхронных электроприводов на транспорте и в промышленности.

Список литературы

1. Blaschke F. The Principle of Field Orientation as Applied to the New TRANSVECTOR Closed Loop Control System for Rotating Machines//Siemens Rev. 1972. Vol. 34. P. 217-220.

2. Сандлер А.С., Сарбатов Р.С. Автоматическое частотное управление асинхронными двигателями. М.: Энергия, 1974.

3. Галка В.Л., Скворцов Б.А., Ткач Д.Б., Токарев Л.Н. Особенности формирования алгоритма управления асинхронным электроприводом без датчика частоты вращения применительно к городскому троллейбусу//Электрофорум. 2001. № 2. С. 34–36.

Бень Евгений Александрович – инженер ФГУП "ЦНИИ СЭТ". Окончил Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет в 1999 г. по специальности "Электрооборудование и автоматизация судов".

Скворцов Борис Алексеевич – старший научный сотрудник ФГУП "ЦНИИ СЭТ", кандидат технических наук. Окончил Ленинградский институт авиационного приборостроения в 1965 г. по специальности "Элек-

трические машины". Защитил диссертацию в 1976 г. во ВНИИэлектромаш по теме "Исследование вентильного двигателя постоянного тока применительно к электродвижению глубоководного аппарата".

Ткач Дмитрий Борисович – инженер ФГУП "ЦНИИ СЭТ". Окончил Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет в 1999 г. по специальности "Электрооборудование и автоматизация судов".

Токарев Лев Николаевич – главный научный сотрудник ФГУП "ЦНИИ СЭТ", доктор технических наук. Окончил Ленинградский электротехнический институт по специальности "Электрооборудование и автоматизация судов". Защитил диссертацию в 1977 г. в ЛКИ по теме "Проблемы автоматизации судовых ЭЭС".

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ МАШИНЫ

Математическая модель несимметричного асинхронного двигателя на основе схем замещения для переходных режимов

МОЩИНСКИЙ Ю.А., ПЕТРОВ А.П.

Разработана методика формирования математической модели несимметричного асинхронного двигателя без применения матричного аппарата. При выводе системы дифференциальных уравнений используются схемы замещения для переходных режимов, которые получаются на основе схем замещения для установившихся режимов. Представлены результаты расчета пуска асинхронного двигателя типа 4АА56А4У3 на основе созданной по дифференциальным уравнениям математической модели в пакете Matlab.

Одним из наиболее распространенных методов для анализа установившихся режимов несимметричных асинхронных двигателей (АД) является метод симметричных составляющих [1,2]. Использование данного математического метода позволяет разложить мгновенные значения переменных на составляющие и провести детальное исследование каждой из этих составляющих в отдельности. При этом несимметричная машина рассматривается как совокупность симметричных машин. Последнее обстоятельство позволяет применить на определенных этапах создания математической модели и последующего анализа результатов ее расчета широко при-

The method of a mathematical model for an asymmetrical induction motor generation without applying of a matrix analysis is developed. The evaluation of differential equations system was done using equivalent circuits for a transient mode which were obtained by transformation of such for an steady state mode. The results of a start-up simulation performed in Matlab and based on such equations for 4AA56A4U3 induction motor are shown.

меняемые схемы замещения. Схемы замещения для исследования АД различных типов в установившихся режимах достаточно широко известны из многочисленных работ как отечественных, так и зарубежных авторов.

Применение метода симметричных составляющих для исследования переходных процессов симметричных АД при несимметричном питании подробно рассмотрено в [2,3]. Однако использование метода симметричных составляющих для исследования несимметричных асинхронных машин при несимметричном питании связано с применением матричных преобразований [2], что не позволяет записывать систему

дифференциальных уравнений (ДУ) для несимметричных асинхронных двигателей так же просто, как и для симметричных.

Авторами в течение нескольких последних лет ведутся работы по исследованию переходных процессов несимметричных АД [4–9], схемы которых изображены на рис.1. В данной работе рассмотрена методика формирования системы дифференциальных уравнений по методу симметричных составляющих применительно к асинхронному двигателю, имеющему две несимметричные обмотки α и β , расположенные под углом 90° , причем в фазу β включено обобщенное фазосдвигающее сопротивление $Z_\phi = R_\phi + 1/(j\omega_1 C_\phi)$. Базовая модель такого двигателя изображена на рис.2.

При выводе системы ДУ принимаются следующие допущения: воздушный зазор равномерный; магнитная проводимость машины одинакова по всем направлениям; отсутствуют потери в стали на гистерезис и вихревые токи; высшие гармоники пренебрежимо малы; поле в воздушном зазоре плоскопараллельное и распределено синусоидально; обмотки ротора, выполненные в виде беличьей клетки, заменены двумя эквивалентными обмотками, сдвинутыми в пространстве на 90° ; кривая намагничивания

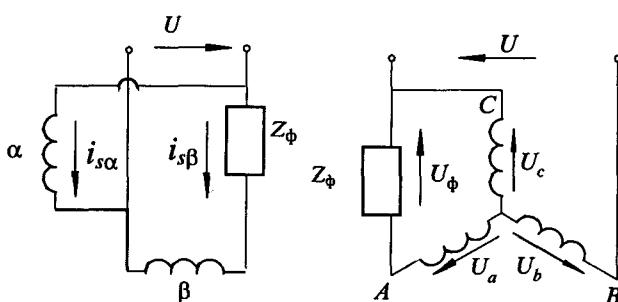


Рис.1. Схемы включения АД с двухфазными и трехфазными обмотками

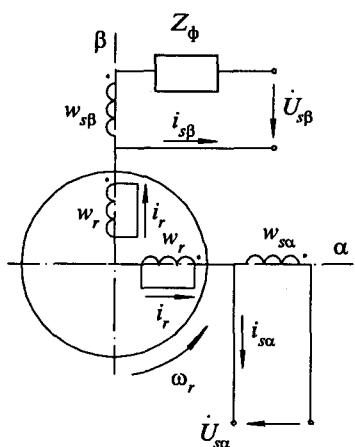


Рис.2. Математическая модель несимметричного двухфазного АД

стали магнитопровода прямолинейна, что позволяет считать потокосцепления пропорциональными соответствующим МДС или токам, параметры всех фаз статора и ротора приведены к эффективному числу витков фазы α [8]. Дифференциальные уравнения несимметричной двухфазной машины с приведенными параметрами фаз в системе координат (α, β) , оси которой связаны со статором, имеют вид:

$$u_{sa} = R_{sa} i_{sa} + D \Psi_{sa}; \quad u_{sb} = (R_{sb} + R_\phi) i_{sb} + u_{C\phi} + D \Psi_{sb}; \quad Du_{C\phi} = 1/C_\phi i_{sb}; \quad (1)$$

$$0 = R_{ra} i_{ra} + D \Psi_{ra2} + \omega_r \Psi_{rb}; \quad 0 = R_{rb} i_{rb} + D \Psi_{rb2} - \omega_r \Psi_{ra}, \quad (2)$$

где $u_{sa} = U_{ma} \sin(\omega_1 t + \phi_\alpha)$, $u_{sb} = U_{mb} \sin(\omega_1 t + \phi_\beta)$ – напряжения на фазах статора α и β ; U_{ma} , U_{mb} – амплитуды напряжений; $\omega_1 = 2\pi f_1$ – угловая частота; f_1 – частота сети; ϕ_α , ϕ_β – начальные фазы напряжений u_{sa} и u_{sb} ; R_{sa} , R_{sb} – активные сопротивления фаз статора; R_r – активное сопротивление фазы ротора; Ψ_{sa} , Ψ_{sb} , Ψ_{ra} , Ψ_{rb} – потокосцепления фаз статора и ротора; i_{sa} , i_{sb} , i_{ra} , i_{rb} – токи фаз статора и ротора; $D = d/dt$ – оператор дифференцирования.

При включении АД в однофазную сеть напряжения u_{sa} , u_{sb} , записываются следующим образом: $U_{sa} = U_m \sin(\omega_1 t + \phi_0)$; $U_{sb} = U_m \sin(\omega_1 t + \phi_0)/k$, где $U_m = U\sqrt{2}$ – амплитуда напряжения сети; ϕ_0 – начальная фаза напряжения; $k = w_{\beta}/w_{\alpha}$ – коэффициент трансформации; w_{α} и w_{β} – эффективные числа витков соответствующих фаз.

Электромагнитный момент

$$M_{em} = p M (i_{ra} i_{sb} - i_{rb} i_{sa}), \quad (3)$$

где M – взаимная индуктивность между фазами статора и ротора; p – число пар полюсов.

Дополнив систему (1), (2) уравнением движения

$$J_r d\omega_r / dt = M_s - M_c, \quad (4)$$

где J_r – момент инерции ротора и связанных с ним вращающих масс; M_c – момент сопротивления, получим полную систему ДУ, описывающую электромеханические переходные процессы в АД.

Чтобы избежать применения сложного матричного аппарата, дальнейшее преобразование дифференциальных уравнений несимметричного двигателя к системе ДУ в симметричных составляющих проведем, используя схемы замещения АД для переходных режимов.

Рассмотрим симметричную двухфазную асинхронную машину ($Z_\phi = 0$; $R_{sa} = R_{sb} = R_s$; $L_{sa} = L_{sb} = L_s$), к которой подведена симметричная

система напряжения прямой или обратной последовательностей ($U_\alpha = \pm j U_\beta$). Здесь знак "+" соответствует прямой последовательности напряжений, а знак "-" – обратной последовательности напряжений. Уравнения (1), (2) записаны для временных переменных. Запишем теперь ДУ для симметричной машины через пространственные векторы, учитывая, что мгновенное значение результирующего пространственного вектора прямой последовательности (напряжения, тока и потокосцепления) равно времениному вектору прямой последовательности (напряжения, тока и потокосцепления) симметричных составляющих, а комплексное значение пространственного вектора обратной последовательности равно комплексному значению, сопряженному с временным вектором (напряжения, тока и потокосцепления) обратной последовательности симметричных составляющих.

Дифференциальные уравнения, записанные через пространственные векторы токов, напряжений и потокосцеплений в неподвижной системе координат (α, β) имеют следующий вид [11]:

– для напряжений прямой последовательности (индекс 1)

$$\mathbf{U}_{s1} = R_s \mathbf{I}_{s1} + d\mathbf{\Psi}_{s1} / dt; \quad (5)$$

$$0 = R_r \mathbf{I}_{r1} + d\mathbf{\Psi}_{r1} / dt - j\omega_r \mathbf{\Psi}_r, \quad (6)$$

где

$$\mathbf{\Psi}_{s1} = L_s \mathbf{I}_{s1} + M \mathbf{I}_{r1}; \quad (7)$$

$$\mathbf{\Psi}_{r1} = L_r \mathbf{I}_{r1} + M \mathbf{I}_{s1}; \quad (8)$$

– для напряжений обратной последовательности (индекс 2)

$$\mathbf{U}_{s2}^* = R_s \mathbf{I}_{s2}^* + d\mathbf{\Psi}_{s2}^* / dt; \quad (9)$$

$$0 = R_r \mathbf{I}_{r2}^* + d\mathbf{\Psi}_{r2}^* / dt - j\omega_r \mathbf{\Psi}_{r2}^*, \quad (10)$$

где

$$\mathbf{\Psi}_{s2}^* = L_s \mathbf{I}_{s2}^* + M \mathbf{I}_{r2}^*; \quad (11)$$

$$\mathbf{\Psi}_{r2}^* = L_r \mathbf{I}_{r2}^* + M \mathbf{I}_{s2}^*. \quad (12)$$

Системе уравнений (5), (8) соответствует схема замещения, изображенная на рис.3,а, системе уравнений (9), (12) – схема замещения, изображенная на рис.3,б. В (5)–(12): $\mathbf{U}_{s1,2}$ – векторы напряжений статора; $\mathbf{I}_{s,r}$ – векторы токов статора и ротора; $\mathbf{\Psi}_{s,r}$ – векторы потокосцеплений статора и ротора; $R_{s,r}$ – активные сопротивления фаз статора и ротора; $L_s = L_{ss} + M$ – полная индуктивность фазы статора; $L_r = L_{rr} + M$ – полная индуктивность фазы ротора; M – взаимная индуктивность фаз статора и ротора; L_{os}, L_{or} – индуктивность рассеяния соответственно статора и ротора.

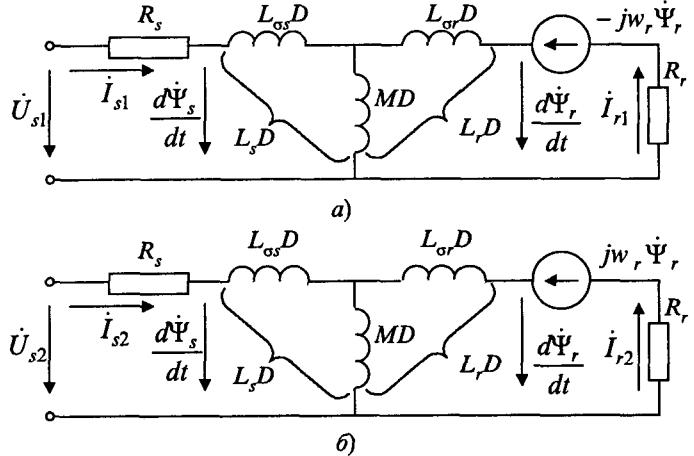


Рис.3. Схема замещения АД в переходных режимах для прямой (а) и обратной (б) последовательности

Индуктивности рассеяния L_{os}, L_{or} определяются согласно формулам:

$$L_{os} = X_{os} / \omega_1; \quad L_{or} = X_{or} / \omega_1; \quad M = X_M / \omega_1,$$

где соответствующие индуктивные сопротивления рассеяния фаз X_{os}, X_{or} и намагничивания X_M находятся расчетным или экспериментальным путем.

Выражение для электромагнитного момента можно определить, раскрыв векторное произведение токов статора и ротора или найдя мнимую часть от скалярного произведения тех же токов [11]

$$M_{em} = \pm pm / 2M [\mathbf{I}_{r1,2} \times \mathbf{I}_{s1,2}] = \pm pm / 2M \operatorname{Im}(\mathbf{I}_{s1,2} \cdot \mathbf{I}_{r1,2}^*). \quad (13)$$

Здесь знак "+" соответствует токам прямой последовательности, а знак "-" токам обратной последовательности, знаком "*" обозначен сопряженный вектор; m – число фаз.

Чтобы получить скалярные дифференциальные уравнения для прямой последовательности, необходимо все векторы в соотношениях (5), (8) разложить на составляющие по вещественной и мнимой осям, записав их в следующем виде:

$$\begin{aligned} \mathbf{U}_{s1} &= U_{sa1} + j U_{sb1}; \quad \mathbf{I}_{s1} = I_{sa1} + j I_{sb1}; \quad \mathbf{I}_{r1} = I_{ra1} + \\ &+ j I_{rb1}; \quad \mathbf{\Psi}_{s1} = \mathbf{\Psi}_{sa1} + j \mathbf{\Psi}_{sb1}; \quad \mathbf{\Psi}_{r1} = \mathbf{\Psi}_{ra1} + j \mathbf{\Psi}_{rb1}. \end{aligned} \quad (14)$$

Разделяя действительные и мнимые части (5)–(8), получим систему ДУ, выраженную в скалярных величинах (Приложение 1).

Для вывода дифференциальных уравнений для обратной последовательности следует все пространственные векторы в уравнениях (9), (10) разложить на составляющие, представив их в следующем виде

$$\mathbf{U}_{s2}^* = U_{sa2} - j U_{sb2}; \quad \mathbf{I}_{s2}^* = I_{sa2} - j I_{sb2}; \quad \mathbf{I}_{r2}^* = I_{ra2} -$$

$$-jI_{r\beta 2}; \Psi_{s2}^* = \Psi_{sa2} - j\Psi_{s\beta 2}; \Psi_{r2}^* = \Psi_{ra2} - j\Psi_{r\beta 2}. \quad (15)$$

В (15) знак “-” перед мнимой составляющей означает, что пространственные векторы обратной последовательности равны комплексно-сопряженным временным векторам при разложении их на составляющие. После подстановки этих выражений в систему (9), (12) и разделения действительных и мнимых частей получим систему ДУ для обратной последовательности (*Приложение 2*).

Схемы замещения (рис.3) справедливы как для переходных, так и для установившихся процессов. Если оператор $D = d/dt$ заменить на $j\omega_1$, и преобразовать полученные уравнения, то схемы (рис.3, а, б) переходят в известные схемы замещения АД для прямой и обратной последовательностей (11).

Для однофазного АД, имеющего только одну фазу α на статоре, схему замещения схемы получим, объединив схемы рис.3, а и б. Такой двигатель может быть представлен двумя симметричными двухфазными двигателями, статорные обмотки которых соединены последовательно с различным чередованием фаз, а валы жестко сочленены [10]. Схема замещения однофазного двигателя для переходных режимов представлена на рис.4, б. Система ДУ, на основе которых получена эта схема, записывается с использова-

нием дифференциальных уравнений для прямой (5), (6) и обратной (9), (10) последовательности, как

$$\mathbf{U}_{s1} = R_s \mathbf{I}_{s1} + d\Psi_{s1}/dt; \quad (16)$$

$$0 = R_r \mathbf{I}_{r1} + d\Psi_{r1}/dt - j\omega_r \Psi_r; \quad (17)$$

$$\mathbf{U}_{s2}^* = R_s \mathbf{I}_{s2}^* + d\Psi_{s2}^*/dt; \quad (18)$$

$$0 = R_r \mathbf{I}_{r2}^* + d\Psi_{r2}^*/dt - j\omega_r \Psi_r^*. \quad (19)$$

$$\mathbf{U}_{s1} + \mathbf{U}_{s2}^* = \mathbf{U}_s; \quad (20)$$

$$\mathbf{I}_{s1} = \mathbf{I}_{s2}^*. \quad (21)$$

Электромагнитный момент однофазного асинхронного двигателя, выраженный через симметричные составляющие, имеет вид [5]:

$$\begin{aligned} M_{\text{эм}} &= \pm pm/2 M \operatorname{Im}\{(\mathbf{I}_{s1} + \mathbf{I}_{s2})(\mathbf{I}_{r1}^* + \mathbf{I}_{r2}^*)\} = \\ &= M_1 + M_2 + M_3. \end{aligned} \quad (20)$$

Здесь $M_1 = p M (i_{s\beta 1} i_{r\alpha 1} - i_{s\alpha 1} i_{r\beta 1})$ – вращающий момент от токов прямой последовательности; $M_2 = p M (i_{s\beta 2} i_{r\alpha 2} - i_{s\alpha 2} i_{r\beta 2})$ – тормозной момент от токов обратной последовательности; $M_3 = p \{M (i_{s\beta 1} i_{r\alpha 2} - i_{s\alpha 1} i_{r\beta 2}) + M (i_{s\beta 2} i_{r\alpha 1} - i_{s\alpha 2} i_{r\beta 1})\}$ – пульсирующий момент от токов прямой и обратной последовательности.

Дифференциальные уравнения однофазного АД для временных векторов получим, сложив уравнения (16) и (18) с учетом (21) и разложив затем векторы на составляющие согласно (14) и (16). После преобразования получим уравнения однофазного АД в скалярной форме в координатах $(\alpha_1, \beta_1, \alpha_2, \beta_2)$

$$\begin{aligned} U_{mA} &= 2 R_{s\alpha 1} + (d\Psi_{s\alpha 1} + d\Psi_{s\alpha 2})/dt; \\ 0 &= 2 R_{s\beta 1} - (d\Psi_{s\alpha 1} - d\Psi_{s\alpha 2})/dt; \\ 0 &= R_r I_{r\alpha 1} + d\Psi_{r\alpha 1}/dt + \omega_r \Psi_{r\beta 1}; \\ 0 &= R_r I_{r\beta 1} + d\Psi_{r\beta 1}/dt - \omega_r \Psi_{r\alpha 1}; \\ 0 &= R_r I_{r\alpha 2} + d\Psi_{r\alpha 2}/dt - \omega_r \Psi_{r\beta 2}; \\ 0 &= R_r I_{r\beta 2} + d\Psi_{r\beta 2}/dt + \omega_r \Psi_{r\alpha 2}. \end{aligned} \quad (22)$$

Выражение для момента в однофазном режиме находим из (21)

$$\begin{aligned} M_{\text{эм}} &= pm/2 M \{i_{s\beta 1} (i_{r\alpha 1} - i_{r\alpha 2}) - i_{s\alpha 1} (i_{r\beta 1} + i_{r\beta 2}) + \dots \\ &+ [i_{s\beta 1} (i_{r\alpha 2} - i_{r\alpha 1}) + i_{s\alpha 1} (i_{r\beta 1} + i_{r\beta 2})] \cos(2\omega_1 t) + \dots \\ &+ [i_{s\alpha 1} (i_{r\alpha 1} - i_{r\alpha 2}) + i_{s\beta 1} (i_{r\beta 2} + i_{r\beta 1})] \sin(2\omega_1 t)\}. \end{aligned} \quad (23)$$

При замене оператора $D = d/dt$ на $j\omega_1$ и преобразования уравнений (16)–(19), как описано выше, получим уравнение для расчета установившегося режима.

$$U_s = 2 I_{s1} R_{s\alpha} + I_{s1} Z_{r1} + I_{s1} Z_{r2}, \quad (24)$$

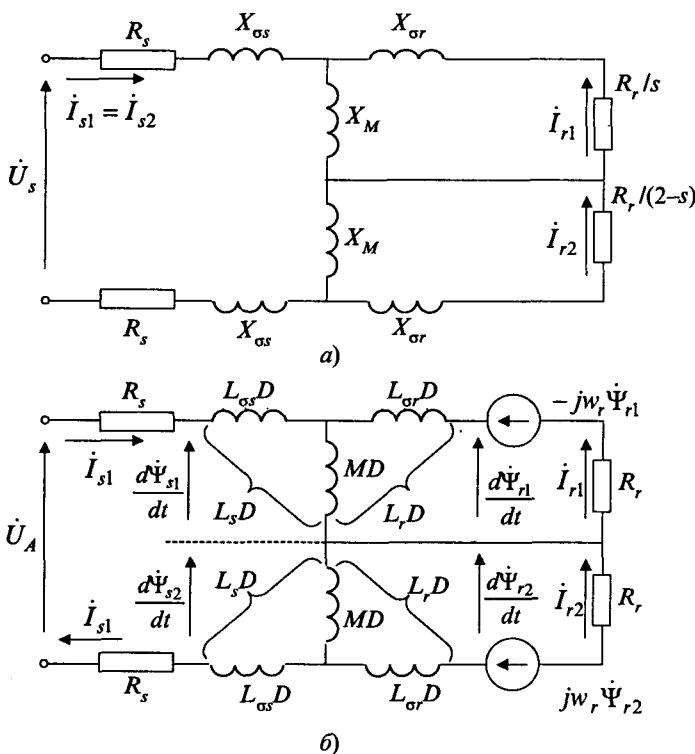


Рис.4. Схема замещения однофазного двигателя в установившихся (а) и переходных режимах (б)

где $Z_{r1} = jX_M^*(R_r + jX_{\sigma r})/[R_r/s + jX_M + jX_{\sigma r}]$;

$Z_{r2} = jX_M^*(R_r + jX_{\sigma r})/[R_r/(2-s) + jX_M + jX_{\sigma r}]$.

На основе уравнения (24) сформирована схема замещения (рис.4), которая совпадает со схемой замещения однофазного АД [11].

Таким образом, предлагается следующий алгоритм формирования системы ДУ несимметричного АД по методу симметричных составляющих. Вначале записываем уравнения для установившегося режима по методу симметричных составляющих и составляем схему замещения для этого режима. Далее все индуктивные сопротивления в схеме замещения $X_{\sigma 1}$, $X_{\sigma 2}$, X_M заменяем индуктивностями вида $L_s D$, $L_r D$, MD , а в роторные цепи вводим ЭДС вращения $E_{r1,2} = \pm \omega_1 \Psi_r$.

Для полученной схемы записываем систему ДУ для пространственных векторов токов и потокосцеплений, при этом учитывая, что комплексное значение пространственного вектора обратной последовательности равно комплексно-сопряженному значению временному вектору обратной последовательности. И, наконец, разделив в сформированной системе действительные и мнимые части, получим систему ДУ в симметричных составляющих, т.е. координатах (α_1, β_1) и (α_2, β_2) .

Применим этот алгоритм для составления математического описания по методу симметричных составляющих несимметричного двухфазного двигателя (рис.2), включенного в однофазную сеть. Схема замещения конденсаторного двигателя для установившегося режима по методу симметричных составляющих изображена на рис.5,а [2, 5], где

$$U_{s1} = (U_\alpha + jU_\beta)/2; \quad U_{s2} = (U_\alpha - jU_\beta)/2;$$

$$Z_u = R_u + jX_u + (R_\phi - jX_{C\phi})/2;$$

$$R_u = (R_{s\beta} - R_{s\alpha})/2; \quad X_u = (X_{s\beta} - X_{s\alpha})/2.$$

На рис.5,б представлена схема для переходных процессов на основе преобразования схемы (рис.5,а). Далее составляем ДУ для пространственных векторов, используя полученную схему замещения для переходных процессов (рис.5,б). Система ДУ имеет следующий вид:

$$\begin{aligned} U_{s1} &= R_{11} I_{s1} + D\Psi_{s1} + U_{C1} - R_{22} I_{s2}^* - U_{C2}^*; \\ 0 &= R_r I_{r1} + D\Psi_{r1} + j\omega_r \Psi_{r1}; \end{aligned} \quad (25)$$

$$U_{s2} = R_{11} I_{s2}^* + D\Psi_{s2}^* + U_{C2}^* - R_{22} I_{s1} - U_{C1};$$

$$0 = R_r I_{r2} + D\Psi_{r2}^* - j\omega_r \Psi_{r2},$$

где $\Psi_{s1} = L_{11} I_{s1} + M I_{r1} + L_{22} I_{s2}^*$; $\Psi_{s2}^* = L_{11} I_{s2}^* +$

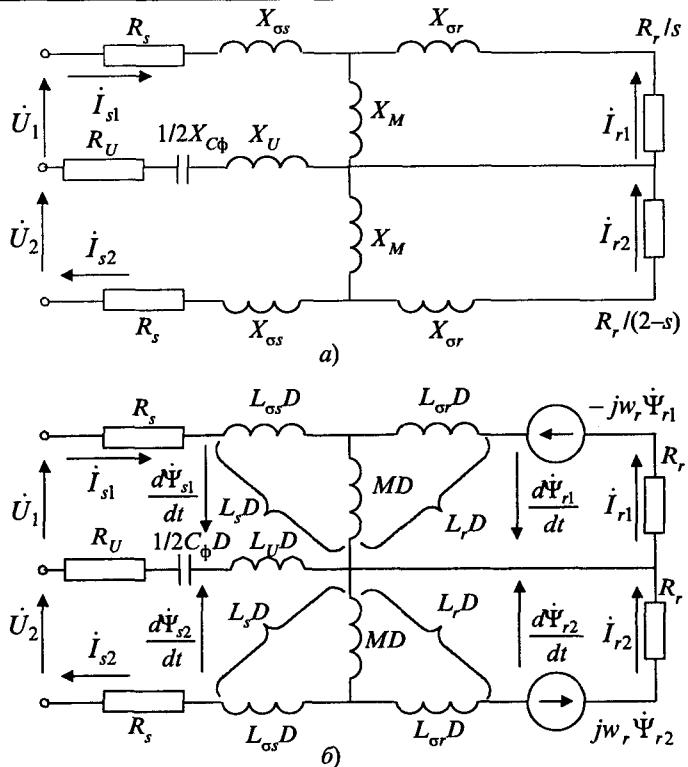


Рис.5. Схема замещения двухфазного несимметричного двигателя в установившихся (а) и переходных режимах (б)

$$\begin{aligned} &+ M I_{r1}^* + L_{22} I_{s1}^*; \quad \Psi_{r1} = L_r I_{r1} + M I_{s1}^*; \quad \Psi_{r2}^* = \\ &= L_r I_{r2} + M I_{s2}^*; \quad U_{C1} = I_{s1}^* / 2C_\phi D; \quad U_{C2}^* = I_{s2}^* / 2C_\phi D \\ &- \text{напряжения на конденсаторе для прямой и обратной последовательности}; \quad R_{11} = (R_{s\alpha} + R_{s\beta} + R_\phi)/2; \\ &R_{22} = (R_{s\alpha} - R_{s\beta} - R_\phi)/2; \quad L_{11} = (L_{s\alpha} + L_{s\beta})/2; \quad L_{22} = \\ &= (L_{s\alpha} - L_{s\beta})/2. \end{aligned}$$

Раскладывая пространственные векторы на составляющие, согласно (14) и (15), получим систему ДУ в скалярных переменных:

– уравнения для прямой последовательности в координатах (α_1, β_1)

$$\begin{aligned} U_{s\alpha 1} &= R_{11} i_{s\alpha 1} + d\Psi_{s\alpha 1}/dt + u_{Ca1} + u_{Co2} + R_{22} i_{s\alpha 1}; \\ U_{s\beta 1} &= R_{11} i_{s\beta 1} + d\Psi_{s\beta 1}/dt + u_{Cb1} + u_{C\beta 2} + R_{22} i_{s\beta 1}; \\ 0 &= R_r i_{r\alpha 1} + \Psi_{r\alpha 1}/dt + \omega_r \Psi_{r\alpha 1}; \quad (26) \\ 0 &= R_r i_{r\beta 1} + \Psi_{r\beta 1}/dt - \omega_r \Psi_{r\beta 1}; \\ C_\phi du_{Ca1}/dt &= i_{s\alpha 1}; \quad C_\phi du_{C\beta 1}/dt = i_{s\beta 1}; \end{aligned}$$

– уравнения для обратной последовательности в координатах (α_2, β_2)

$$\begin{aligned} U_{s\alpha 2} &= R_{22} i_{s\alpha 2} + d\Psi_{s\alpha 2}/dt + u_{Co2} + u_{C\alpha 1} + R_{11} i_{s\alpha 1}; \\ U_{s\beta 2} &= R_{22} i_{s\beta 2} + d\Psi_{s\beta 2}/dt + u_{C\beta 2} - u_{C\beta 1} + R_{11} i_{s\beta 1}; \\ 0 &= R_r i_{r\alpha 2} + \Psi_{r\alpha 2}/dt + \omega_r \Psi_{r\alpha 2}; \quad (27) \\ 0 &= R_r i_{r\beta 2} + \Psi_{r\beta 2}/dt - \omega_r \Psi_{r\beta 2}; \\ C_\phi du_{Co2}/dt &= i_{s\alpha 2}; \quad C_\phi du_{C\beta 2}/dt = i_{s\beta 2}. \end{aligned}$$

Здесь $u_{s\alpha 1} = u_{s\alpha 2} = U_m/2$; $u_{s\beta 1} = u_{s\beta 2} = -U_m/2k$; $U_m = 2U$; $\Psi_{s\alpha 1} = L_{11} i_{s\alpha 1} + M i_{r\alpha 1} + L_{22} i_{s\alpha 2}$; $\Psi_{s\alpha 2} = L_{11} i_{s\alpha 2} + M i_{r\alpha 2} - L_{22} i_{s\alpha 1}$; $\Psi_{s\beta 1} = L_{11} i_{s\beta 1} + M i_{r\beta 1} - L_{22} i_{s\beta 2}$; $\Psi_{s\beta 2} = L_{11} i_{s\beta 2} + M i_{r\beta 2} + L_{22} i_{s\beta 1}$; $\Psi_{r\alpha 1} = L_r i_{r\alpha 1} + M i_{s\alpha 1}$; $\Psi_{r\beta 1} = L_r i_{r\beta 1} + M i_{s\beta 1}$; $\Psi_{r\alpha 2} = L_r i_{r\alpha 2} + M i_{s\alpha 2}$; $\Psi_{r\beta 2} = L_r i_{r\beta 2} + M i_{s\beta 2}$.

Выражение для электромагнитного момента согласно (20)

$$M_{\text{эм}} = M_1 + M_2 + M_3,$$

где $M_1 = pM(i_{r\alpha 1} i_{s\beta 1} - i_{r\beta 1} i_{s\alpha 1})$; $M_2 = pM(i_{r\alpha 2} i_{s\beta 2} - i_{r\beta 2} i_{s\alpha 2})$; $M_3 = \{[i_{r\alpha 1} i_{s\beta 2} - i_{r\beta 1} i_{s\alpha 2}] + [i_{r\alpha 2} i_{s\beta 1} - i_{r\beta 2} i_{s\alpha 1}]\} \cos(2\omega_1 t) + \dots + [i_{r\alpha 2} i_{s\beta 1} + i_{r\beta 2} i_{s\alpha 1}] + [i_{r\alpha 1} i_{s\beta 2} + i_{r\beta 1} i_{s\alpha 2}] \sin(2\omega_1 t)\}. \quad (28)$

Дополнив систему уравнений (26) – (28) уравнением движения (4), получим полную систему по методу симметричных составляющих. Она содержит 13 нелинейных уравнений и может быть решена только с применением современных вычислительных средств.

По уравнениям (26) – (28) в математическом пакете MATLAB составлена модель для серийного однофазного конденсаторного АД типа 4АА56А4У3 мощностью 120 Вт при схеме звезда.

Процесс пуска двигателя моделировался при $M_c = 0,5$ Н·м. На рис.6 представлены результаты моделирования: зависимости угловой скорости ω , и составляющих электромагнитного момента M_1 , M_2 и M_3 от времени. Как следует из рис.6, пульсирующий момент, постепенно нарастаая, достигает амплитудных значений, которые в установившемся режиме превосходят врача-

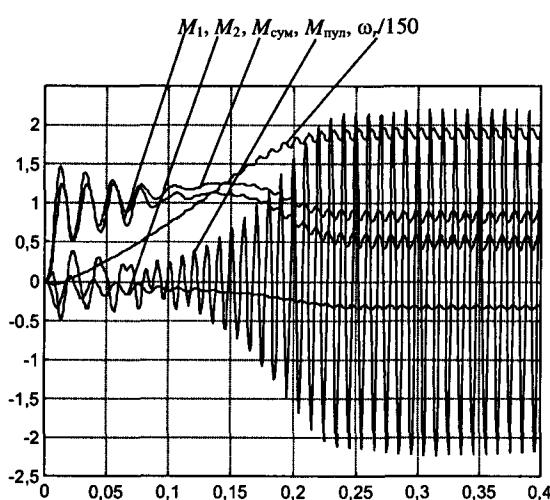


Рис.6. Зависимости частоты вращения ω_r , суммарного электромагнитного момента $M_{\text{сум}}$ и его составляющих $M_{1,2}$, а также $M_{\text{пул}}$ от времени t

ящий момент в 3–4 раза и вызывают колебания угловой частоты вращения.

Выводы

1. Сформирована методика составления системы ДУ по методу симметричных составляющих на основе схемы замещения для переходных режимов, которая получена из схемы замещения для расчета установившегося режима. Для данной схемы составлены ДУ для пространственных векторов, которые затем преобразованы в скалярные дифференциальные уравнения для временных переменных. Даны схемы замещения раздельно для прямой и обратной составляющей, а также схемы замещения одно и двухфазных АД. Исследован динамический режим пуска асинхронного конденсаторного двигателя 4АА56А4У3 мощностью 120 Вт при схеме звезда.

2. Математическая модель реализована в среде программного комплекса MATLAB. Приведены тексты двух модулей программы: первый, описывающий общий алгоритм расчета и второй, описывающий структуру ДУ.

3. Представлены результаты моделирования пуска исследуемого двигателя. Предложенная методика, использующая схемы замещения, позволяет более наглядно получать ДУ в системе симметричных составляющих.

Приложение 1.

$$\begin{aligned} U_{s\alpha 1} &= i_{s\alpha 1} R_s + d\Psi_{s\alpha 1}/dt; U_{s\beta 1} = i_{s\beta 1} R_s + d\Psi_{s\beta 1}/dt; \\ 0 &= i_{r\alpha 1} R_r + d\Psi_{r\alpha 1}/dt + \omega_r \Psi_{r\beta 1}; \\ 0 &= i_{r\beta 1} R_r + d\Psi_{r\beta 1}/dt - \omega_r \Psi_{r\alpha 1}, \end{aligned} \quad (\text{П1.1})$$

где

$$\begin{aligned} \Psi_{s\alpha 1} &= L_s i_{s\alpha 1} + M i_{r\alpha 1}; \Psi_{s\beta 1} = L_s i_{s\beta 1} + M i_{r\beta 1}; \\ \Psi_{r\alpha 1} &= L_r i_{r\alpha 1} + M i_{s\alpha 1}; \Psi_{r\beta 1} = L_r i_{r\beta 1} + M i_{s\beta 1}. \end{aligned}$$

Выражение для электромагнитного момента получим, взяв мнимую часть от скалярного произведения токов, записанного в круглых скобках (13):

$$M_{\text{эм}} = p M (i_{r\alpha 1} i_{s\beta 1} - i_{r\beta 1} i_{s\alpha 1}). \quad (\text{П1.2})$$

Приложение 2.

$$\begin{aligned} U_{s\alpha 2} &= i_{s\alpha 2} R_s + d\Psi_{s\alpha 2}/dt; U_{s\beta 2} = i_{s\beta 2} R_s + d\Psi_{s\beta 2}/dt; \\ 0 &= i_{r\alpha 2} R_r + d\Psi_{r\alpha 2}/dt - \omega_r \Psi_{r\beta 2}; \\ 0 &= i_{r\beta 2} R_r + d\Psi_{r\beta 2}/dt + \omega_r \Psi_{r\alpha 2}, \end{aligned} \quad (\text{П2.1})$$

где $\Psi_{s\alpha 2} = L_s i_{s\alpha 2} + M i_{r\alpha 2}$; $\Psi_{s\beta 2} = L_s i_{s\beta 2} + M i_{r\beta 2}$; $\Psi_{r\alpha 2} = L_r i_{r\alpha 2} + M i_{s\alpha 2}$; $\Psi_{r\beta 2} = L_r i_{r\beta 2} + M i_{s\beta 2}$.

Выражение для электромагнитного момента

$$M_{\text{эм}} = p M (i_{r\alpha 2} i_{s\beta 2} - i_{r\beta 2} i_{s\alpha 2}). \quad (\text{П2.2})$$

Список литературы

1. Лопухина Е. М., Семенчуков Г. А. Автоматизированное проектирование электрических машин малой мощности. М.: Высшая школа, 2002.
2. Хэнкок Н. Матричный анализ электрических машин. М.: Энергия, 1967.
3. Копылов И. П., Мамедов Ф. А., Беспалов В. Я. Математическое моделирование асинхронных машин. М.: Энергия, 1969.
4. Мошинский Ю. А., Петров А. П. Анализ схем включения трехфазных асинхронных двигателей при питании от однофазной сети//Электричество. 1999. № 9.
5. Мошинский Ю. А., Петров А. П. Математические модели трехфазных асинхронных двигателей, включенных в однофазную сеть//Электричество. 2000. № 2.
6. Беспалов В. Я., Мошинский Ю. А., Петров А. П. Динамические показатели трехфазных асинхронных двигателей, включаемых в однофазную сеть// Электротехника. 2000. № 1.
7. Мошинский Ю. А., Петров А. П. Оптимизация динамических режимов работы асинхронного конденсаторного двигателя с регулируемой емкостью//Электротехника. 2000. № 8.

8. Мошинский Ю. А., Петров А. П. Математическая модель асинхронного конденсаторного двигателя по методу симметричных составляющих с использованием стандартного программного обеспечения//Электричество. 2001. №7.

9. Беспалов В. Я., Мошинский Ю. А., Петров А. П. Математическая модель асинхронного двигателя в обобщенной ортогональной системе координат//Электричество. 2002. № 8.

10. Мошинский Ю. А., Бессмертных Н. А. Математическая модель однофазного асинхронного двигателя с пусковым сопротивлением//Электричество. 1997. № 1.

11. Иванов-Смоленский А. В. Электрические машины. М.: Энергия, 1980.

Мошинский Юрий Анатольевич – доцент кафедры электромеханики МЭИ, кандидат технических наук. Окончил в 1965 г. электромеханический факультет МЭИ. В 1975 г. защитил диссертацию по теме "Исследование синхронного двигателя с постоянными магнитами с асинхронно-гистерезисным пуском".

Петров Алексей Петрович – ведущий специалист НПО "ЭНЭЛЭКО", кандидат технических наук. Окончил в 1995 г. энергетический факультет Киргизского ТУ. В 2000 г. защитил в МЭИ диссертацию по теме "Исследование асинхронных конденсаторных двигателей с трехфазными обмотками".

Анализ процессов энергопреобразования линейных электромагнитных машин с предварительным аккумулированием магнитной энергии в динамических режимах¹

НЕЙМАН В.Ю.

Рассмотрены рабочий цикл с предварительным накоплением магнитной энергии в период XX якоря линейных электромагнитных машин ударного действия, обеспечивающий одновременное увеличение энергии ударов и КПД, а также режимы энергопреобразования однообмоточных и двухобмоточных машин ударного действия.

Для реализации импульсных технологий в приводе машин ударного действия широко используются линейные электромагнитные двигатели (ЛЭМД) возвратно-поступательного движения, являющиеся основной частью силовой импульсной системы. Однако существующие способы управления, когда импульс напряжения подают на рабочую обмотку двигателя непосредственно в период рабочего хода (РХ) якоря,

выполняющего функции бойка, обеспечивает по удельной энергии удара для основной массы машин с ЛЭМД показатель на уровне 2–4 Дж/кг в диапазоне энергий единичного удара 1,0–100·10³ Дж [1].

Одним из путей повышения удельных энергетических показателей является использование режимов форсировки процессов с получением сравнительно больших значений переходного тока. Форсировка скорости нарастания тока обмотки с целью увеличения механической энергии, получаемой якорем в результате электромеханического преобразования энергии, как

¹ В работе принимали участие Г.Г. Угаров, К.М. Усанов.

правило, связана с разработкой специальных источников питания с применением емкостных накопителей энергии. При данном способе питания сущность форсировки состоит в том, что в момент включения на обмотку ЛЭМД непосредственно подается напряжение, существенно превышающее длительно допустимое, что повышает динамику работы на этапе трогания и в процессе движения. Такой способ не позволяет уменьшить габариты привода. Он менее эффективен и с точки зрения повышения быстродействия, обусловленного процессом перезаряда емкостного накопителя в рабочем цикле.

Одним из эффективных путей повышения удельных энергетических показателей, исключающим недостатки предыдущего решения, является форсированное аккумулирование магнитной энергии в индуктивности ЛЭМД во время его рабочего цикла. Анализ рабочих процессов электромагнитных машин подтверждает эффективность рабочих циклов, использующих энергию, аккумулированную в системе в период ХХ (возврата) якоря [2,3].

В настоящей работе рассматривается реализация нового рабочего цикла применительно к одно- и двухобмоточным ЛЭМД, осуществляющего форсированное аккумулирование магнитной энергии в период ХХ якоря за счет собственной системы индуктивностей, без использования для этих целей специальных накопительных устройств. Использование данного цикла для импульсных ЛЭМД ударного действия позволило повысить удельную энергию удара и КПД.

Для однообмоточных ЛЭМД, у которых РХ происходит под действием электромагнитных сил единственной системы обмотки, а ХХ – при помощи упругих сил возвратной пружины, реализация рабочего цикла может быть наиболее просто осуществлена по функциональной схеме представленной на рис.1. За основу конструктивной схемы ЛЭМД (рис.1) при этом может быть принята конструкция электромагнита броневого типа, содержащая магнитопровод 1, обмотку возбуждения 2, якорь 3 и возвратную пружину 4. Функциональная схема также включает: источник питания (ИП), блок формирования управляющих импульсов (БУ), тиристорный преобразователь управления обмоткой возбуждения (VT), датчики верхнего (ДВП) и нижнего (ДНП) положения якоря.

При традиционном способе питания напряжение на обмотку возбуждения подается непосредственно в период РХ при крайнем верхнем

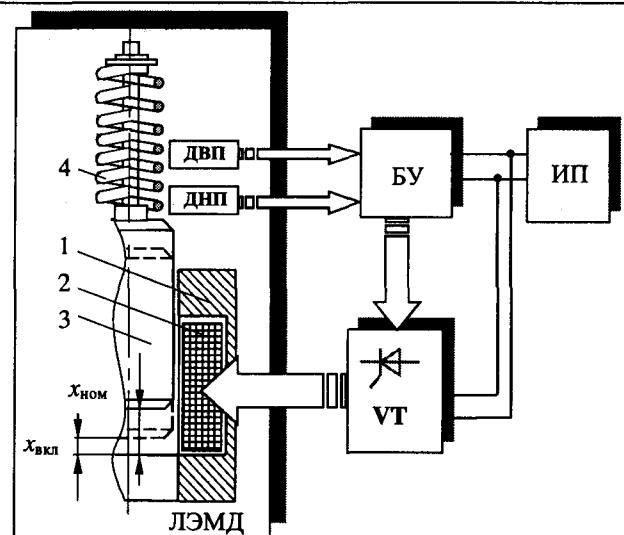


Рис.1. Функциональная схема устройства однообмоточного ЛЭМД с пружинным возвратом якоря

положении якоря в точке с координатой $x_{\text{ном}}$, соответствующей максимальному воздушному зазору. По завершению РХ обмотка обесточивается, и якорь под действием усилия возвратной пружины занимает исходное положение. Далее цикл повторяется. Данный режим работы ЛЭМД не обеспечивает нарастания тока, близкого к установившемуся значению, даже в конце процесса энергопреобразования за счет индуктивности системы. В результате конечная скорость якоря и энергия удара занижены в сравнении с форсированным режимом.

Практическая реализация нового рабочего цикла осуществляется при помощи способа управления, который обеспечивает нагружение якоря двигателя противодействующим усилием на этапе движения в период ХХ, чем обеспечивается интенсивное аккумулирование магнитной энергии с последующим использованием в рабочем цикле [2]. Значение противодействующего усилия F_p определяется механической энергией возвратного элемента. При этом механическая энергия, полученная возвратным элементом во время РХ якоря в предыдущем цикле, используется в последующем цикле энергопреобразования.

Сущность способа управления в рабочем цикле заключается в том, что при возврате якоря в момент времени, соответствующий рабочему воздушному зазору $x_{\text{вкл}}$ (рис.1), который может отличаться от начального $x_{\text{вкл}} < x_{\text{нач}}$, с блока управления БУ по сигналу датчика ДВП подается сигнал на включение тиристорного преобразователя VT обмотки возбуждения. Якорь,

обладая некоторым запасом кинетической энергии, приобретенной под действием усилия возвратной пружины, продолжает движение в направлении, противоположном электромагнитному усилию $F_{\text{эм}}$, которое к этому моменту времени еще недостаточно велико для преодоления противодействующей силы возвратной пружины. По мере роста усилия в положении якоря, соответствующем воздушному зазору $x_{\text{нач}}$, происходит его остановка и смена знака скорости на противоположный. Якорь под действием усилия электромагнитной силы совершает рабочий ход. По завершению РХ по сигналу датчика ДНП обмотка обесточивается, и якорь под действием усилия возвратной пружины совершает ХХ. Далее цикл повторяется, а работа двигателя осуществляется в автоколебательном режиме и характеризуется идентично повторяющимися процессами, образующими законченный рабочий цикл. Регулируя момент подачи напряжения на обмотку возбуждения в период возврата якоря в пределах $0 < x_{\text{вкл}} < x_{\text{нач}}$ можно регулировать начальный запас электромагнитной энергии и энергию ударов.

По свойственным рабочему циклу динамическим и энергетическим режимам работа ЛЭМД осуществляется в несколько этапов, каждый из которых может быть определен на временному интервале (рис.2).

В соответствии с цикличностью повторяющихся процессов, первый этап энергопреобразования совместим с моментом времени возврата якоря, характеризующимся в электромеханической системе действием упругих сил возвратной пружины и обесточенной обмотки. На этом этапе на интервале времени t_1-t_2 , электрическая энергия от источника не поступает ($dW_c = 0$). Потенциальная энергия пружины, запасенная в предыдущем цикле, преобразуется в механическую энергию возврата якоря.

На втором этапе энергопреобразования, в промежутке времени t_2-t_3 (рис.2), к обмотке ЛЭМД прикладывается напряжение источника ИП. Механическая система характеризуется направлением движения якоря, противоположным действию нарастающей электромагнитной силы в рабочем зазоре системы. Потенциальная энергия пружины преобразуется в энергию магнитного поля и аккумулируется в индуктивностях системы. Начало второго этапа совпадает по времени с положением якоря в точке с координатой, соответствующей воздушному зазору $x_{\text{вкл}}$ (рис.1). Этап энергопреобразования сопровождается генераторным режимом работы.

В этом режиме энергопреобразования ЛЭМД является по существу динамическим накопителем магнитной энергии, которая преобразуется из поступающей механической и электрической

энергии источника. На этой стадии рабочего цикла, представляющего ХХ, уравнение баланса элементарных энергий электромеханической системы может быть представлено в виде:

$$dW_c + dA_{\text{мех}} - dQ = dW_m, \quad (1)$$

где dW_c – элементарная энергия источника; $dA_{\text{мех}}$ – механическая работа, направленная против сил электромагнитного поля; dQ – тепловые потери в обмотке; dW_m – элементарная энергия магнитного поля, включающая составляющие электрической и механической энергии.

Из (1) следует, что энергия, потребляемая из сети, за вычетом тепловых потерь в меди и механическая энергия внешних сил затрачиваются на изменение энергии магнитного поля. Выражение процесса аккумулирования магнитной энергии в динамическом режиме (в

Интервал времени	t_1-t_2	t_2-t_3	t_3-t_4
Режим энергопреобразования			
Условие протекания процесса	$F_{\text{эм}} = 0;$ $v < 0;$ $i = 0;$ $x < x_{\text{вкл}}$.	$F_{\text{эм}} > 0;$ $ F_n > F_{\text{эм}} ;$ $v < 0;$ $x > x_{\text{вкл}}$.	$F_{\text{эм}} > 0;$ $v > 0;$ $ F_n < F_{\text{эм}} .$
Режим работы	—	Генераторный	Двигательный
Процессы энергопреобразования	—	Электрическая механическая → магнитная	Электрическая → магнитная → механическая

Рис.2. Режимы энергопреобразования однообмоточного ЛЭМД с пружинным возвратом якоря

процессе движения якоря) для случая возврата якоря пружиной может быть записано в виде:

$$\int_{t_2}^{t_3} (ui - i^2 R) dt + \int_{x_{\text{вкл}}}^{x_{\text{ном}}} f_{\pi} dx = \int_{t_2}^{t_3} i \frac{d\Psi}{dt} dt, \quad (2)$$

где u , i , f_{π} – мгновенные значения напряжения, тока, усилия пружины; R – активное сопротивление обмотки; x , Ψ – текущая координата положения якоря и потокосцепление обмотки.

Правая часть уравнения (2) определяет значение запасаемой системой магнитной энергии к моменту времени начала РХ якоря. Поскольку рассматривается процесс движения, величина $i \frac{d\Psi}{dt}$ представляет мощность электромагнитного поля, а $\frac{d\Psi}{dt}$ – напряжение, компенсирующее ЭДС электромагнитной индукции, характеризующее вихревое электрическое поле [4].

Начало третьего этапа энергопреобразования на интервале t_3-t_4 (рис.2) характеризуется завершением ХХ и сменой знака скорости якоря на противоположный. Полезная механическая работа при этом реализуется в виде энергии ударного импульса.

Пренебрегая весом якоря, как величиной малого порядка по отношению к усилию в рабочем зазоре системы, уравнение энергетического баланса в период РХ при начальных условиях $i_{(t=t_3)} = i_{\text{трог}}$ ($i_{\text{трог}}$ – начальное значение тока трогания якоря, соответствующее моменту времени завершения ХХ) и

$$\left(\frac{d\Psi}{dt} \right)_{(t=t_3)} = \left(\frac{d\Psi}{dt} \right)_{(\text{трог})} \quad \left(\frac{d\Psi}{dt} \right)_{(\text{трог})} - \text{ЭДС самоиндукции по завершению ХХ якоря} \quad \text{и}$$

для $\left(\frac{d\Psi}{dt} \right)_{(t=t_4)} = \left(\frac{d\Psi}{dt} \right)_{(\text{трог})}$ можно записать так:

$$\int_{t_3}^{t_4} (ui - i^2 R) dt = \int_{t_3}^{t_4} f_{\text{эм}} v dt + \int_{x=0}^{x_{\text{нач}}} f_{\pi} dx + \Delta W(x, t), \quad (3)$$

где $f_{\text{эм}}$, v – мгновенные значения электромагнитной силы, скорости якоря; $\Delta W(x, t)$ – приращение энергии магнитного поля за интервал времени t_3-t_4 ; x , t – независимые переменные.

В соответствии с начальными условиями, за счет магнитной энергии, запасенной в системе в период ХХ за интервал времени t_2-t_3 , ток трогания якоря и на этапе его движения будет иметь значение, большее, чем при способе, когда генераторный режим исключен. Согласно (3) электрическая энергия, поступающая из сети в период РХ за время t_3-t_4 , расходуется на совершение механической работы, увеличение потенци-

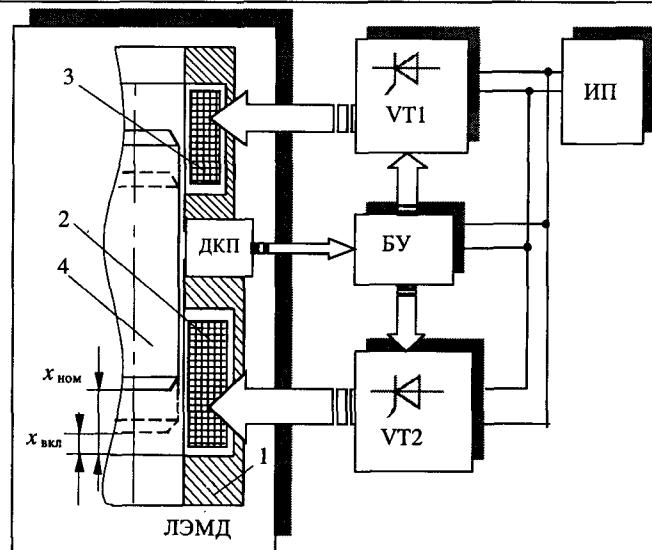


Рис.3. Функциональная схема устройства двухобмоточного ЛЭМД двойного действия

альной энергии возвратной пружины, а также на изменение энергии магнитного поля системы.

Для ЛЭМД двойного действия, у которых рабочий и холостой ход осуществляются под действием электромагнитных сил, реализация рабочего цикла может быть осуществлена по функциональной схеме рис.3. В отличии от схемы рис.1, здесь возврат якоря осуществляется дополнительной обмоткой. ЛЭМД содержит магнитопровод 1, обмотку возбуждения рабочего 2 и холостого 3 хода, выполняющий функции ударника якорь 4. Схема включает также следующие функциональные узлы: источник питания (ИП), блок формирования управляемых импульсов (БУ), тиристорный преобразователь обмотки холостого (VT1) и рабочего (VT2) хода, датчик контроля положения якоря (ДКП).

В исходном состоянии якорь находится в нижнем положении. При включении источника по сигналу датчика ДКП с блока БУ осуществляется включение преобразователя VT1. Якорь под действием электромагнитных сил обмотки совершает ХХ. В точке, соответствующей координате положения якоря $x_{\text{вкл}}$, по сигналу датчика ДКП происходит включение преобразователя VT2. Некоторое время направление движения якоря сохраняется без изменений. В точке, соответствующей координате положения $x_{\text{ном}}$, происходит остановка и изменение знака скорости якоря на противоположный. Одновременно по сигналу датчика происходит отключение обмотки ХХ. Якорь под действием электромагнитных сил обмотки РХ совершает ускоренное перемещение. По завершению РХ обмотка обес-

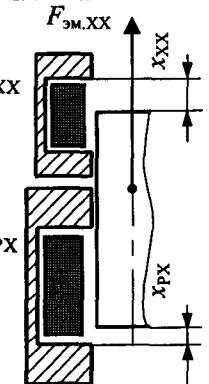
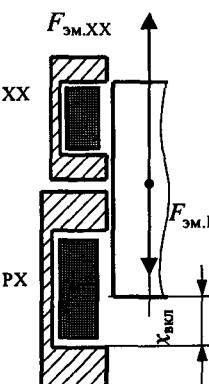
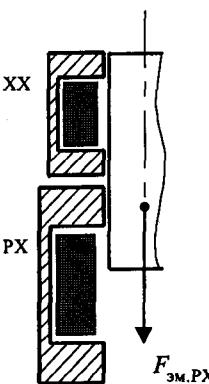
Интервал времени	t_1-t_2	t_2-t_3	t_3-t_4
Режим энергопреобразования			
Условие протекания процесса	$F_{\text{эм.}XX} < 0; F_{\text{эм.}PX} = 0; v < 0; i_{PX} = 0; x_{PX} < x_{\text{вкл.}}$	$F_{\text{эм.}XX} < 0; F_{\text{эм.}PX} > 0; F_{\text{эм.}XX} > F_{\text{эм.}PX} ; v < 0; x_{PX} > x_{\text{вкл.}}$	$F_{\text{эм.}XX} = 0; F_{\text{эм.}PX} > 0; v > 0; i_{XX} = 0.$
Режим работы обмотки	XX Двигательный	XX Двигательный	—
PX	—	PX Генераторный	PX Двигательный
Процессы энерго-преобразования	XX Электрическая → → магнитная → → механическая	XX Электрическая → → магнитная → → механическая	—
PX	—	PX Электрическая механическая } → → магнитная	PX Электрическая → → магнитная → → механическая

Рис.4. Режимы энергопреобразования ЛЭМД двойного действия

точиваются. Далее цикл повторяется, а работа двигателя осуществляется в автоколебательном режиме.

Первый этап энергопреобразования на интервале времени t_1-t_2 (рис.4) характеризуется протеканием тока по обмотке XX. Якорь под действием электромагнитной силы совершает XX в направлении, противоположном PX. Согласно закону сохранения энергии для обмотки XX уравнение баланса элементарных энергий может быть представлено в виде

$$dW_{c,XX} - dQ_{XX} = dW_{m,XX} + dA_{\text{мех.}XX}. \quad (4)$$

Из (4) следует, что потребляемая из сети энергия ($dW_{c,XX}$) за вычетом потерь в меди обмотки XX (dQ_{XX}) затрачивается на изменение энергии магнитного поля ($dW_{m,XX}$) и совершение механической работы ($dA_{\text{мех.}XX}$) по перемещению якоря.

В соответствии с (4) на интервале t_1-t_2 уравнение энергобаланса за время движения якоря

$$\int_1^2 (u_{XX} i_{XX} - i_{XX}^2 R_{XX}) dt = \int_1^2 f_{\text{эм.}XX} v dt + \Delta W_{m,XX}(x, t), \quad (5)$$

где $u_{XX}, i_{XX}, R_{XX}, f_{\text{эм.}XX}, v$ – соответственно напряжение, ток, сопротивление, электромагнитное усилие, скорость якоря для обмотки XX; $\Delta W_{m,XX}(x, t)$ – приращение энергии магнитного поля обмоткой XX.

Этап энергопреобразования на промежутке времени t_2-t_3 (рис.4) характеризуется одновременным протеканием тока по обмоткам холостого и рабочего хода. Начало этапа совпадает с моментом времени положения якоря, соответствующим воздушному зазору $x_{\text{вкл.}}$. Режим энергопреобразования сопровождается более интенсивным потреблением электрической энергии обмоткой XX, компенсируя этим затраты механической энергии по перемещению якоря против сил разворачивающегося магнитного поля в воз-

душном зазоре обмотки PX. Направление движения якоря сохраняется, противодействующее усилие возрастает. Движение якоря осуществляется в сторону увеличения воздушного рабочего зазора. Механическая энергия, затраченная на преодоление противодействующего усилия в обмотке PX, преобразуется в магнитную.

На этой стадии рабочего цикла, представляющей еще XX, уравнение баланса элементарных энергий рабочей обмотки имеет вид, аналогичный выражению (1):

$$dW_{c,PX} + dA_{\text{мех.}PX} - dQ_{PX} = dW_{m,PX}. \quad (6)$$

В соответствии с (6) энергия, потребляемая из сети ($dW_{c,PX}$), за вычетом тепловых потерь в обмотке PX (dQ_{PX}) и механическая энергия, направленная против сил электромагнитного поля ($dA_{\text{мех.}PX}$), преобразуются в магнитную ($dW_{m,PX}$).

Уравнение энергобаланса согласно (6) за время движения якоря на интервале t_2-t_3

$$\int_2^3 (u_{PX} i_{PX} - i_{PX}^2 R_{PX}) dt + \int_2^3 f_{\text{эм.}PX} v dt = \int_2^3 i_{PX} \frac{d\Psi_{PX}}{dt} dt, \quad (7)$$

где $u_{\text{РХ}}$, $i_{\text{РХ}}$, $\psi_{\text{РХ}}$, $R_{\text{РХ}}$, $f_{\text{эм.РХ}}$ – соответственно напряжение, ток, потокосцепление, сопротивление, электромагнитное усилие рабочей обмотки.

Правая часть уравнения (7) определяет значение магнитной энергии, запасаемой в системе, зависящее от момента времени подачи импульса напряжения на обмотку РХ в период возврата, в точке с координатой $x_{\text{вкл}}$.

Работа двигателя осуществляется в режиме динамического аккумулирования магнитной энергии, которая преобразуется из поступающей механической и электрической энергии.

Для обмотки РХ режим энергопреобразования – генераторный (рис.4). Электрическая энергия, поступающая из сети, и механическая энергия внешних сил преобразуются в магнитную и запасаются системой для использования в следующем этапе энергопреобразования.

Момент времени остановки якоря и смены знака скорости на противоположный определяет начало следующего этапа энергопреобразования (рис.4). Обмотка ХХ обесточивается, а якорь под действием электромагнитного усилия рабочей обмотки совершает ускоренное перемещение. Уравнение баланса элементарных энергий аналогичное (4) имеет вид:

$$dW_{c,\text{РХ}} - dQ_{\text{РХ}} = dW_{m,\text{РХ}} + dA_{\text{мех.РХ}}. \quad (8)$$

В соответствии с циклом на интервале времени РХ t_3-t_4 уравнение энергобаланса для рабочей обмотки:

$$\int_{t_3}^{t_4} (u_{\text{РХ}} - i_{\text{РХ}}^2 R_{\text{РХ}}) dt = \int_{t_3}^{t_4} f_{\text{эм.РХ}} v dt + \Delta W_{\text{эм.РХ}}(x, i). \quad (9)$$

Удельные силовые и энергетические показатели будут определяться, как и для однообмоточных ЛЭМД с пружинным возвратом, начальными условиями для тока $(i_{\text{РХ}})_{(t=t_3)} = (i_{\text{РХ}})_{\text{тrog}}$ и

$$\text{ЭДС самоиндукции } \left(\frac{d\psi_{\text{РХ}}}{dt} \right)_{(t=t_3)} = \left(\frac{d\psi_{\text{РХ}}}{dt} \right)_{(\text{тrog})},$$

т.е. моментом времени подачи импульса напряжения на обмотку РХ при возврате якоря.

Анализ зависимостей (4)–(9) показывает, что полный рабочий цикл, реализующий режим работы с аккумулированием магнитной энергии в период ХХ якоря представляет многоступенчатое преобразование магнитной, механической и электрической энергии источника с идентично повторяющимися процессами энергопреобразования.

Таким образом, при работе двигателя в автоколебательном режиме происходит непрерывный энергообмен магнитной энергии через ме-

ханическую работу посредством потенциальной энергии пружины, переходящей частично в кинетическую энергию возврата якоря и частично в магнитную, запасаемую системой для однообмоточных ЛЭМД с пружинным возвратом. Аналогичный энергообмен магнитной энергии посредством механической работы в автоколебательном режиме происходит между обмотками холостого и рабочего хода в ЛЭМД двойного действия.

Экспериментально установлено, что предлагаемый рабочий цикл, реализующий предварительное накопление магнитной энергии в период ХХ якоря, обеспечил одновременное увеличение в 1,24 раза энергии удара, в 1,5 раза ударной мощности и в 1,2 раза КПД.

Режим ХХ	Энергия удара, Дж	КПД, %
Без накопления магнитной энергии	320	28,3
С накоплением магнитной энергии	400	34

В таблице приведены основные энергетические показатели однообмоточного ЛЭМД с пружинным возвратом якоря и работой в автоколебательном режиме.

В сравнении с рабочим циклом, когда возврат якоря осуществляется при помощи пружины, в ЛЭМД двойного действия цикл будет характеризоваться относительно низким значением КПД, за счет более высоких потерь в обмотке ХХ. К достоинствам рабочего цикла следует отнести возможность авторегулирования во всем диапазоне перемещения якоря.

Сравнение рабочих циклов показывает, что в рациональном цикле обеспечивается увеличение начального запаса магнитной энергии в системе к началу РХ за счет соответствующего выбора момента подачи импульса тока в обмотку. Это повышает скорость и уменьшает продолжительность последующих РХ якоря, благодаря чему возрастает энергия удара и ударная мощность.

Таким образом, эффективность рабочего цикла с накоплением магнитной энергии на этапе возврата якоря выше, чем у цикла, где аккумулирование магнитной энергии отсутствует. Предлагаемый рабочий цикл может быть использован для широкого класса электромагнитных ударных машин.

Список литературы

1. Угаров Г.Г., Нейман В.Ю. Анализ показателей электромагнитных ударных машин// ФТПРПИ. 1996. № 2. С.72–80.
2. Пат. 2127017 РФ. Способ управления однообмоточным линейным электромагнитным двигателем ударного действия/ Г.Г.Угаров, В.Ю.Нейман, К.М.Усанов // Открытия. Изобретения. 1999. № 6.
3. Нейман В.Ю., Угаров Г.Г. Способ управления электромагнитным двигателем с динамическим аккумулированием магнитной энергии// Тр. 5-й международной конф. "Актуальные проблемы электронного приборостроения" АПЭП-2000 (Новосибирск, сентябрь 2000 г.). Т.7. Новосибирск: НГТУ, 2000. С. 168–170.

4. Малинин Л.И., Малинин В.И., Макельский В.Д., Тюков В.А. К определению статических и динамических усилий электромагнитного двигателя// Электротехника. 1997. №9. С.28–31.

Нейман Владимир Юрьевич – доцент кафедры "Теоретические основы электротехники" Новосибирского ГТУ. Окончил электротехнический факультет Новосибирского электротехнического института в 1986 г. В 1992 г. защитил кандидатскую диссертацию по теме "Электромагнитный двигатель цилиндрической структуры для привода скважинного электронасоса" в Томском политехническом университете.

Магнитогидродинамическая машина

КАРАВАЕВ В.Т., доктор техн. наук

Вятский ГУ

Представлена разработка конструкции и принцип действия бесконтактного магнитогидродинамического генератора (МГДГ), процесс генерирования тока в котором основан на законе электромагнитной индукции, а проводником является рабочее тело (электролиты, жидкие металлы и ионизированные газы (плазма)).

В настоящее время перед электротехникой поставлена задача разработки бесконтактного магнитогидродинамического генератора (МГДГ), процесс генерирования тока в котором основан на законе электромагнитной индукции, а проводником является рабочее тело (электролиты, жидкие металлы и ионизированные газы (плазма)) [1].

В Вятском ГУ в течение 20 лет ведутся работы по разработке МГДГ мощностью гигаватты, обладающих высокими массогабаритными показателями, КПД и надежностью [2].

В МГД машинах активная зона выполняется в виде газообразного проводника (плазмы), поэтому в ней заметно проявляется эффект Холла [1]. Как показали исследования [3], на концах канала наводится ЭДС Холла порядка 20 кВ, что приводит к повышенной электроопасности при эксплуатации. Кроме того, неиспользование эффекта Холла при изменении режима работы фараевской МГД машины приводит к уменьшению удельной мощности и КПД МГД машины.

Проявление эффекта Холла может быть показано обобщенным [1] законом Ома:

$$j = \sigma(\vec{E} + \vec{v}\vec{B}) - \frac{\beta}{B} j_x B_x, \quad (1)$$

где σ – удельная электрическая проводимость среды; \vec{E} – напряженность внешнего поля; \vec{v} –

36

скорость движущейся электропроводящей среды; \vec{B} – стационарная магнитная индукция; $\beta = \omega_e \tau_e$ – безразмерный параметр Холла; ω_e – циклотронная частота вращения электрона в магнитном поле; τ_e – время между его последующими соударениями с другими частицами; j – плотность электрического тока.

Последний член справа в (1) учитывает эффект Холла, имеющий место при относительно малой плотности электронов по сравнению с металлическими проводниками, вследствие чего электроны сталкиваются с другими частицами много реже и τ_e велико. Это приводит к увеличению параметра Холла $\beta < 1$ и появлению плотности электрического тока j_x вдоль канала. Число электрических контуров при эффекте Холла в два раза выше, чем при эффекте Фарадея, и уменьшает индуктивное сопротивление обмотки Холла в электропроводящей среде.

Одновременное проявление эффектов Фарадея и Холла в электропроводящей среде каналов позволило автору сформировать дополнительные фазные обмотки для эффекта Фарадея и эффекта Холла и соединить их между собой последовательно, что исключило перенапряжение до 20 кВ на концах МГД канала.

Разработана новая конструкция кондукционной безэлектродной МГД машины с совмеще-

нием фарадеевской и холловской МГД машин [2] (рис.1). Машина состоит из внешнего корпуса 1 и внутреннего корпуса 2, выполненных из ферромагнитного материала [4,5], на которых установлены части внешнего 3, 4 и внутреннего 5, 6 статора. Корпусы 1, 2 по торцам соединены щитами 7, 8, выполненными из немагнитного материала. Индуктор состоит из двух частей 9, 10, расположенных последовательно и разнополюсно по длине машины.

Между внешними 3, 4 и внутренними 5, 6 частями статора установлены аксиально вытянутые каналы 11, 12, 13, выполненные из материала с высоким электросопротивлением, например, карборунда, устойчивого в химических средах при высоких температурах, заполненные электропроводящей средой [5].

Внутри каждого канала 11, 12, 13 (рис.1,2) вдоль аксиальной оси установлена перегородка 14, в которой в местах прилегания к двум одинаковым частям 9, 10 индуктора выполнены отверстия 15, 16, образующие поперечные каналы, оси которых совмещены с плоскостями осей *n-n* и *m-m* соответствующих им частей 9, 10 индуктора.

Полости аксиально вытянутых каналов заполнены электропроводящей средой 22, образующей основную фазную обмотку с протекающими

по ней токами i_{a1} , i_{b1} , i_{c1} и дополнительную основную фазную обмотку с токами i_{a2} , i_{b2} и i_{c2} .

Результирующий ток в электропроводящей среде равен:

$$i_{a3} = i_{a1} + i_{a2}; \quad i_{b3} = i_{b1} + i_{b2}; \quad i_{c3} = i_{c1} + i_{c2}.$$

Токосъемная система образована основной фазной обмоткой (23 и др.), на рис.1,3, дополнительной основной фазной обмоткой, внешней фазной обмоткой 38, состоящей из катушек и уложенной в пазы, выполненные на внутренней поверхности внешних частей 3, 4 статора, внутренней дополнительной фазной обмоткой 43, двухслойной обмоткой 48, состоящей из катушек, уложенных в пазы, выполненные на внутренней поверхности внешней части 3 статора, двухслойной фазной обмоткой 55, состоящей из катушек, уложенной в пазы, выполненные на внешней поверхности внутренней части 5 статора, двухслойной фазной обмотки 62, состоящей из катушек, уложенной в пазы, выполненные на внутренней поверхности внешней части 5 статора, двухслойной фазной обмоткой состоящей из катушек, уложенных в пазы на внешней поверхности внутренней части 6 статора.

Каждая однополярная часть 9, 10 индуктора (рис.1,2) *N*, *S* образована обмоткой возбужде-

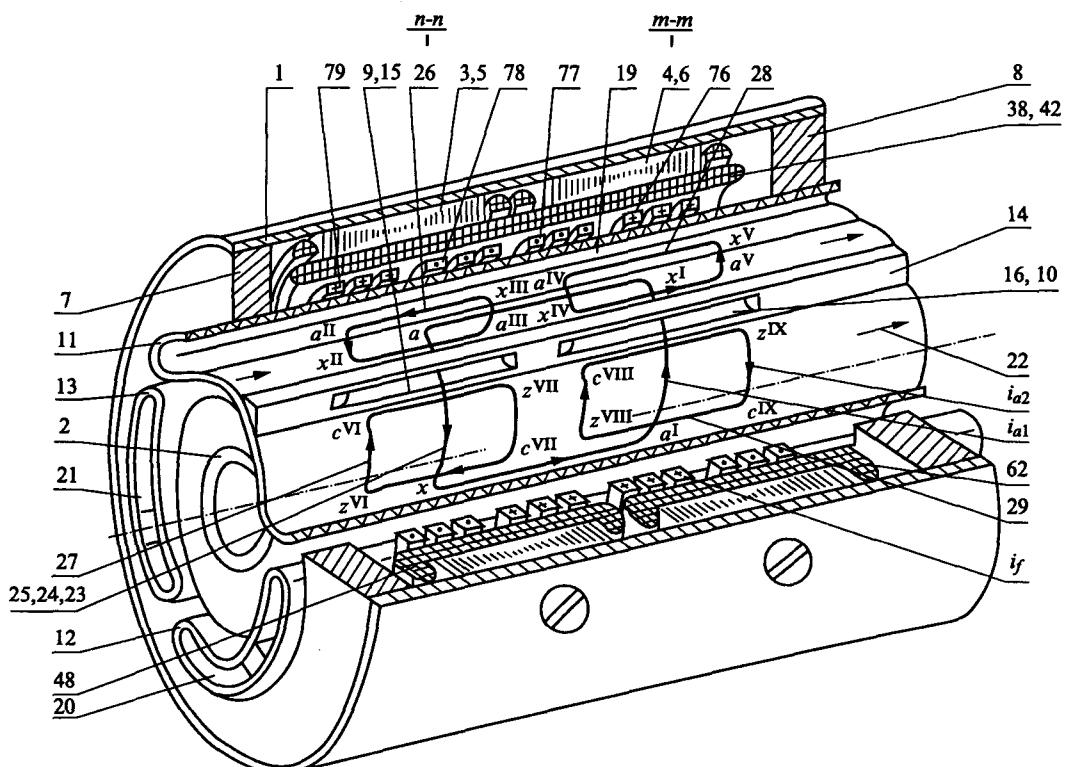
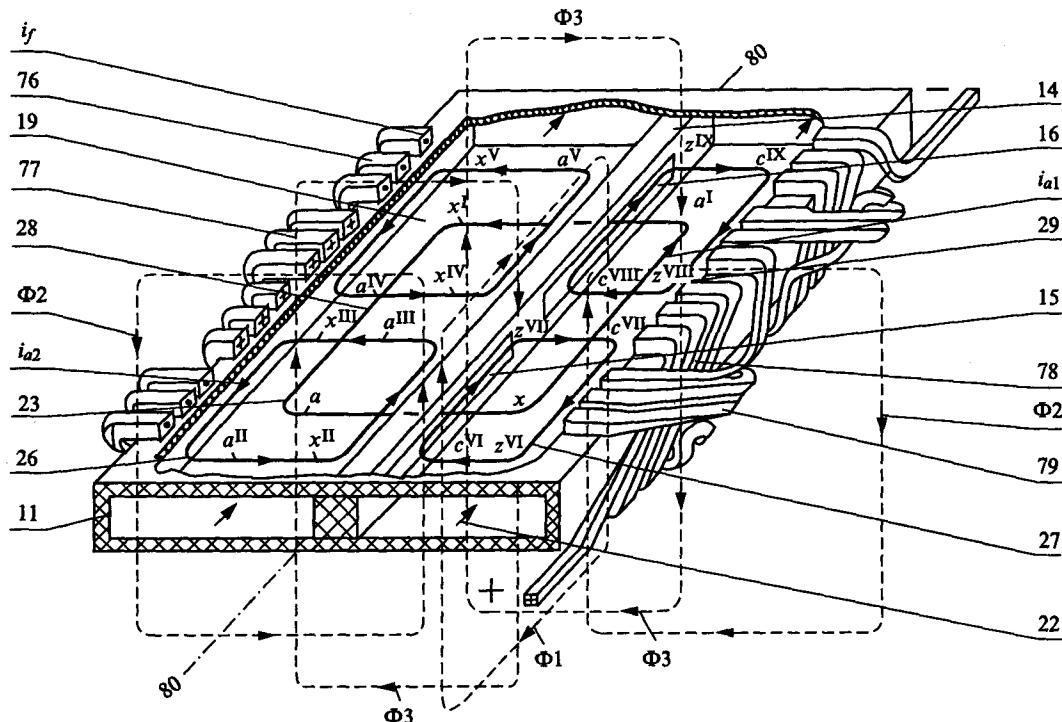


Рис.1. Кондукционная безэлектродная МГД машина с совмещением фарадеевской и холловской МГД машины: (разрез по *M-M-M*)



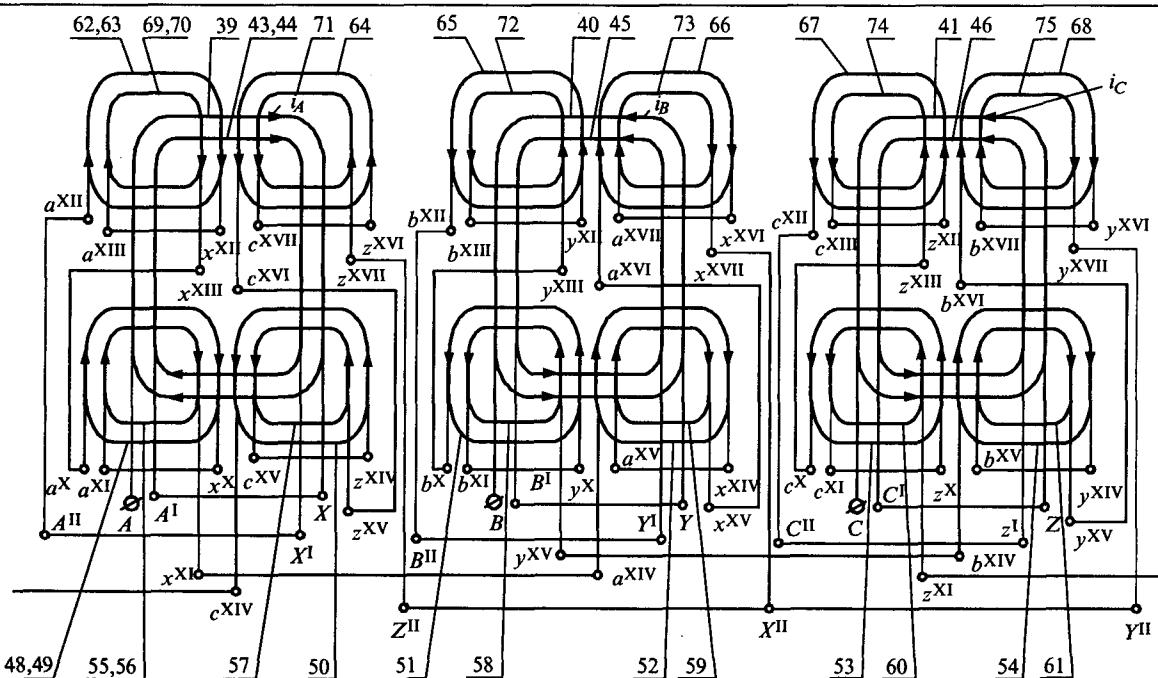


Рис.3. Кондукционная безэлектродная МГД машина с совмещением фарадеевской и холловской МГД машины (токосъемная система)

основной фазной обмотки и, соответственно, для контуров: $a^{X}x^{X}, c^{XIV}z^{XIV}; b^{X}y^{X}, a^{XIV}x^{XIV}; c^{X}z^{X}$, $b^{XIV}y^{XIV}$, катушек 49–54 внешней двухслойной фазной обмотки, расположенной на части 5 статора.

Радиальные оси являются общими для контуров:

$$a^{IV}x^{IV}a^{V}x^{V}; \quad c^{VIII}z^{VIII}c^{IX}z^{IX}; \quad b^{IV}y^{IV}b^{V}y^{V}; \\ a^{VIII}x^{VIII}a^{IX}x^{IX}; \quad c^{IV}z^{IV}c^{V}z^{V}; \quad b^{VIII}y^{VIII}b^{IX}y^{IX},$$

катушек 28, 29, 32, 33, 36 дополнительной основной фазной обмотки, и, соответственно, для контуров: $a^{XII}x^{XII}; c^{XVI}z^{XVI}; b^{XII}y^{XII}; a^{XVI}x^{XVI}; c^{XII}z^{XII}$; $b^{XVI}y^{XVI}$ катушек 63–68 внешней двухслойной фазной обмотки, расположенной на части 4 статора, и для контуров: $a^{XIII}x^{XIII}, c^{XVII}z^{XVII}, b^{XIII}y^{XIII}; a^{XVII}x^{XVII}; c^{XIII}z^{XIII}; b^{XVII}y^{XVII}$ катушек 70–75 внутренней двухслойной фазной обмотки, расположенной на части 6 статора (рис.3) со следующими техническими характеристиками: ширина двойного пакета статора $b_{ct} = 0,03$ м; число пазов статора $z_c = 6$; зубцовое деление $t_z = 0,01$ м, ширина паза $b_n = 0,005$ м; высота паза $h_n = 0,013$ м; электротехническая сталь 2411, $\delta = 0,35$ мм, число витков в катушке $w_k = 2000$;

обмоточный провод марки ПЭВ-2 Ø0,2 мм.

При проведении эксперимента функции электропроводящей среды каналов 11, 12, 13 в макетном образце выполняли короткозамкнутые контуры из меди, что позволило создать условия работы МГД машины, близкие к реальным. При относительно малых скоростях перемещения ($v = 0,1$ м/с) короткозамкнутого контура на зажимах МГД машины получено напряжение $50 \cdot 10^{-3}$ В.

Исследования подтвердили теоретические положения, приведенные в работе.

Основная обмотка якоря ax, by, cz , внешняя дополнительная фазная обмотка 38, внутренняя дополнительная фазная обмотка 43, обмотка возбуждения, состоящая из катушек 76, 77, выполнены на одинаковое число полюсов $2p$, где p – число пар полюсов машины.

При этом в электропроводящей среде полостей 19, 20, 21 каналов как при увеличении скорости v протекания по синусоидальному закону $dv/dt > 0$ (рис.4), так и при уменьшении скорости v протекания по синусоидальному закону $dv/dt < 0$ (рис.5) электропроводящей среды 22 при постоянном магнитном потоке Φ_1 в контурах: $ax^Ia^Ia^I; by^Iy^Ib^I; cz^Iz^Ic^I$, образующих основную фазную обмотку, создаются синусоидальные ЭДС $E_{al}; E_{bl}; E_{cl}$, под действием которых в фазах протекают токи $i_{al}; i_{bl}; i_{cl}$, создающие переменное магнитное поле Φ_2 , трансформирующее энергию как во внешнюю дополнительную

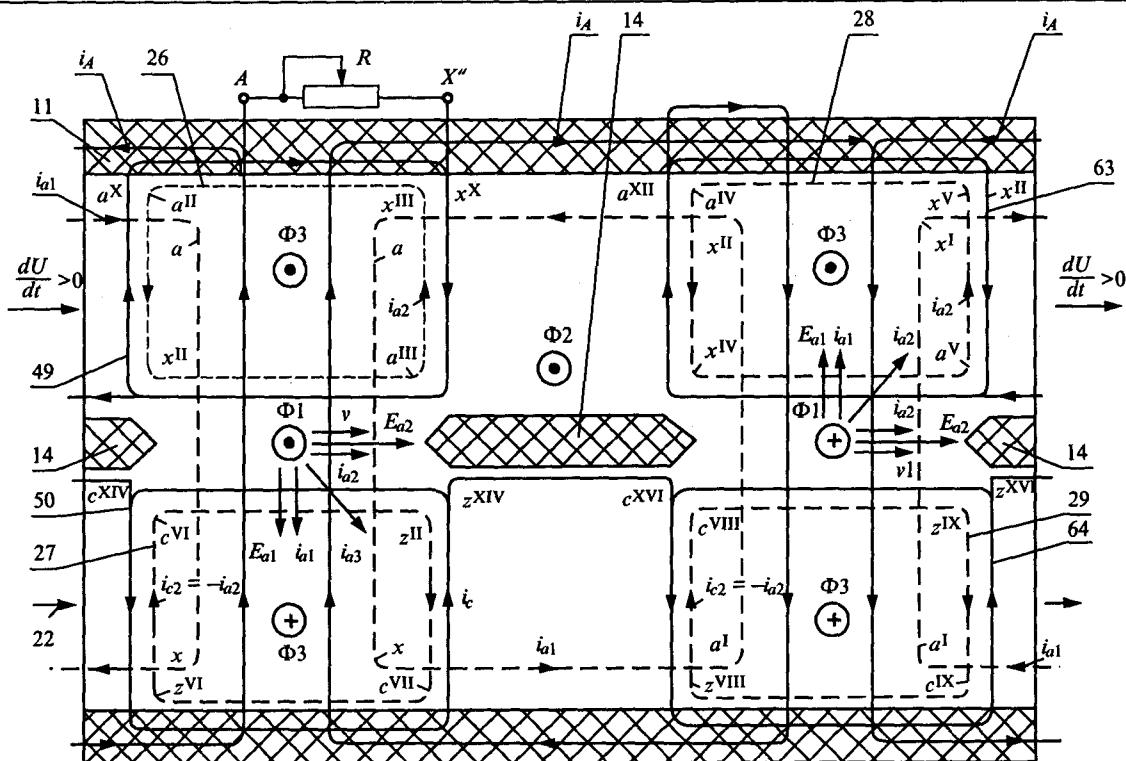


Рис.4. Кондукционная безэлектродная МГД машина с совмещением фарадеевской и холловской МГД машины (МГД канал с токосъемной системой при скорости протекания электроприводящей среды $(dU/dt) > 0$)

фазную обмотку 38, так и внутреннюю дополнительную фазную обмотку 40 (рис.3).

В частях a_x, b_y, c_z контуров 23, 24, 25 электроприводящей среды 22, расположенных в магнитном поле Φ_1 , переменные ЭДС Холла E_{a2}, E_{b2}, E_{c2} индуцируются протеканием токов i_{a1}, i_{b1}, i_{c1} . Они направлены вдоль оси канала и под их действием протекают переменные токи Холла i_{a2}, i_{b2}, i_{c2} в контурах 26–37, создающие переменное магнитное поле Φ_3 .

В частях $a^I x^I, b^I y^I, c^I z^I$ контуров 23, 24, 25, расположенных в магнитном поле Φ_1 , повернутом на 180° , ЭДС Холла E_{a2}, E_{b2}, E_{c2} индуцируются протеканием токов i_{a1}, i_{b1}, i_{c1} , повернутых также на 180° . Поэтому ЭДС Холла направлены вдоль оси канала и также создают токи Холла i_{a2}, i_{b2}, i_{c2} в контурах 26–37, образующие переменное магнитное поле Φ_3 , которое дополнительно трансформирует энергию в катушки 49–54, 56–61, 63–68, 70–75 двухслойных фазных обмоток 48, 55, 62, 69 токосъемной системы.

При последовательном соединении фаз дополнительных фазных обмоток $A X, B Y, C Z, A' X', B' Y', C' Z'$ и двухслойной фазной обмотки $A'' X'', B'' Y'', C'' Z''$ ЭДС на клеммах МГД машины следующие:

$$E_{AX} = E_{AX} + E_{A'X'} + E_{A''X''};$$

$$E_{BY} = E_{BY} + E_{B'Y'} + E_{B''Y''};$$

$$E_{CZ} = E_{CZ} + E_{C'Z'} + E_{C''Z''}.$$

В МГД машине вследствие отношения 2:1 шагов основной фазной обмотки 23, 24, 25 и дополнительной фазной обмотки 26–37 отсутствует их взаимоиндуктивная связь. Поскольку отношение 3:1 шагов дополнительной фазной обмотки 39–41, 44–46 и двухслойной фазной обмотки 49–54, 56–61, 63–68, 70–75, также отсутствует взаимоиндуктивная связь, что позволило оптимально совместить в общем магнитопроводе фарадеевскую и холловскую МГД машины.

Электромагнитная мощность предлагаемой МГД машины увеличивается:

$$|P| = \frac{\sigma}{1+\beta^2} v^2 B_{al}^2 [k_z(1-k_z) + \beta^2(1-k_{a2})], \quad (2)$$

где $k_{a2} = E_{a2}/(\beta v E_{a1})$; $k_z = E_z/(v E_{a2})$; E_z – падение напряжения в контуре; σ – электропроводность среды; $\beta = \omega_e \tau_e$ – безразмерный параметр Холла; ω_e – циклотронная частота вращения электрона в магнитном поле; τ_e – время между его последующими соударениями с другими частицами.

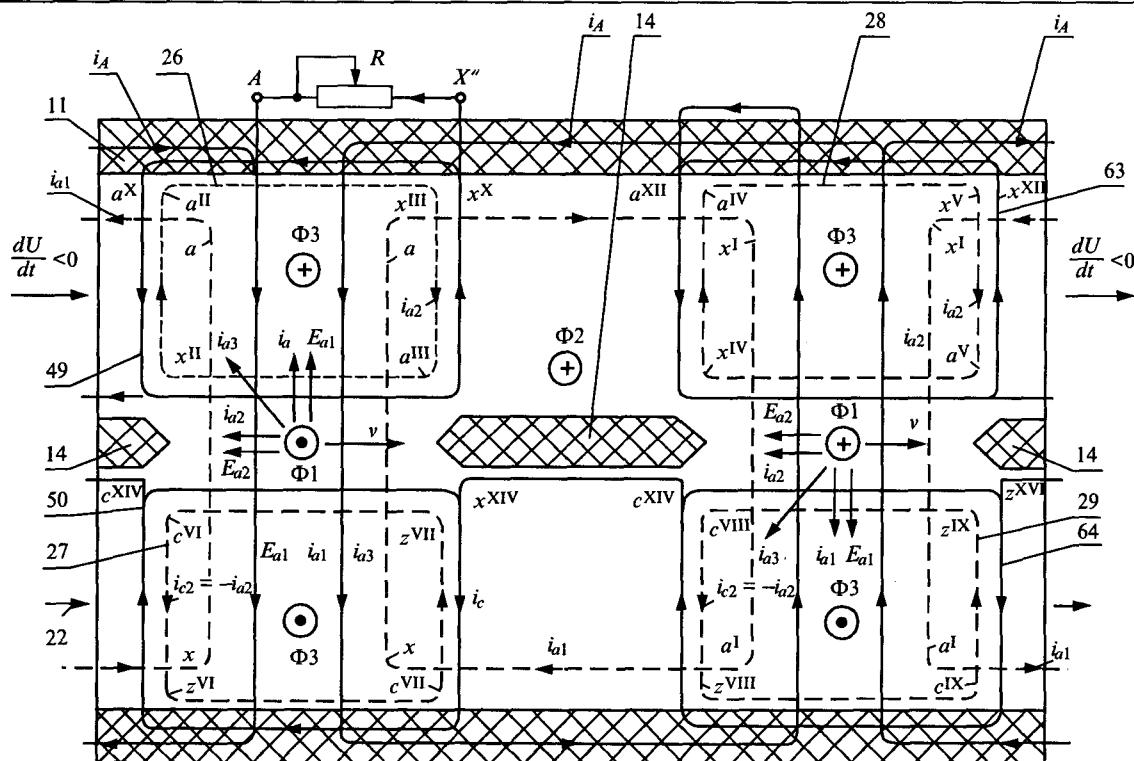


Рис.5. Кондукционная безэлектродная МГД-машина с совмещением фаадеевской и холловской МГД-машин (МГД-канал с токосъемной системой при скорости протекания электроприводящей среды ($dV/dt < 0$)

Электромагнитное совмещение фаадеевской и холловской МГД машин и соединение обмоток токосъемной системы последовательно с повышением электропроводности среды и коэффициента связи магнитно-связанных обмоток токосъемной системы машины ставит МГД машину в ряд высокоиспользованных электрических машин, таких как синхронные машины, особенно при использовании эффекта сверхпроводимости и высокотемпературной плазмы.

Выполнение двухслойных фазных обмоток с отгибом на угол $\pi/2$ к торцевым частям статора позволило упростить конструкцию и технологию изготовления двухслойной фазной обмотки, при смещении ее относительно фазной обмотки на угол $\pi p/4$.

Расположение катушек каждой фазы двухслойной фазной обмотки вдоль оси канала и смещение в радиальной плоскости на расстояние трех полюсных делений этой обмотки позволило выполнить двухслойную фазную обмотку на то же число пар полюсов p , как и дополнительную фазную обмотку, и объединить эти обмотки в общую токосъемную систему, исключив преобразователи в токосъемной системе и повысив КПД машины.

Смещение в радиальной плоскости осей каж-

дых рядом лежащих групп катушек дополнительной основной фазной обмотки и двухслойных фазных обмоток относительно осей катушек дополнительной фазной обмотки в противоположных направлениях на угол $\pi p/4$, где p – число пар полюсов совмещенных фаадеевской и холловской МГД машин, дает возможность разместить двухслойную фазную обмотку токосъемной системы в отдельных пазах частей статора, совместить магнитопроводы фаадеевской и холловской МГД машин и увеличить удельную электромагнитную мощность и КПД МГД машины.

Совмещение осей дополнительной основной фазной обмотки и двухслойных фазных обмоток соответственно с осями частей индуктора и обмотки возбуждения позволяет оптимально совместить магнитные поля фаадеевской и холловской МГД машин, увеличить мощность и КПД МГД машины.

Последовательное соединение дополнительных фазных обмоток и двухслойных фазных обмоток токосъемной системы позволяет выполнить МГД машину на более высокие напряжения, чем диагональные МГД машины при изменяющемся режиме работы [1].

К преимуществам предлагаемой конструкции

следует отнести простоту внешней цепи за счет отсутствия дополнительных преобразователей и цепи управления, а также технологичность конструкции МГД машины.

Основными достоинствами МГД машины является отсутствие движущихся механических деталей, электродов и относительная простота цикла преобразования энергии и системы автоматического регулирования напряжения.

Таким образом, к 170-летнему юбилею использования закона электромагнитной индукции Майкла Фарадея создана высоконадежная фараадеевско-холловская МГД машина с электропроводящей средой, пульсирующей по синусоидальному закону во времени со скоростью 1–15 км/с, что позволяет увеличить установленную мощность МГД машины до 5–50 ГВт.

Список литературы

1. Бертинов А.И., Бут Д.А., Мизюрин С.Р. и др. Специальные электрические машины: источники и преобразователи энергии. М.: Энергоиздат, 1982.
2. А.с. 307483, СССР, МКИ НО 2К 44/08. Магнитогидродинамическая машина/В.Т. Караваев.
3. Зимин Э.П. Создание МГД энергоблоков на газе, мазуте и угле//Новые виды энергетических установок использование нетрадиционных источников энергии. Вып. 1. М.: Информэнерго, 1982.
4. Том Р., Тарр Дж. Магнитные системы МГД – генераторов и термоядерных установок: Основы расчета магнитных полей и сил. Пер. с англ М.: Энергоатомиздат, 1985.
5. Караваев В.Т. Специальные электрические машины с частичным совмещением (элементы теории, схемы и конструкций)/РИО ВятГТУ. Киров, 1999. Деп. в ВИНИТИ, № 3452-В99.
6. А.с. 1426390, СССР, МКИ, НО 2 К 44/00. Устройство для формирования жидкокометаллических поршневых потоков/Караваев В.Т.///Открытия. Изобретения. 1995. № 23.

Анализ теоретического обоснования возможности создания линейного электромагнитного движителя¹

МАЛЫГИН В.М.

Сделан анализ теоретических положений, представленных в публикациях Р.И.Бихмана в качестве обоснования возможности создания линейного электромагнитного движителя. Указана одна из возможных причин возникновения наблюдавшегося при испытаниях эффекта изменения числа колебаний макета движителя.

Для длительного поддержания на орbitах искусственных спутников Земли (ИСЗ) заманчиво выглядит создание электромагнитного движителя, обеспечивающего пусть малую, но длительно действующую силу (тягу) за счет преобразования солнечной энергии в электрическую и взаимодействия с электромагнитным полем Земли.

Можно приветствовать публикации редакций в порядке обсуждения статей, привлекающих внимание к попыткам решения интересных и практически важных технических задач.

Но четвертая публикация [1] на тему создания линейного электромагнитного движителя ИСЗ без соответствующих комментариев может создать впечатление, что теоретически обосно-

вана возможность разработки принципиально нового класса преобразователей энергии и дело только за оптимизацией конструкции, что побудило автора провести анализ теоретических положений, выдвигаемых в качестве обоснования работы указанного «движителя».

Если при наземных испытаниях макетного образца [2] было обнаружено появление внешних сил, а теоретическое обоснование их появления противоречит как в [1], так и в более ранних публикациях законам классической физики, то нужно или вносить исправления в теорию, как справедливо замечено в [3], чего нет в последней статье [1], где вся теоретическая часть базируется на классических законах электромагнетизма, или представить иное (кстати, более простое) объяснение имевшего место при испытаниях эффекта, но ничего подобного в [1] тоже нет.

Поэтому рассмотрим подробнее работу «движителя» в тех же рамках теоретических основ

¹ Статья печатается в порядке обсуждения статей Р.И.Бихмана («Электротехника», 2002, № 6) и Р.И.Бихмана, В.М.Долкарта («Электротехника», 2001, № 4).

электротехники, базирующихся на законах классической физики, как и в [1], и при тех же начальных условиях.

Магнитное поле Земли (МПЗ) однородное с постоянной магнитной индукцией B_0 , витки рабочей обмотки с постоянным током I от бортового источника движутся прямолинейно в плоскости, перпендикулярной вектору B_0 , передняя по направлению движения часть обмотки находится в зазоре магнитопровода из ферромагнитного материала, магнитопровод механически связан с обмоткой, процесс установившийся.

1. В зоне концентрации магнитного поля результатирующая магнитная индукция B_p равна [4, с.154]:

$$B_p = B_0 + B_m, \quad (1)$$

где B_m – индукция поля магнитопровода.

Тогда на каждый виток обмотки с длиной l поперечных по направлению движения сторон действительно действует в направлении движения сила

$$F = I(B_0 + B_m)l - IB_0l = IB_ml. \quad (2)$$

Но в [1] упущено из вида обстоятельство, что согласно третьему закону Ньютона (действие равно противодействию) сила F уравновешивается силой, приложенной к магнитопроводу (концентратору), с которым механически связана обмотка. В отсутствие этой связи обмотка будет сдвинута по отношению к магнитопроводу до положения, когда сила F станет равной нулю. Что не трудно проверить опытным путем, т.е. сила F внутренняя и в качестве внешней силы она на «двигителе» не действует, вопреки утверждениям [1].

2. Выражение для определения ЭДС индукции E в [1] представлено в виде (в общем случае это векторное произведение):

$$E = -Blv, \quad (3)$$

где B – магнитная индукция; l – длина стороны витка; v – скорость движения ИСЗ.

Заметим, что v – это скорость движения витка (контура) относительно внешнего магнитного поля. В «двигителе» магнитное поле концентратора создается за счет ориентации его доменов внешним магнитным полем [4, с.172], оно неподвижно относительно обмотки и участвовать в создании ЭДС индукции не может. Витки обмотки при движении ИСЗ пересекают только магнитные силовые линии МПЗ.

Во-первых, выражение (3) получено [4, с.198] из общей формулировки закона электромагнит-

ной индукции, при этом имеется в виду изменение магнитного потока, пронизывающего контур, какой бы ни была причина этого изменения. Но изменения магнитного потока в «двигителе» нет, число входящих в контур магнитных силовых линий МПЗ (это лишь наглядное геометрическое изображение магнитного поля) равно числу выходящих из него магнитных силовых линий как при равномерном прямолинейном движении контура вместе с концентратором в однородном магнитном поле, так и при движении с ускорением. Значение магнитного потока, пронизывающего контур, не меняется во времени и согласно закону электромагнитной индукции [4, с.197] ЭДС индукции в контуре (витке обмотки) равна нулю. Это в конце концов подтверждается и в [1], и не имеет физического смысла разбивать отсутствующую ЭДС на части и оперировать с ними при подсчете мощностей.

Известно, что при преобразовании электрической энергии в механическую, например, в электродвигателях, стороннему источнику тока в контуре противодействует ЭДС индукции, появляющаяся при изменении магнитного потока, а возникающие силы совершают работу за счет источника, поддерживающего ток в контуре, а не за счет энергии магнитного поля [4, с.203]. Из этого следует, что в «двигителе» [1], где не только нет внешних сил, но даже при их появлении, например, из-за наличия неравномерности магнитного поля и возникновения при этом ЭДС индукции, нельзя производить механическую работу за счет энергии МПЗ.

Во-вторых, формула (3) может быть получена из выражения лоренцевых сил, действующих на электрически заряженные частицы, движущиеся в магнитном поле [5, с.254]. При этом даже в изолированном отрезке движущегося проводника происходит перераспределение зарядов и возникает ЭДС индукции (однако при попытке использовать ее для получения электрического тока мы вынуждены создать замкнутую цепь и в равномерном магнитном поле получим в добавленной части контура такую же ЭДС, направленную встречно). Но известно, что постоянное магнитное поле (а тем более неподвижное относительно проводника поле концентратора) не совершает работы над движущимися в нем вместе с проводником заряженными частицами [5, с.228], что, с другой стороны, еще раз подтверждает невозможность использования энергии МПЗ в «двигителе».

Бездоказательным является предлагаемое в [1]

различное использование двух равнозначных частей контура – одной в качестве генератора, преобразующего энергию МПЗ в электрическую, а другой в качестве двигателя, создающего внешнюю силу, ускоряющую ИСЗ (хотя то и другое невозможно, как показано выше), только потому, что в одной части контура магнитные силовые линии, пересекая его границы, входят в контур, а в другой выходят из него.

3. Теорема Пойтинга, являющаяся формулировкой закона сохранения энергии для электромагнитного поля, получена из уравнений Максвелла, а вектор Пойтинга есть произведение взаимосвязанных векторов напряженности электрического и магнитного полей [4, с.240]. Из начальных условий работы «двигателя» следует, что рассматриваемая задача относится к области магнитостатики, МПЗ представлено в виде магнитного поля постоянного магнита. Но уравнения магнитостатики получены из уравнений Максвелла при исключении из них членов с производными по времени [6, с.260]. Постоянное во времени магнитное поле, обладая в некотором объеме определенной энергией, не создает электрического поля, не совершает работы над движущимися в нем электрическими зарядами и не излучает энергии в окружающее пространство, что говорит о неправомерности использования теоремы Пойтинга для обоснования работы «двигателя».

Таким образом, следует сделать вывод о том, что теоретическое обоснование принципа работы линейного электромагнитного двигателя, представленное в [1], выглядит, по меньшей мере, неубедительным.

4. Относительно результатов испытания

макетного образца можно заметить, что «двигатель» представляет собой по существу электромагнит с ферромагнитным сердечником, запитанный постоянным током. Ось его скорее всего не совпадает (этих данных в [2] нет) с направлением результирующего вектора МПЗ, возможно искаженного еще наличием вблизи ферромагнитных масс. При взаимодействии МПЗ с полем магнита возникает врачающий момент, меняющий направление при изменении оператором направления тока в такт с механическими колебаниями платформы, что может быть еще одной причиной (вместе с другими упомянутыми в [2] возможными причинами) разности числа колебаний в ускоряющем и тормозящем режиме, и все это требует более строгого проведения эксперимента с привлечением специалистов в области колебаний механических систем.

Список литературы

1. Бихман Р.И. Конструкция линейного электромагнитного двигателя//Электротехника. 2002. № 6.
2. Бихман Р.И., Долкарт В.М. Испытания макетного образца линейного электромагнитного двигателя//Электротехника. 2002. № 4.
3. Мирошник А.О. О статье Бихмана Р.И. «Линейный электромагнитный двигатель»//Электротехника. 2000. № 3.
4. Иродов И.Е. Основные законы электромагнетизма. М.: Высшая школа, 1983.
5. Зисман Г.А., Тодес О.М. Курс общей физики. Т.2. М.: Наука, 1969.
6. Фейнман Р., Лейтон Р., Сэндс М. Фейнмановские лекции по физике. Т.5. М.: Мир, 1966.

Малыгин Вячеслав Михайлович – кандидат технических наук ФГПУ "НИИЭМ". Окончил факультет "Автоматика и телемеханика" МИИТ в 1966 г. Защитил диссертацию по теме "Диагностирование подшипниковых узлов высокоскоростных электрических машин" в 1987 г.

Экспериментальное исследование двухфазных нереверсивных вентильно-индукторных двигателей

ШАБАЕВ В.А., канд. техн. наук, ЗАХАРОВ А.В., инж.

ОАО НИПТИЭМ

Приведены результаты статических испытаний двухфазных нереверсивных вентильно-индукторных двигателей (ВИД), определены области применения и показаны преимущества перед многофазными ВИД.

В последнее время вентильно-индукторные (ВИД) управляемые двигатели находят все боль-

шее применение в различных областях машиностроения в качестве регулируемого элект-

ропривода [1]. В идеале ВИД могут быть применены во всех областях машиностроения, в которых в настоящее время применяются регулируемые вентильные и асинхронные двигатели.

ВИД состоит из явнополюсного статора и ротора из шихтованного железа, с сосредоточенными обмотками на статоре и безобмоточного ротора. Отсутствие магнитов, сосредоточенные обмотки на статоре (невозможность межфазного замыкания), отсутствие обмоток на роторе приводят к тому что, конструкция ВИД выигрывает по надежности, цене материалов, затратам на изготовления, КПД.

Появление в конце XX века IGBT-транзисторов, а также развитие микропроцессорной техники позволило решить проблему управления ВИД.

Широкому распространению ВИД в настоящее время препятствует относительно высокий уровень шумов и вибраций, отсутствие дешевого датчика положения и частоты вращения. Над этими проблемами работают отечественные и зарубежные фирмы [1].

Однако несмотря на это многие фирмы выпускают ВИД серийно в качестве приводов насосов, вентиляторов, тяговых двигателей на транспорте.

Например, фирма "Emerson" (США) выпускает 2000 вентильно-индукторных двигателей в день для стиральных машин, а фирма "Nec/Densai" (Япония) тяговые двигатели для электротранспорта [1].

Наряду с общеизвестными вентильно-индукторными двигателями, имеющими три или четыре фазы возможен вариант двухфазного ВИД [2-4]. Такие двигатели состоят из четырех или восьми полюсов на статоре с сосредоточенными обмотками и безобмоточного ротора.

Основные особенности двухфазного ВИД:

- нереверсивность;
- простота конструкции в сравнении с трехфазными и четырехфазными ВИД;
- двухфазный ВИД может управляться двумя силовыми ключами (для управления вентильными и асинхронными двигателями необходим мост из шести ключей);
- несимметричное по углу увеличение и уменьшение индуктивности;
- наличие момента при работе двигателя как при изменении индуктивности, так и при изменении взаимной индуктивности;
- большая или такая же частота вращения по сравнению с многофазными двигателями при одинаковой частоте пульсации поля;

– количество меди в двухфазных двигателях меньше в 1,5–2 раза по сравнению с аналогичными трех- и четырехфазными.

Большинство общепромышленных механизмов, например вентиляторы, насосы, электрощипидели, компрессоры, бытовая техника, не нуждается в реверсе, поэтому нереверсивные ВИД за счет простоты конструкции двигателя и преобразователя могут найти широкое применение.

Нами были проведены теоретические исследования по определению оптимального соотношения геометрических размеров и формы пазов ротора и статора. Изготовлены два образца двухфазных ВИД конструкции 8×4, где 8 – число полюсов на статоре, 4 – число полюсов на роторе. Наружный диаметр активной части статора 150 мм, длина активной части ротора 70 мм, диаметр ротора 59 мм. Проведены экспериментальные исследования образцов.

Важнейшими характеристиками, определяющими момент, коэффициент пульсаций момента, мощность и зависимость момента от тока, для ВИД являются изменение индуктивности и взаимной индуктивности фаз в функции угла поворота ротора.

На рис.1 представлены графики рассчитанных функций изменения индуктивности фаз A и B (рис.1,а,б соответственно), изменения взаимной индуктивности (рис.1,в) и формы тока (рис.1,г,д), обеспечивающей минимум пульсаций момента, для двухфазного двигателя с ступенчатым ротором с соотношением углов нарастания и убывания 1/3. Результаты экспериментального исследования зависимости индуктивности в фазах и взаимной индуктивности показаны в тех же координатах пунктиром.

На рис.2 представлены графики рассчитанных функций для двухфазного двигателя с явнополюсным несимметричным ротором, обеспечивающим соотношение углов нарастания и убывания 1/2. Результаты экспериментального исследования зависимости индуктивности в фазах и взаимной индуктивности показаны в тех же координатах пунктиром.

Расчеты проводились без учета индуктивности рассеяния, эффекта расширения полюса с учетом того, что магнитная проницаемость "железа" много больше магнитной проницаемости воздуха.

Анализируя графики, представленные на рис.1, 2, можно сделать выводы:

1. Двигатель с несимметричным явнополюсным ротором развивает больший момент по

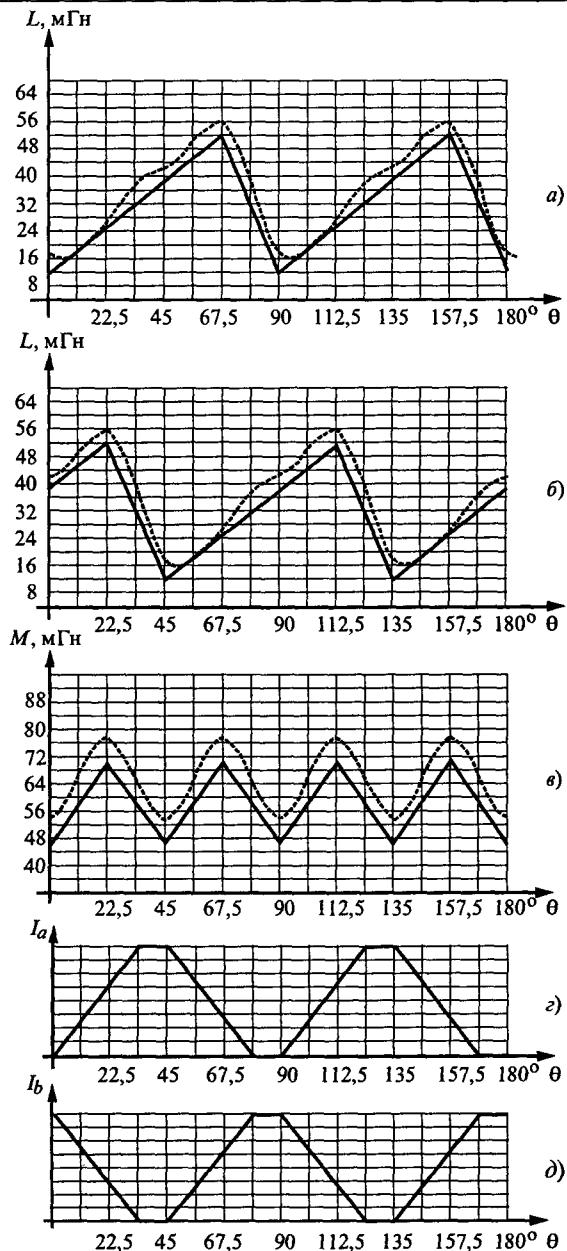


Рис.1

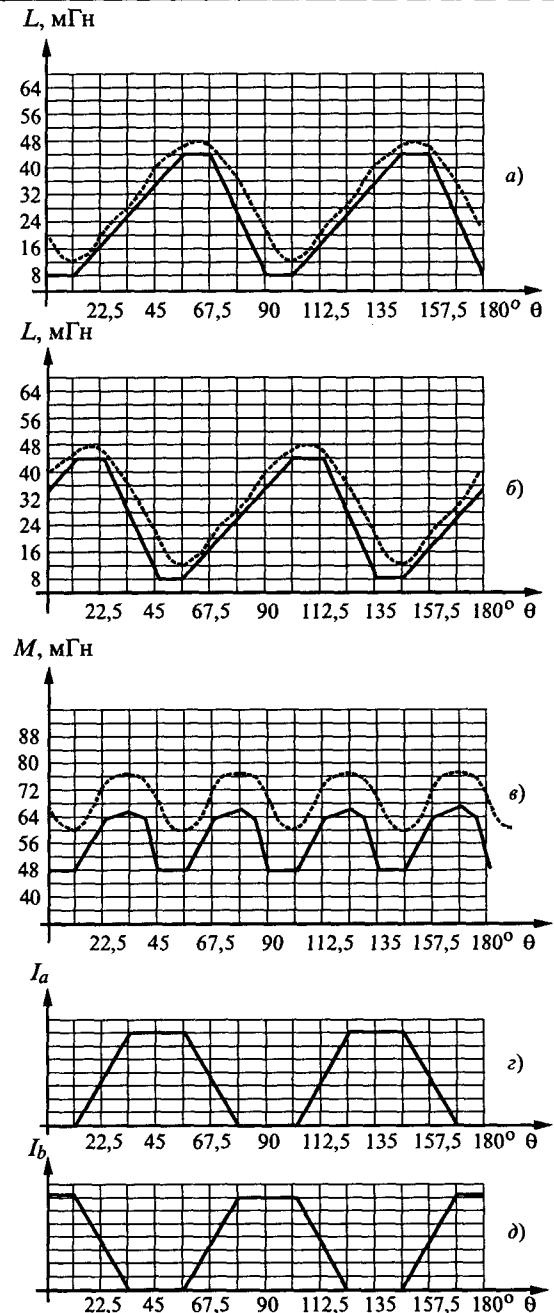


Рис.2

сравнению с двигателем со ступенчатым ротором.

2. Коэффициент формы тока у двигателей с несимметричным явнополюсным ротором лучше, чем у двигателя со ступенчатым ротором.

Зависимость момента от тока макетных образцов при работе на индуктивности представлена на рис.3, сплошной линией показана зависимость для двигателя со ступенчатым ротором, пунктирной линией – зависимость для двигателя с явнополюсным несимметричным ротором.

Зависимость момента от тока макетных образцов при работе на взаимной индуктивности представлена на рис.4, сплошной линией пока-

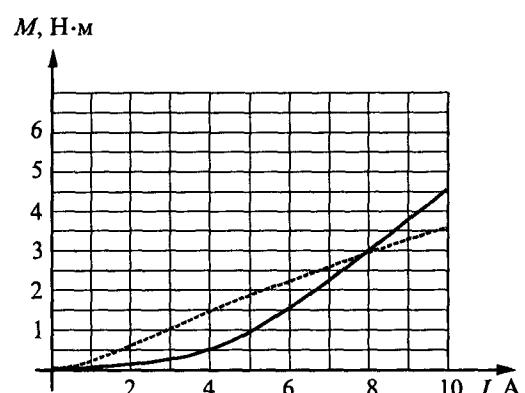


Рис.3

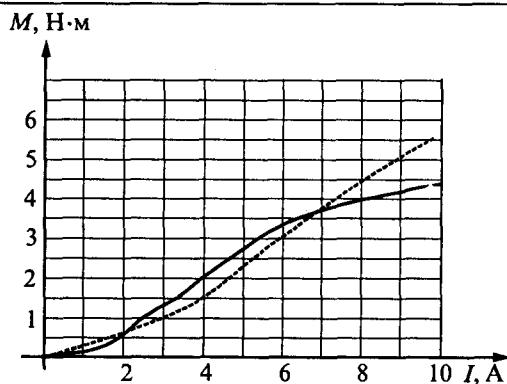


Рис.4

зана зависимость для двигателя со ступенчатым ротором, пунктирной линией – зависимость для двигателя с явнополюсным несимметричным ротором.

Статические испытания позволяют сделать выводы:

1. Двухфазные нереверсивные ВИД с характеристиками, показанными на рис.1,2, могут осуществлять электромеханическое преобразование энергии не только за счет изменения индуктивности фазы, но и за счет взаимной индуктивности фаз.

2. Мощность при частоте вращения 3000 об/мин составляет 1,2 кВт.

Исследования показали, что двигатель с несимметричным явнополюсным ротором является более перспективным ВИД, чем со ступенчатым ротором, кроме того он более технологичен в производстве.

Список литературы

1. The rise of VSR motors – by the American Society of Mechanical Engineers. <http://www.motionnet.com>.
2. Пат. 3679953 США, кл Н02К29/00, 1972.
3. Пат. 1321110 Великобритания, кл Н02К29/02, 1973.
4. Пат. 2089034 РФ, кл 6Н02К19/10, 1995.

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ АППАРАТЫ

Статический компенсатор неактивных составляющих мощности с полной компенсацией гармонических составляющих тока нагрузки

АГУНОВ А.В.

Рассмотрены принципы работы статического компенсатора неактивных составляющих мощности. Получены законы управления работой компенсатора, позволяющие достичь полной компенсации гармонических составляющих тока нагрузки. Приведены результаты экспериментальных исследований рассмотренного технического решения.

В последние годы в современном производстве все более широкое применение получают энергоемкие электротехнологические установки. Качество таких установок определяется не только их выходными характеристиками, но и в не меньшей степени формой потребляемого из питающей сети тока. При этом идеальной формой потребляемого тока для сети является чисто синусоидальная форма, при которой коэффициент мощности электротехнологической установки равен единице.

Достижение идеальной формы потребляемого электротехнологической установкой тока позволяет избежать экономических ущербов, обусловленных главным образом ухудшением энергетических показателей, снижением надежности функционирования электрических сетей и сокращением срока службы основного электрооборудования электроэнергетических систем, снижением надежности работы систем релейной защиты, автоматики, телемеханики и связи.

В связи с этим в настоящее время все боль-

шее внимание уделяется вопросам разработки способов и средств, позволяющих дооборудовать имеющиеся электротехнологические установки корректирующими коэффициентом мощности узлами.

Одним из таких перспективных средств могут стать статические компенсаторы неактивных составляющих мощности на базе полупроводниковых преобразователей, обладающих наибольшим быстродействием и позволяющих реализовать управляющее воздействие с любой требуемой точностью [1–3].

Несмотря на то, что использование полупроводниковых преобразователей в качестве статических компенсаторов неактивных составляющих мощности сталкивается с такими проблемами, как сложность создания малоинерционных, с широким диапазоном регулирования источников тока, и стоимость таких преобразователей все еще относительно высока, полупроводниковые преобразователи привлекают большое внимание исследователей и все шире используются для этих целей на практике из-за значительного прогресса в развитии полупроводниковых переключающих приборов, таких как GTO-тиристоры, MOSFET- и IGBT-транзисторы.

Основным недостатком всех предложенных на сегодняшний день технических решений [4–6] является невозможность полного подавления всех гармонических составляющих тока нагрузки. В связи с этим параллельно со статическим компенсатором используются пассивные или активные фильтры, что значительно удорожает и усложняет статический компенсатор и, как правило, делает неприемлемым его практическое использование.

Между тем, достижение полной компенсации гармонических составляющих тока нагрузки может быть обеспечено, если осуществить генерирование в питающую сеть дополнительного компенсационного тока, равного, но находящегося в противофазе, пассивному току нагрузки – току ее гармонических составляющих [7].

Для уяснения принципа достижения полной компенсации гармонических составляющих тока нагрузки таким способом рассмотрим эквивалентную схему, приведенную на рис.1.

Эквивалентная схема содержит статический компенсатор, образованный компенсационным источником напряжения 1 и реактором 2, а также источник напряжения питающей сети 3.

Электромагнитные процессы в такой цепи описываются следующим дифференциальным

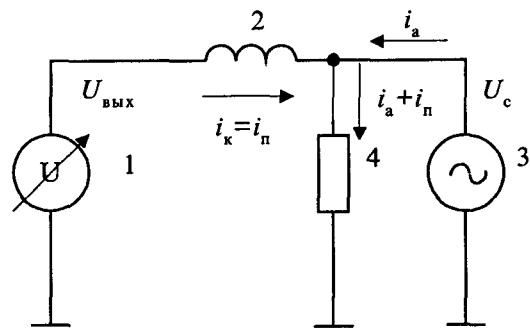


Рис.1. Эквивалентная схема, поясняющая принцип генерирования компенсационного тока в питающую сеть

уравнением:

$$U_{\text{вых}}(t) = L \frac{di_k(t)}{dt} + u_c(t), \quad (1)$$

где $U_{\text{вых}}(t)$ – мгновенное значение напряжения компенсационного источника; L – индуктивность реактора; $i_k(t)$ – мгновенное значение компенсационного тока; $u_c(t)$ – мгновенное значение напряжения питающей сети.

Полная компенсация неактивных составляющих тока потребителя может быть осуществлена при условии

$$i_k(t) = -i_n(t), \quad (2)$$

где $i_n(t)$ – мгновенное значение пассивной составляющей тока потребителя.

Пассивная составляющая тока потребителя может быть вычислена по [8]:

$$i_n(t) = i_h(t) - \frac{P_h}{U_{\text{д.с.}}^2} u_c(t), \quad (3)$$

где $i_h(t)$ – мгновенное значение тока потребителя; P_h – активная мощность потребителя; $U_{\text{д.с.}}$ – действующее значение напряжения питающей сети.

Подставим (3) с учетом (2) в (1), тогда

$$U_{\text{вых}}(t) = -L \frac{di_h(t)}{dt} + L \frac{P_h}{U_{\text{д.с.}}^2} \frac{du_c(t)}{dt} + u_c(t). \quad (4)$$

Полученное таким образом напряжение компенсационного источника, приложенное к реактору, подключенному к питающей сети, обеспечивает генерирование требуемого компенсационного тока в питающую сеть.

На рис.2 представлены основные элементы системы управления процессом компенсации, реализующей (4).

Система работает следующим образом. Данные о напряжении на шинах источника питания 1 и тока в нагрузке 8 с датчика напряжения 2 и

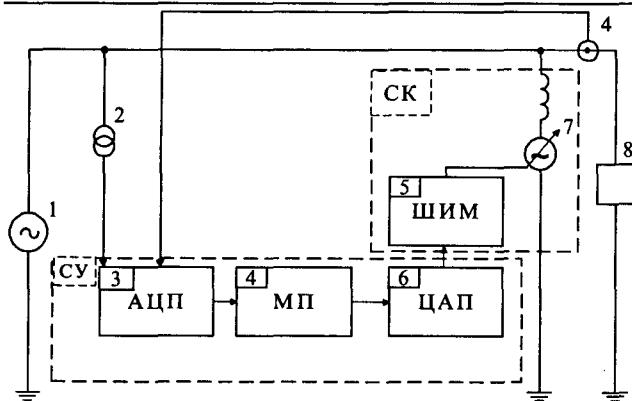


Рис.2. Структурная схема системы управления процессом компенсации неактивных составляющих мощности

датчика тока 4 поступают на аналого-цифровой преобразователь (АЦП) 3. С АЦП оцифрованные данные поступают на вычислительное устройство – микропроцессор (МП) 4. МП производит вычисление выходного напряжения компенсатора $u_{\text{вых}}(t)$ в соответствии с (4). Вычисленное значение $u_{\text{вых}}(t)$ передается на цифроаналоговый преобразователь (ЦАП) 6. С ЦАП управляющее воздействие в виде аналогового сигнала поступает на широтно-импульсный модулятор (ШИМ) 5. ШИМ управляет работой компенсатора 7, который отрабатывает вычисленное напряжение $u_{\text{вых}}(t)$.

На рис.3 показана схема включения силовой части компенсатора в энергопитающую систему источника – нагрузка.

Питающая система нагружена на трехфазный тиристорный мост мощностью 20 кВ·А. Силовая часть компенсатора включается параллельно между питающей сетью и нагрузкой и представляет собой схему трехфазного источника

напряжения, выполненного в виде мостового инвертора с ШИМ мощностью 10,5 кВ·А, на шести MOSFET-транзисторах в составе силового модуля IRFK6H250 (напряжение 200 В, ток 140 А, сопротивление канала 0,015 Ом) фирмы "International Rectifier". Предпочтение отдано MOSFET-транзисторам из-за высокой, порядка 50 кГц, частоты переключения инвертора.

На стороне постоянного тока инвертора включен конденсатор емкостью 1200 мкФ. С целью снижения потерь в инверторе к конденсатору подключен внешний выпрямитель в виде однофазного диодного моста.

К выходам инвертора подключены три трансформатора напряжения с коэффициентом трансформации 1:2 для согласования уровней выходного напряжения инвертора и напряжения питающей нагрузку сети.

Реакторы L , и конденсаторы C , образуют фильтр, подавляющий пульсации выходного напряжения инвертора, вызванные переключениями его силовых транзисторов.

Выработка переключающих функций для MOSFET-транзисторов осуществляется ШИМ-модулятором (рис.2), который сравнивает полученный сигнал управления с сигналом несущей треугольной формы с частотой 20 кГц. С выходов ШИМ-модулятора переключающие функции поступают на драйверы MOSFET-транзисторов.

На рис.4 показаны экспериментальные осциллограммы напряжения и тока питающей сети. Из осциллограмм видно, что до того как статический компенсатор начал свою работу, ток источника содержал большое количество гармоник.

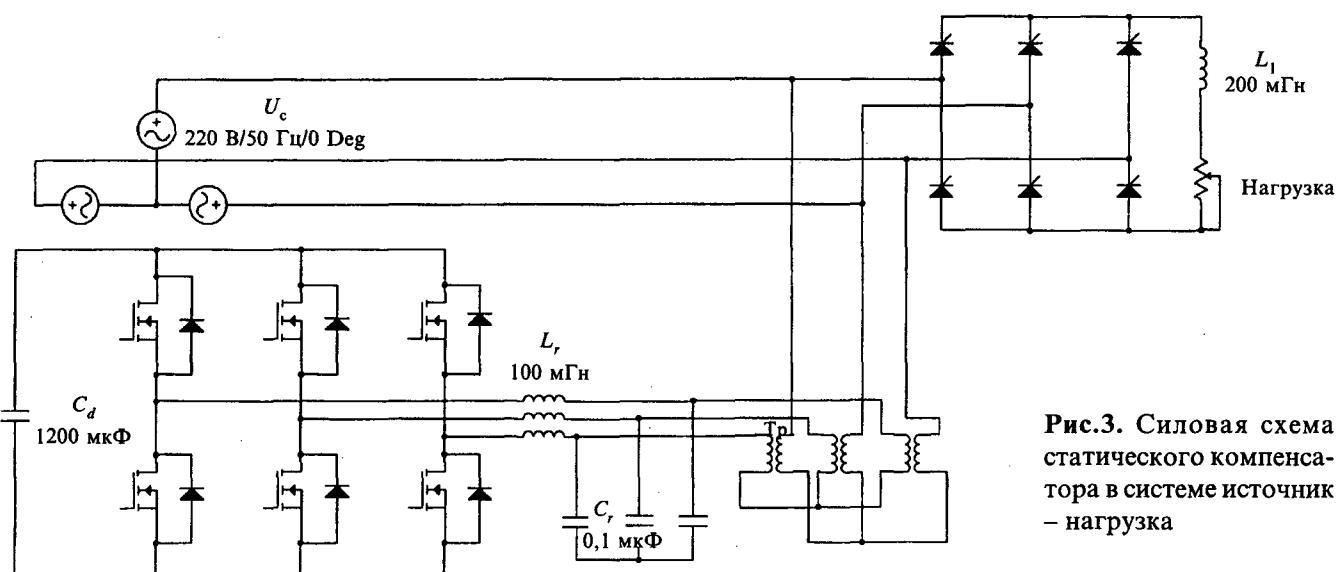


Рис.3. Силовая схема статического компенсатора в системе источник – нагрузка

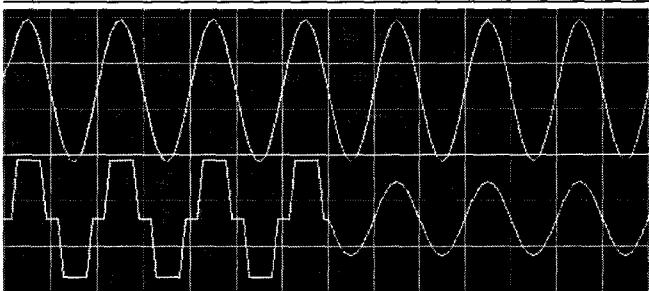


Рис.4. Осциллограммы напряжения питающей сети (вверху) и тока питающей сети (внизу). Масштабы: напряжения 200 В/дел., тока 50 А/дел., времени 0,01 с/дел.

Гармонический анализ кривой сетевого тока, до момента времени, когда статический компенсатор начал свою работу, показывает, что в кривой сетевого тока присутствуют только нечетные гармоники. Основной вклад в искажение кривой тока вносят: ток 5-й гармоники (20% основной гармоники); ток 7-й гармоники (14% основной); ток 11-й гармоники (9% основной); ток 13- и 17-й гармоник (около 7% основной каждая); ток 19- и 23-й гармоник (около 5% основной каждая). Амплитуды токов остальных гармоник не превышают 4% амплитуды основной гармоники каждая. Однако когда статический компенсатор начинает свою работу, ток сети становится строго синусоидальным.

Следует обратить внимание, что в этом случае амплитуда сетевого тока уменьшается, поскольку из сетевого тока исчезают его неактивные составляющие.

На рис.5 приведены экспериментальные осциллограммы тока питающей сети и тока компенсатора. Осциллограмма тока питающей сети полностью повторяет аналогичную осциллограмму на рис.4 и приведена здесь для удобства сравнения с осциллограммой тока компенсатора. Ток, генерируемый статическим компенсатором (рис.5), является результатом разницы между полным током нагрузки и его активной со-

ставляющей взятой с обратным знаком. Следует еще раз заметить, что ток питающей сети в этом случае строго гармонический.

В процессе проведения эксперимента исследовалась компенсирующая способность рассматриваемого технического решения в зависимости от изменения импеданса питающей компенсируемую нагрузку сети. Эксперимент показал устойчивость работы исследуемой системы в широком диапазоне изменения импеданса питающей компенсируемую нагрузку сети и полную независимость ее компенсирующей способности.

Использование статических компенсаторов неактивных составляющих мощности на базе полупроводниковых преобразователей позволяет обеспечить полную компенсацию неактивных составляющих тока потребителя и отказаться от фильтрующих устройств, подключаемых к узлу питающей сети, даже при несинусоидальном токе потребителя.

Список литературы

1. Розанов Ю.К., Рябчицкий М.В. Современные методы улучшения качества электроэнергии// Электротехника. 1998. №3. С. 10-17.
2. Зиновьев Г.С. Итоги решения некоторых проблем электромагнитной совместимости вентильных преобразователей// Электротехника. 2000. № 11. С.12-16.
3. Лабунцов В.А., Чжан Дайжун. Однофазные полупроводниковые компенсаторы пассивной составляющей мгновенной мощности// Электричество. 1993. № 12. С.20-32.
4. Akagi H., Kanazawa Y., Nabae A. Instantaneous reactive power compensators comprising switching device without energy storage components // IEEE Trans. Industry Applications. 1984. Vol. IA-20, № 3. P.625–630.
5. Nunez-Zuniga T.E., Pomilio J.A. Shunt Active Power Filter Synthesizing Resistive Loads // IEEE Trans. on Power Electronics. 2002. Vol.17, № 2. P. 273–278.
6. Kim S., Enjeti P.N. A New Hybrid Active Power Filter (APF) Topology // IEEE Trans. on Power Electronics. 2002. Vol.17, № 1. P. 48–54.
7. Агунов А.В. Способ генерирования компенсационного тока в питающую сеть// IV Международный симпозиум по электромагнитной совместимости и электромагнитной экологии. ЭМС-2001: Сб. науч. докладов. Санкт-Петербург, 2001. С.342–343.
8. Демирчян К.С. Реактивная мощность на случай несинусоидальных функций. Ортомощность// Изв. РАН. Энергетика. 1992. №1. С.15–38.

Агунов Александр Викторович – доцент Санкт-Петербургского государственного морского технического университета. Окончил факультет радиотехники Кишиневского политехнического института в 1991 г. Защитил кандидатскую диссертацию по теме "Неактивные составляющие полной мощности в автономных электротехнических системах судостроения" в 1997 г. Действительный член Российской отделения IEEE.

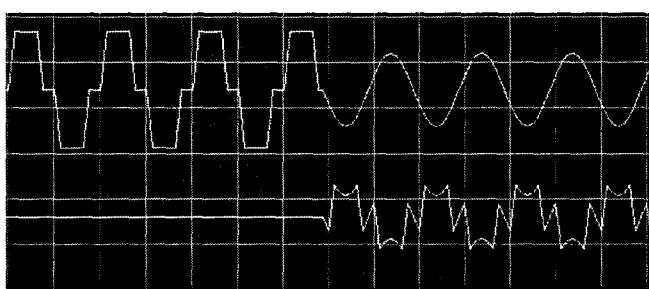


Рис.5. Осциллограммы тока питающей сети (вверху) и тока компенсатора (внизу). Масштабы: тока 50 А/дел., времени 0,01 с/дел.

Учет вихревых токов при расчете динамических характеристик электромагнита постоянного тока

ШЛЕГЕЛЬ О.А., ГОРШКОВ Б.М., ГАРАНИН А.Ю., ПОПЕНКО В.Н.

Предлагается упрощенная методика учета влияния поверхностного эффекта на распределение вихревых токов при расчете динамических характеристик электромагнита постоянного тока.

При расчете динамических характеристик электромагнита постоянного тока существенное значение имеет учет всех переходных процессов, происходящих при его срабатывании. Так как сердечник магнитопровода и конструктивные детали электромагнита часто выполняются сплошными, большое влияние на характеристики включения оказывают вихревые токи. Поэтому, как указано в [1,2], в ряде случаев расчет времени срабатывания электромагнита без учета вихревых токов не имеет смысла.

Влияние вихревых токов на характеристику потребляемого тока изучено достаточно хорошо. Индуцируемая ЭДС направлена встречно напряжению источника питания, что приводит к уменьшению потребляемого тока при срабатывании электромагнита. Это уменьшение тем больше, чем выше скорость движения якоря, что фиксируется на характеристике потребляемого тока, которая имеет явно выраженный максимум. Наличие вихревых токов видоизменяет характеристику потребляемого тока, делая ее более монотонной, а при большом влиянии вихревых токов характеристика тока становится плавной без провалов. Скорость движения якоря в этом случае также падает, так как магнитное поле в системе ослаблено вихревыми токами и, следовательно, увеличивается время срабатывания электромагнита. Это необходимо учитывать при проектировании электромагнита на минимальное время срабатывания, поскольку исключить возникновение вихревых токов невозможно.

Точный расчет значения и характера распределения вихревых токов является сложной аналитической задачей, однако результирующее действие вихревых токов можно найти, если представить их в виде некоторого эквивалентного тока в короткозамкнутом контуре. Замена реальных вихревых токов, распределенных по магнитопроводу, сосредоточенным током в короткозамкнутом контуре вполне допустима, по-

The paper presents the method calculation of influence skin effect on eddy currents of DC plunger electromagnet dynamic characteristics.

скольку нас интересует суммарный эффект, а не детали явления [3]. Намагничающая сила электромагнита в случае учета влияния вихревых токов определяется суммой токов в катушке намагничивания и короткозамкнутом контуре.

Возможность определения ЭДС, индуцируемой в обмотке и массивных частях магнитопровода, при срабатывании электромагнита показана в [5]. Таким образом, нахождение вихревого тока, возникающего под ее действием и определение суммарной намагничающей силы, влияющей на значение и распределение магнитных потоков в системе, зависит от точности нахождения сопротивления эквивалентного одновиткового контура, по которому замыкается вихревой ток. В литературе, посвященной учету вихревых токов [4, 6], имеются формулы для расчета сопротивления эквивалентного короткозамкнутого контура, выведенные при предположении, что магнитный поток равномерно распределен по сечению магнитопровода.

Исследования переходных процессов [2], проходящих при включении и выключении электромагнита, показали, что допущение о равномерном распределении магнитного потока по сечению системы не соответствует действительности. Из этого можно сделать вывод о том, что существует также неравномерность распределения вихревых токов в массивных частях магнитопровода. Определение эквивалентного сопротивления вихревому току должно учитывать указанное обстоятельство. Таким образом, приведенные в [4, 6] выражения для определения указанного сопротивления, требуют уточнения в части учета явления поверхностного эффекта при переходном процессе, происходящем в электромагните.

Явление поверхностного эффекта в магнитопроводе из ферромагнитного материала и способы получения выражений для определения сопротивления эквивалентного контура изложены в литературе по теории электромагнитного

поля, например в [7]. Так, выражения для учета распределения магнитного поля и вихревых токов и выведения формул эквивалентного сопротивления можно получить двумя основными путями.

Первое направление основано на рассмотрении явления прохождения переменного магнитного поля по магнитопроводу круглого сечения, каким является якорь электромагнита. В этом случае

$$\frac{\partial^2 \bar{B}}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial \bar{B}}{\partial r} = \frac{\partial \bar{B}}{\partial t} \frac{\mu}{\rho}, \quad (1)$$

где \bar{B} – индукция магнитного поля; μ – магнитная проницаемость материала якоря; ρ – удельное сопротивление материала якоря; r – текущий радиус.

Решение уравнения (1) приводит к функциям Бесселя.

Вторым путем для определения сопротивления эквивалентного контура для вихревых токов является вывод формулы на основе уравнений распространения плоской электромагнитной волны в проводящей среде.

Рассмотрим якорь электромагнита (рис.1) и определим сопротивление эквивалентного контура для этого участка магнитной цепи. Пренебрегаем кривизной поверхности якоря и считаем падающую на якорь волну плоской. Выбираем прямоугольную систему координат и ее начало располагаем на цилиндрической поверхности якоря. Ось OX располагаем параллельно оси якоря, а ось OY по касательной к цилиндрической поверхности якоря, при этом линии вихревых токов представляют собой окружности, лежащие в плоскостях, нормальных оси якоря с центром на этой оси. В проводящей среде практически всегда можно пренебречь токами смещения по сравнению с токами проводимости. В этом случае уравнения Максвелла принимают вид:

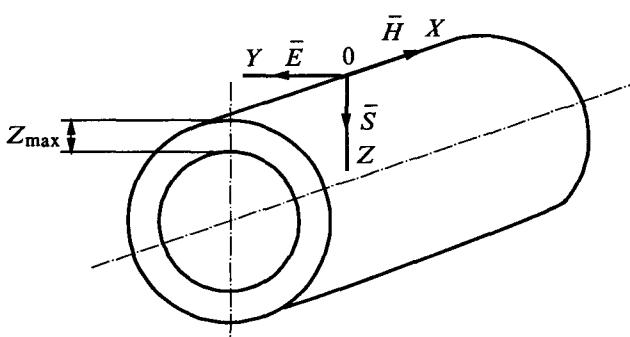


Рис.1. Якорь электромагнита

$$\operatorname{rot} \bar{H} = \bar{j} = \frac{\bar{E}}{\rho}; \quad \operatorname{rot} \bar{E} = -\frac{\partial \bar{B}}{\partial t}; \quad \bar{B} = \mu \bar{H},$$

где \bar{H} – напряженность магнитного поля; \bar{E} – напряженность электрического поля; \bar{j} – плотность тока.

Направление вектора индукции B совпадает с направлением оси OX , а направление E с направлением касательной к цилиндрической поверхности, совпадающей с осью OY , тогда из первых двух уравнений получаем:

$$\frac{\partial \bar{B}_X}{\partial Z} \frac{1}{\mu} = \frac{\bar{E}_Y}{\rho}; \quad (2)$$

$$\frac{\partial \bar{E}_Y}{\partial Z} = \frac{\partial \bar{B}_X}{\partial t}. \quad (3)$$

Воспользуемся принятым ранее [5] ограничением, что в пределах каждого из участков с достаточной степенью точности отрезок кривой намагничивания может быть заменен отрезком прямой. Линеаризация зависимости $B(H)$ для каждого из участков позволяет аналитически решить уравнения магнитного поля в электромагните и получить интегральные выражения для определения потока в любом сечении магнитопровода.

Так как вектор B имеет одну составляющую B_X , а вектор E единственную составляющую E_Y , в дальнейшем опустим индексы у B и E . Однако будем помнить, что B и E – суть проекции векторов, а не их модули, и, следовательно, могут иметь как положительное, так и отрицательное значение. Векторы B и E зависят только от Z . Уравнения (1) и (2) перепишем в следующем виде:

$$\frac{\partial \bar{B}}{\partial Z} \frac{1}{\mu} = \frac{\bar{E}}{\rho}; \quad (4)$$

$$\frac{\partial \bar{E}}{\partial Z} = \frac{\partial \bar{B}}{\partial t}. \quad (5)$$

Дифференцируем уравнение (4) по Z , получаем:

$$\frac{\partial^2 \bar{B}}{\partial Z^2} = \frac{\mu}{\rho} \frac{\partial \bar{E}}{\partial Z}. \quad (6)$$

Уравнение (6) является упрощенной формой уравнения (1), благодаря чему уравнение распределения электромагнитного поля в якоре можно решить аналитическим способом. Подставляя в (6) $\partial E / \partial Z$, из (5), получаем:

$$\frac{\partial^2 B}{\partial Z^2} = \frac{\mu}{\rho} \frac{\partial B}{\partial t}.$$

Принимаем $\frac{\mu}{\rho} \frac{\partial B}{\partial t} = A = \text{const}$, так как A не зависит от Z .

При принятых допущениях B зависит только от Z , следовательно, линейное дифференциальное уравнение второго порядка распределения индукции по радиусу якоря, совпадающему с направлением Z , переписываем в полных производных:

$$\frac{d^2 B}{dZ^2} = A; \quad \frac{dB}{dZ} = AZ + C_1.$$

Принимаем, что при $Z = 0$ $C_1 = \frac{dB_0}{dZ_0} = 0$. Тогда $\frac{dB}{dZ} = AZ$ или $dB = AZdZ$; $\int_0^Z dB = \int_0^Z AZdZ$, откуда $-B = A \frac{Z^2}{2} + C_2$.

Согласно проведенным исследованиям [2] при $Z = 0$ $C_2 = -B_{\max}$, тогда

$$B = B_{\max} - A \frac{Z^2}{2}. \quad (7)$$

При $Z = Z_{\max}$ $B = 0$. Из (7) получаем выражение для определения глубины проникновения электромагнитного поля в материал якоря, заменяя неизвестную величину B_{\max} на $B_{\text{ср}}$ ($B_{\text{ср}}$ – средняя индукция в сечении якоря с максимальным магнитным потоком в текущий момент времени), $B_{\text{ср}} = \Phi_{\max}/S_y$, где $S_y = \pi d^2/4$; d – диаметр якоря; Φ_{\max} – максимальный магнитный поток в якоре, определяемый по формулам [5]. Максимальная глубина проникновения электромагнитного поля в материал якоря

$$Z_{\max} = \sqrt{2B_{\text{ср}}\rho/\mu(\partial B_{\text{ср}}/\partial t)}. \quad (8)$$

Сопротивление эквивалентного короткозамкнутого контура якоря обратно пропорционально сечению, по которому замыкается вихревой ток. При известном эквивалентном сопротивлении для равномерного распределения магнитного потока по якорю [4, 6] можно получить выражение для расчета эквивалентного сопротивления вихревым токам в якоре с учетом поверхностного эффекта:

$$R_x = R_0 \frac{d - Z_{\max}}{Z_{\max}}, \quad (8)$$

где R_0 – сопротивление эквивалентного контура для якоря [4, 6].

Скорость изменения магнитного поля ($\partial B/\partial t$) определяется по формулам [5]. Расчет сопротивления вихревым токам других участков магнитопровода производится аналогично. Суммарное эквивалентное сопротивление можно определить по известному выражению [6]:

$$R_s = \sum_{i=1}^n \left(\frac{w_i^2}{R_i} \right)^{-1},$$

где w_i , R_i – число витков и сопротивление i -го короткозамкнутого контура.

Расчетные данные потребляемого электромагнитом тока при срабатывании, полученные с использованием уточненной формулы (8) для эквивалентного сопротивления вихревым токам и по формулам [4, 6], а также результаты опыта для электромагнита с параметрами, указанными в [5], представлены в таблице и на рис.2. По-

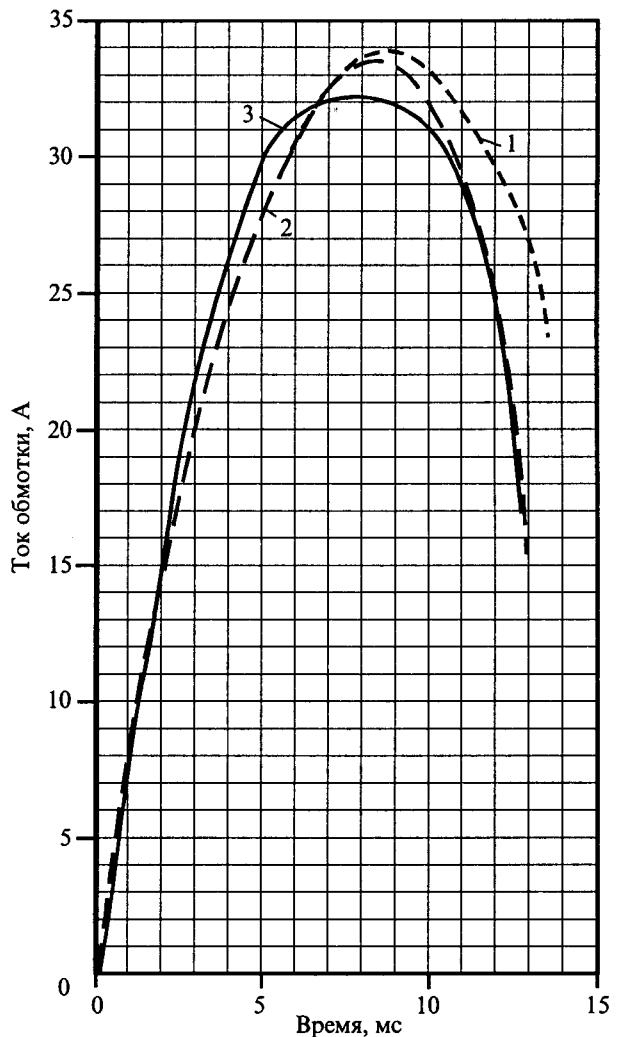


Рис.2. Изменение тока обмотки при включении электромагнита:

1 – расчет без учета поверхностного эффекта; 2 – расчет с учетом поверхностного эффекта; 3 – опыт

Вре- мя, мс	Ток обмотки, А		
	Расчет		Опыт
	Без учета поверхностного эффекта	С учетом поверхностного эффекта	
0	0	0	0
1	7,862	7,798	7,2
2	14,302	14,25	14,8
3	19,69	19,656	21,9
4	24,158	24,134	26,6
5	27,785	27,758	29,9
6	30,582	30,546	31,6
7	32,534	32,46	32,1
8	33,607	33,415	32,2
9	33,783	33,296	31,9
10	33,092	31,968	31,0
11	31,619	29,258	28,8
12	29,492	24,711	25,0
12,75	27,732	19,066	16,9
12,99	26,812	15,195	—
13,63	23,298	—	—

рядок расчета динамических характеристик с использованием полученной формулы (8) полностью идентичен изложенному в [5], т.е. введение в ранее предложенный алгоритм уточненной формулы расчета вихревых токов не влияет на порядок расчета динамических характеристик электромагнита.

Выводы

1. Правильность принятых допущений и уточненной формулы (8) определения эквивалентного сопротивления для вихревых токов с учетом поверхностного эффекта при расчете динамических характеристик втяжного электромагнита постоянного тока при срабатывании подтверждены результатами эксперимента.

2. Влияние поверхностного эффекта на распределение вихревых токов в магнитной системе, их демпфирующее воздействие на время срабатывания электромагнита и потребляемый его обмоткой ток, имеют место только при значительной скорости движения якоря и, соответственно, скорости изменения магнитного потока в системе. Сказанное справедливо только для

исследуемой конструкции электромагнита с указанными параметрами. Для электромагнита с другими параметрами это влияние может быть более значительным.

Список литературы

1. Карасев В.А. Влияние вихревых токов на переходные процессы в электромагнитах//Электричество. 1963. № 9. С. 33–37.
2. Макарычев Ю.М., Рыжов С.Ю. Вихревые токи в магнитных системах топливных форсунок//Электричество. 1996. № 12. С. 58–63.
3. Шмитц Н., Новотный Д. Введение в электромеханику. М.: Энергия, 1969.
4. Клименко Б.В. Интегрирование уравнений динамики электромагнитов при наличии вторичных контуров//Электричество. 1984. № 11. С. 52–55.
5. Гаранин А.Ю. Методика расчета динамических характеристик втяжного электромагнита постоянного тока//Электротехника. 2001. № 11. С. 48–52.
6. Клименко Б.В. Форсированные электромагнитные системы. М.: Энергоатомиздат, 1989.
7. Нейман Л.Р., Демирчан К.С. Теоретические основы электротехники. Т.2.Л.: Энергоиздат, 1981.

Шлегель Олег Александрович – начальник НИС Поволжского технического института сервиса. В 1976 г. окончил электротехнический факультет Тольяттинского политехнического института. В 1997 г. в Самарском аэрокосмическом университете защитил докторскую диссертацию по теме «Анализ и синтез устройств управления и контроля при электродинамических испытаниях высоковольтных электрических аппаратов».

Горшков Борис Михайлович – профессор кафедры «Автоматизация машиностроения» Тольяттинского ГУ, кандидат технических наук. В 1972 г. окончил факультет автоматизации и механизации лесной промышленности Московского лесотехнического института. В 1983 г. в Куйбышевском политехническом институте защитил диссертацию по теме «Повышение точности обработки на горизонтальных координатно-расточных станках с составными станинами путем автоматической компенсации их деформации».

Гаранин Андрей Юрьевич – аспирант кафедры «Автотракторное электрооборудование» Тольяттинского ГУ. Окончил электротехнический факультет Тольяттинского политехнического института в 1999 г.

Попенко Виктор Николаевич – заместитель генерального директора ОАО «Трансформатор». В 1982 г. окончил электротехнический факультет Тольяттинского политехнического института.

Расчет тягового усилия электромагнита постоянного тока¹

ГАРАНИН А.Ю., СИЛАЕВА Е.В., ШЛЕГЕЛЬ О.А., ПОПЕНКО В.Н.

Обсуждаются аспекты расчета тягового усилия втяжного электромагнита постоянного тока. Сформированы эквивалентные математические модели и определены формулы для расчета усилия. Выполнена их реализация и апробация.

Расчет электромагнита, несмотря на относительную простоту конструкции, представляет собой весьма сложную задачу. Для его расчета рекомендуются [1—3] различные методики, которые отличаются как подходом к расчету, так и допущениями, принимаемыми при этом. Результаты, получаемые при их использовании, в разной степени расходятся с данными опыта.

Разработанные ранее методы расчета электромагнитов в основном строились на основе теории магнитных цепей. Сущность такого подхода заключается в том, что при расчете магнитная система заменяется электрической схемой замещения, в которой магнитные трубы потока заменяются током, проходящим через соответствующие сопротивления. При этом значения сопротивлений определяются по упрощенной картине поля. Точность полученных таким образом решений зависит от того, насколько удачно построена схема замещения и определены входящие в нее сопротивления. Рабочий воздушный зазор в этом случае представлен одним из участков цепи, магнитное сопротивление которого зависит только от размеров и расположения поверхностей якоря и неподвижного сердечника без учета других элементов системы, влияющих на распределение магнитного потока в зазоре. Такое упрощенное представление основного участка магнитной системы электромагнита приводит к серьезным ошибкам в определении значений магнитного потока и тягового усилия.

В [3] сделана попытка дать оценку различным формулам, применяемым для определения усилия втяжного электромагнита. При этом совершенно верно было отмечено, что любая формула, в которую не входят все без исключения параметры электромагнита, дает неверный результат.

The aspects of calculation force DC plunger electromagnets are discussed. Equivalent mathematical models and formulas for calculation force are defined. They are realized and approved.

тат, и ошибка в определении усилия будет тем больше, чем сильнее влияние не учитываемого параметра. Примером этого может служить известная зависимость значения тягового усилия от высоты неподвижного сердечника. Очевидно, что если расчетная формула достаточно точно определяет тяговую характеристику, то в ней обязательно должно отражаться указанное обстоятельство.

Современные методы расчета электромагнитов устройств разделяются на методы, основанные на теории поля, и аналитические. Методы теории поля, предполагающие использование вычислительной техники, отличаются между собой подходом к численному решению известных уравнений Максвелла для магнитного поля:

$$\operatorname{rot} \vec{H} = \vec{j}; \quad \operatorname{div} \vec{B} = 0; \quad \vec{B} = \mu \vec{H}.$$

Результатом расчета является нахождение распределения векторного A или скалярного фундаментального потенциала. Знание этих величин в любой точке системы позволяет легко найти индукцию B или напряженность магнитного поля H по известным соотношениям:

$$\vec{B} = \operatorname{rot} \vec{A}; \quad \vec{H} = -\operatorname{grad} \varphi.$$

При известных параметрах магнитного поля в каждой точке можно найти потокосцепление обмотки электромагнита и определить развиваемое электромагнитом усилие.

Для определения наиболее оптимального пути расчета основных параметров электромагнитного поля в зависимости от имеющегося набора исходных данных, включая существование известных граничных условий для решения конкретной задачи, порядок применения эмпирических законов может значительно варьироваться. В [4] предложена графическая интерпретация связи между различными уравнениями поля и обоснована возможность нахождения оптимального пути определения искомых параметров.

¹ Печатается в порядке обсуждения.

Целью расчета электромагнита является определение развивающегося им тягового усилия, точность совпадения результатов расчета которого с данными опыта является основным критерием оценки использованной методики. Таким образом, исходные положения, принимаемые при выборе формулы определения тягового усилия, играют важную роль. Существуют два основных направления получения выражения для определения тягового усилия электромагнита:

1. На основе преобразования формулы Максвелла, общее выражение которой записывается в виде:

$$F = \frac{1}{\mu_0 S} \int [(\bar{B} \cdot \bar{n}) \bar{B} + B^2 \bar{n}] dS, \quad (1)$$

где \bar{B} – вектор индукции на внешней стороне элемента поверхности dS ; \bar{n} – единичная внешняя нормаль элемента поверхности.

2. На основе энергетического баланса электромагнита

$$F = -\frac{dW_m}{d\delta} = -\frac{d}{d\delta} \int id\Psi, \quad (2)$$

где W_m – энергия магнитного поля; δ – рабочий воздушный зазор.

Формула (1) учитывает как неравномерное распределение потока в воздушном зазоре, так и возможность неперпендикулярного направления вектора индукции к поверхности. Если принять, что угол между нормалью и вектором индукции мал и им можно пренебречь, формула Максвелла принимает более простой вид:

$$F = \frac{1}{2\mu_0 S} \int B^2 dS. \quad (3)$$

В случае использования изложенных в [5] формул для расчета распределения магнитных потоков, где магнитная система благодаря линеаризации кривой намагничивания стали линейна, для определения усилия электромагнита можно применить как формулу Максвелла, так и энергетическую.

Определение тягового усилия электромагнита по формуле Максвелла возможно при известном распределении магнитной индукции (магнитного потока) по торцу якоря. Фактически это учет потоков рассеивания, так как потоки рассеивания искажают распределение индукции по торцу якоря. Значение потоков рассеивания и их распределение в системе электромагнита были учтены в [5] при выводе формулы тягового усилия на основе формулы Максвелла, которая в

этом случае имеет вид:

$$F = \frac{1}{2\mu_0 S_\delta} \left(\frac{Iw}{l_k} A + B \right)^2, \quad (4)$$

где Iw – намагничающая сила обмотки электромагнита; l_k – длина катушки; S_δ – площадь рабочего воздушного зазора; A, B – конструктивные коэффициенты, учитывающие параметры электромагнита и степень насыщения его участков [5].

Используя изложенные в [5] выражения распределения магнитных потоков в магнитной системе можно получить формулу тягового усилия, основанную на энергетическом балансе электромагнита. Как следует из закона сохранения энергии и рассмотрения энергетического баланса электромагнита, значение усилия зависит от изменения запаса магнитной энергии во всех частях магнитного поля: в рабочих и паразитных зазорах, в полях рассеивания, в магнитопроводе.

В рассматриваемом случае выражение для определения тягового усилия электромагнита в общем виде можно записать следующим образом:

$$F = -\frac{d}{d\delta} \int id\Psi = -\frac{d}{d\delta} \left(\int_0^{\Psi_\lambda} id\Psi_\lambda + \int_0^{\Psi_\delta} id\Psi_\delta + \int_0^{\Psi_{\lambda c}} id\Psi_{\lambda c} \right),$$

где $\Psi_\lambda, \Psi_\delta, \Psi_{\lambda c}$ – потокосцепление витков обмотки соответственно на длине якоря, длине воздушного зазора, длине неподвижного сердечника; i – ток обмотки.

Для определения статического тягового усилия при постоянном токе выражение преобразуется к виду:

$$F = \frac{Iw}{l_k} \left(\frac{d}{d\delta} \int_0^{\lambda} \Phi_{\lambda x} dx_\lambda + \frac{d}{d\delta} \int_0^{\delta} \Phi_{\delta x} dx_\delta + \frac{d}{d\delta} \int_0^{\lambda c} \Phi_{\lambda c x} dx_{\lambda c} \right). \quad (5)$$

Подставляя в (5) выражения распределения магнитных потоков на различных участках системы из [5] и проводя необходимые операции интегрирования и дифференцирования, формулу для определения усилия получаем в виде:

$$F = \frac{Iw}{l_k} [\Phi_{\lambda c} + \Phi_\delta (N_1 + 1) - \frac{Iw}{l_k} N_2 - N_3], \quad (6)$$

где Φ_δ – магнитный поток, выходящий из торца якоря в рабочий воздушный зазор,

$$\Phi_\delta = \frac{Iw}{l_k} A + B;$$

$\Phi_{\lambda c}$ – магнитный поток, входящий в торец неподвижного сердечника,

$$\Phi_{\lambda c} = \Phi_{\delta} k_7 - \frac{I_w}{l_k} k_8 - k_9.$$

Формулы для нахождения коэффициентов $k_1 - k_{15}$, $k'_1 - k'_{12}$, N_1 , N_2 , N_3 приведены в [6].

Таким образом, мы имеем две формулы для определения статического тягового усилия, развиваемого электромагнитом (Максвелла и энергетическую), которые выведены с учетом всех существующих в системе магнитных потоков и их распределения вдоль оси электромагнита. В этом случае представляет интерес рассмотрение вопроса о точности определения тягового усилия при использовании формул, основанных на различных исходных положениях.

Для этого было проведено расчетно-экспериментальное исследование электромагнита с параметрами, указанными в [5]. Для уменьшения влияния неравномерности насыщения различных участков магнитной системы на результаты исследования экспериментальное снятие тяговой характеристики и расчет производились при сниженном напряжении на обмотке ($U = 6$ В).

Результаты расчета тягового усилия электромагнита с использованием формул Максвелла (кривая 1) и энергетической (кривая 2), а также данные экспериментальных исследований (кривая 3), приведены в таблице и представлены на рисунке.

Выводы

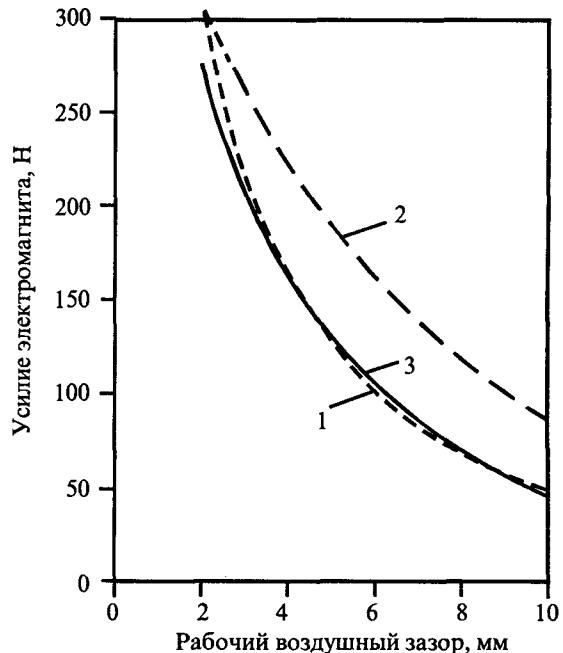
1. Анализ полученных данных позволяет сделать вывод о том, что расчет тягового усилия электромагнита по формуле Максвелла (4) дает более точные результаты, чем формула, основанная на балансе энергии при условии, что расчет проводился по формулам, полученным на основе математической модели с принятым распределением потока в магнитной системе по [5].

2. Значительное расхождение (до 60%) результатов расчета тягового усилия по энергетической формуле (6) с данными опыта объясняется тем, что распределение магнитного потока в системе по изложенной в [5] математической модели отличается от реально существующего в электромагните.

3. Определение магнитного потока в рабочем воздушном зазоре и его распределения по торцу якоря при принятых допущениях [5] достаточно точное, что подтверждается результатами расчета тягового усилия по формуле Максвелла (4) и сравнения с экспериментальными данными.

4. Приведенные результаты расчета сделан-

Рабочий зазор, мм	Усилие электромагнита, Н		
	Расчет		Опыт
	По формуле Максвелла	По энергетической формуле	
10	48,88	84,96	45
9,5	52,82	93,08	51
9	57,23	101,46	57
8,5	62,2	110,17	63
8	67,85	119,26	70
7,5	74,31	128,87	77
7	81,75	139,1	85
6,5	90,41	150,05	94
6	100,52	161,85	105
5,5	112,42	174,66	116
5	126,52	188,62	129
4,5	143,39	203,91	143
4	163,78	220,74	160
3,5	188,68	239,37	180
3	219,5	260,1	205
2,5	257,89	283,34	236
2	306,14	309,78	275



Статические тяговые характеристики электромагнита

ные на основе их выводы справедливы для расчета статических тяговых характеристик. Расчет динамической тяговой характеристики требует проведения дополнительного исследования.

Список литературы

- Никитенко А.Г., Бахвалов Ю.А., Щербаков В.Г. Аналитический обзор методов расчета магнитных полей электрических аппаратов//Электротехника. 1997. № 1. С.15–19.
- Пеккер И.И., Никитенко А.Г. Расчет электромагнитных механизмов на вычислительных машинах. М.: Энергия, 1967.

3. Пеккер И.И. Расчет силы тяги броневых электромагнитов с плоским торцом сердечника//Вестник электропромышленности. 1962. № 5.

4. Шлегель О.А. Графическое представление взаимосвязи основных уравнений электромагнитного поля//Электричество. 1992. № 3. С.46–49.

5. Гаранин А.Ю. Расчет втяжного электромагнита постоянного тока//Электротехника. 2000. № 10. С.54–58.

6. Гаранин А.Ю. Методика расчета динамических характеристик втяжного электромагнита постоянного тока//Электротехника. 2001. № 11. С.48–52.

Гаранин Андрей Юрьевич – аспирант кафедры «Автомоторное электрооборудование» Тольяттинского ГУ. Окончил электротехнический факультет Тольяттинского политехнического института в 1999 г.

Силаева Елена Владимировна – старший преподаватель кафедры «Автоматизация машиностроения» То-

льяттинского ГУ. Окончила автомобильный факультет Тольяттинского политехнического института в 1987 г.

Шлегель Олег Александрович – начальник НИС Поволжского технического института сервиса. В 1976 г. окончил электротехнический факультет Тольяттинского политехнического института. В 1997 г. в Самарском аэрокосмическом университете защитил докторскую диссертацию по теме «Анализ и синтез устройств управления и контроля при электродинамических испытаниях высоковольтных электрических аппаратов».

Попенко Виктор Николаевич – заместитель генерального директора ОАО «Трансформатор». В 1982 г. окончил электротехнический факультет Тольяттинского политехнического института.

Повышение быстродействия замыкания электромеханических тормозных устройств для электродвигателей

БОЧКАРЕВ И.В.

Получены аналитические выражения и предложены рекомендации, позволяющие на стадии проектирования электромеханических тормозных устройств решить задачу повышения их быстродействия в режиме торможения. Полученные результаты могут быть использованы при расчете различных механизмов, имеющих электромагнитную систему с подвижным якорем.

Основное функциональное назначение электромеханического тормозного устройства (ЭМТУ) заключается в быстром торможении и последующей фиксации вращающегося вала электродвигателя после отключения напряжения питающей сети. Тем самым, например, при использовании ЭМТУ в электроприводах металлообрабатывающих станков и промышленных роботов, обеспечивается высокая точность обработки деталей, а также повышаются производительность, надежность и безопасность эксплуатации этого оборудования. Для выполнения этих функций ЭМТУ должно, наряду с большим и стабильным тормозным моментом M_t , иметь высокое быстродействие в режиме торможения. Поэтому одним из самых главных эксплуатационных параметров ЭМТУ является время его

Analytical expressions are received and the recommendations allowing on a design stage of electromechanical brake devices to decide a task of increase of their speed in a mode of braking are offered. The received results may be used at calculation of the various mechanisms having electromagnetic system with a mobile anchor.

замыкания t_3 . Следовательно, задача снижения t_3 имеет важное практическое значение и является в настоящее время весьма актуальной. При этом следует отметить, что в известных работах, посвященных вопросам улучшения параметров быстродействия ЭМТУ, рассматривается в основном только режим растормаживания [1]. Поэтому проведем исследование влияния собственных параметров ЭМТУ на его основной режим работы – режим торможения.

Конструктивно ЭМТУ состоит из нормально замкнутого фрикционного тормоза с электромагнитным приводом в виде растормаживающего электромагнита, который имеет сплошной нешихтованный магнитопровод и обмотку, питающуюся от источника переменного напряжения через выпрямитель. В случае применения

однополупериодного выпрямления параллельно обмотке подключается диод для создания контура для протекания тока от ЭДС самоиндукции в тот полупериод питающего напряжения, когда последовательно включенный диод закрыт [1,2]. Следовательно, после отключения питания обмотка шунтируется параллельно включенным диодом, что приводит к задержке трогания якоря ЭМТУ $t_{\text{тр.откл}}$ и увеличивает тем самым t_3 . Очевидно, что шунтирование обмотки будет иметь место и при использовании двухполупериодного выпрямителя. Кроме того, на значение $t_{\text{тр.откл}}$ оказывают влияние вихревые токи, замыкающиеся по сплошному магнитопроводу.

Время t_3 ЭМТУ складывается из времени задержки трогания якоря при отключении $t_{\text{тр.откл}}$ и времени движения якоря $t_{\text{дв.откл}}$ в исходное состояние, т.е. $t_3 = t_{\text{тр.откл}} + t_{\text{дв.откл}}$. При этом, как показали проведенные экспериментальные исследования большого количества различных ЭМТУ, время $t_{\text{тр.откл}}$ значительно больше времени $t_{\text{дв.откл}}$. Например, в результате испытаний ЭМТУ высокомоментных электродвигателей типов ВЭМ-1 и ВЭМ-2 для привода подач станков с ЧПУ [3], имеющих ход якоря 0,6–1 мм и тормозные моменты соответственно 14 Н·м и 34 Н·м, получено, что $t_{\text{тр.откл}} = 42 \div 59$ мс, а $t_{\text{дв.откл}} = 4,3 \div 5,1$ мс. Это позволяет пренебречь значением $t_{\text{дв.откл}}$ и считать, что время t_3 ЭМТУ определяется только временем задержки трогания якоря $t_{\text{тр.откл}}$, т.е. $t_3 = t_{\text{тр.откл}}$.

Для дальнейших исследований примем следующие допущения:

- магнитное поле целиком сосредоточено в магнитопроводе, т.е. пренебрегаем полями расстояния; это вполне корректно, так как рассматривается режим работы, при котором якорь притянут к магнитопроводу и воздушный зазор в магнитной цепи практически отсутствует;

- магнитный поток распределен равномерно по объему магнитопровода; это выполняется с достаточно высокой степенью точности за счет замедленного спада тока в обмотке из-за наличия шунтирующего диода и за счет того, что обмотка полностью охватывает поперечное сечение магнитопровода и практически равномерно намагничивает все его сечение;

- магнитная проводимость стали магнитопровода постоянна по значению; это допущение можно принять с известной степенью точности в пределах реального изменения индукции в ЭМТУ в данном режиме.

При принятых допущениях, магнитный поток убывает во времени по следующему закону:

$$\Phi(t) = (\Phi_{\text{нач}} - \Phi_{\text{ост}}) e^{-\frac{t}{\tau_{\text{сум}}} + \Phi_{\text{ост}}}, \quad (1)$$

где $\tau_{\text{сум}}$ – суммарная постоянная времени; $\Phi_{\text{ост}}$ – остаточный поток магнитопровода; $\Phi_{\text{нач}}$ – начальное значение магнитного потока в момент отключения питания.

Из уравнения (1) можно получить время трогания якоря при отключении

$$t_{\text{тр.откл}} = \tau_{\text{сум}} \ln \frac{\Phi_{\text{нач}} - \Phi_{\text{ост}}}{\Phi_{\text{отп}} - \Phi_{\text{ост}}}, \quad (2)$$

где $\Phi_{\text{отп}}$ – магнитный поток отпуска якоря.

После отключения напряжения питания тяговое усилие $F_{\text{эм}}$ развиваемое растормаживающим электромагнитом, начинает уменьшаться. В момент отпуска $F_{\text{эм}} = F_{\text{пр}}$, где $F_{\text{пр}}$ – усилие тормозных пружин. Тогда из формулы Максвелла

$$\Phi_{\text{отп}} = \sqrt{2\mu_0 F_{\text{пр}} / S_{\text{п}}}, \quad (3)$$

где $S_{\text{п}}$ – площадь полюсов магнитопровода.

Значение $\Phi_{\text{ост}}$ определяется остаточной индукцией B_r , которая зависит от марки стали магнитопровода, т.е. от ширины петли гистерезиса. Поток $\Phi_{\text{нач}}$ определяется значением начального тока обмотки в момент отключения питания $I_{\text{обм.нач}}$.

Суммарная постоянная времени $\tau_{\text{сум}}$ состоит из двух составляющих:

$$\tau_{\text{сум}} = \tau + \tau_c, \quad (4)$$

где τ – постоянная времени обмотки; τ_c – постоянная времени контура вихревых токов в стали.

При равномерном распределении магнитного потока по сечению магнитопровода τ_c можно найти по формуле [2]:

$$\tau_c = \frac{l_c}{4\pi\rho_c} G_{\text{м.пр}}, \quad (5)$$

где l_c – длина магнитопровода; ρ_c – удельное электрическое сопротивление материала магнитопровода; $G_{\text{м.пр}}$ – магнитная проводимость электромагнита при притянутом якоре.

Величину $G_{\text{м.пр}}$ выразим через постоянную времени обмотки τ . Поскольку индуктивность обмотки $L_{\text{пр}} = w^2 G_{\text{м.пр}}$, а постоянная времени $\tau = L_{\text{пр}}/R$, то

$$G_{\text{м.пр}} = \tau R / w^2, \quad (6)$$

где w и R – число витков и активное сопротивление обмотки.

Тогда

$$\tau_c = \tau \frac{l_c}{4\pi\rho_c} \frac{R}{w^2}. \quad (7)$$

Как следует из (4), время $t_{\text{тр.откл}}$ имеет две составляющие: задержка времени отпускания якоря $t_{\text{зад.об}}$, обусловленная наличием тока самоиндукции в контуре "обмотка – шунтирующий диод", и задержка времени $t_{\text{зад.с}}$ за счет вихревых токов в магнитопроводе. Очевидно, что для улучшения технических показателей ЭМТУ надо уменьшать значение $t_{\text{тр.откл}}$. Этого можно добиться за счет снижения обеих составляющих $t_{\text{зад.об}}$ и $t_{\text{зад.с}}$. Однако традиционные способы уменьшения влияния вихревых токов, применяемые для общепромышленных электромагнитов (например, шихтовка магнитопровода как для электромагнита переменного тока) в ЭМТУ не применимы. Поэтому единственным реальным путем повышения быстродействия отпускания якоря является уменьшение первой составляющей $t_{\text{зад.об}}$. Это можно обеспечить за счет разрыва непосредственно цепи обмотки растормаживающего электромагнита, т.е. так называемого разрыва со стороны постоянного тока между обмоткой и выпрямителем. Однако при этом на обмотке будут возникать коммутационные перенапряжения $\Delta U_n = L_{\text{пр}} di/dt$, значение которых, как показали проведенные исследования, могут достигать 3–5 кВ. Это значительно снижает надежность и срок службы обмотки и, тем самым, ЭМТУ в целом.

Одним из путей снижения времени трогания якоря при отключении $t_{\text{тр.откл}}$ является обеспечение определенного значения остаточного воздушного зазора δ_0 между якорем и магнитопроводом в притянутом положении, т.е. в режиме удержания. Наиболее просто это обеспечить установкой на магнитопроводе немагнитной шайбы, в которую упирается якорь при срабатывании электромагнита. Примером серийно выпускаемого ЭМТУ такой конструкции могут служить тормоза типа GBZS, выпускаемые немецкой фирмой "Bauer" [4]. Аналогичного результата можно добиться и другими конструктивными решениями. Так, в [5] для улучшения параметров быстродействия при замыкании ЭМТУ поверхность якоря, обращенная к торцу магнитопровода, выполнена с шероховатостями высотой от 0,5 до 1 мм. Эти шероховатости обеспечивают наличие эквивалентного воздушного зазора δ_0 , что позволяет ускорить затухание электромагнитной силы после отключения питания. Однако наличие δ_0 в магнитной цепи в режиме удержания якоря приводит к уменьшению магнитной проводимости $G_{\text{м.пр}}$, что вызывает уменьшение тягового усилия электромагнита $F_{\text{эм}}$. Следовательно, для обеспечения требуе-

мого по значению $F_{\text{эм}}$ в режиме удержания необходимо увеличивать ток обмотки. Это приводит к увеличению потребляемой мощности электромагнита. Тем самым, не только увеличивается нагрев ЭМТУ и снижается КПД тормозного электродвигателя в целом, но и увеличивается значение запасенной энергии магнитного поля, что приводит к увеличению $t_{\text{тр.откл}}$.

Таким образом, при увеличении зазора δ_0 будет уменьшаться $G_{\text{м.пр}}$ и, в соответствии с выражением (5), будет снижаться постоянная времени τ_c , что приводит к уменьшению времени $t_{\text{тр.откл}}$. Но, с другой стороны, при этом будет увеличиваться запасенная магнитная энергия, что согласно (2) приводит к увеличению $t_{\text{тр.откл}}$. Поэтому можно предположить, что кривая $t_{\text{тр.откл}} = f(G_{\text{м.пр}})$ имеет точку экстремума. Проведем анализ этой кривой.

Из выражения (2) видно, что если поток $\Phi_{\text{отп}}$ будет по значению равен потоку $\Phi_{\text{ост}}$, то получим $t_{\text{тр.откл}} = \infty$, т.е. якорь не отйдет после отключения питания от электромагнита и ЭМТУ не затормозит вал электродвигателя. Поэтому для гарантированного замыкания ЭМТУ необходимо иметь

$$\Phi_{\text{отп}}/\Phi_{\text{ост}} = k_{\text{з.откл}} > 1, \quad (8)$$

где $k_{\text{з.откл}}$ – коэффициент запаса потока при отключении, значение которого зависит, согласно выражения (3), от $F_{\text{пр}}$.

Для определения $\Phi_{\text{ост}}$ примем во внимание, что основное отличие магнитотвердых материалов от магнитомягких, используемых при изготовлении магнитопровода растормаживающего электромагнита, заключается только в существенно большем значении остаточной магнитной энергии после намагничивания. Поэтому расчет остаточной намагниченности магнитопровода из магнитомягкого материала может быть выполнен аналогично расчету в случае магнитотвердых материалов. Для последних справедливо выражение

$$\frac{l_m}{S_m} = \frac{B_r}{H_c G_m}, \quad (9)$$

где l_m и S_m – длина и площадь магнита; B_r – остаточная индукция; H_c – козэрцитивная сила; G_m – полная проводимость магнитной системы.

Следовательно, на основании (9)

$$\Phi_{\text{ост}} = l_c H_c G_{\text{м.пр}}. \quad (10)$$

Тогда уравнение (2) с учетом выражений (4), (6), (8), (9) примет следующий вид:

$$t_{\text{тр.откл}} = G_{\text{м.пр}} k \ln \frac{\Phi_{\text{нач}} - l_c H_c G_{\text{м.пр}}}{l_c H_c G_{\text{м.пр}} (k_{\text{з.откл}} - 1)}, \quad (11)$$

$$\text{где } k = \frac{w^2}{R} \left(1 + \frac{l_c}{4\pi\rho_c} \frac{R}{w^2} \right).$$

Определим точку экстремума функции $t_{\text{тр.откл}} = f(G_{\text{м.пр}})$:

$$\begin{aligned} \frac{dt_{\text{тр.откл}}}{dG_{\text{м.пр}}} &= \frac{d}{dt} \{ G_{\text{м.пр}} k [\ln(\Phi_{\text{нач}} - l_c H_c G_{\text{м.пр}}) - \\ &- \ln l_c H_c G_{\text{м.пр}} (k_{\text{з.откл}} - 1)] \} = \\ &= k \ln \frac{\Phi_{\text{нач}} - l_c H_c G_{\text{м.пр}}}{l_c H_c G_{\text{м.пр}} (k_{\text{з.откл}} - 1)} + G_{\text{м.пр}} k \times \\ &\times \left[-\frac{l_c H_c}{\Phi_{\text{нач}} - l_c H_c G_{\text{м.пр}}} - \frac{l_c H_c (k_{\text{з.откл}} - 1)}{l_c H_c G_{\text{м.пр}} (k_{\text{з.откл}} - 1)} \right] = \\ &= k \ln \frac{\Phi_{\text{нач}} - l_c H_c G_{\text{м.пр}}}{l_c H_c G_{\text{м.пр}} (k_{\text{з.откл}} - 1)} - k \frac{\Phi_{\text{нач}}}{\Phi_{\text{нач}} - l_c H_c G_{\text{м.пр}}}. \end{aligned}$$

Приравнивая производную к нулю, получим следующее трансцендентное уравнение:

$$\ln \frac{\Phi_{\text{нач}} - l_c H_c G_{\text{м.пр}}}{l_c H_c G_{\text{м.пр}} (k_{\text{з.откл}} - 1)} - \frac{\Phi_{\text{нач}}}{\Phi_{\text{нач}} - l_c H_c G_{\text{м.пр}}} = 0. \quad (12)$$

Приближенное решение данного уравнения имеет вид

$$G'_{\text{м.пр}} = \frac{0,4\Phi_{\text{нач}}}{l_c H_c k_{\text{з.откл}}}. \quad (13)$$

Взяв вторую производную от уравнения (11), получим, что $d^2 t_{\text{тр.откл}} / dG_{\text{м.пр}}^2 > 0$. Следовательно, полученная точка экстремума является точкой максимума функции $t_{\text{тр.откл}} = f(G_{\text{м.пр}})$, т.е. соответствует такой проводимости $G'_{\text{м.пр}}$, при которой получается наибольшее $t_{\text{тр.откл}}$. Поэтому при проектировании ЭМТУ необходимо после расчета геометрических и обмоточных данных растормаживающего электромагнита определить по (13) значение $G'_{\text{м.пр}}$ и по нему вычислить наиболее неблагоприятный остаточный воздушный зазор δ'_0 :

$$\delta'_0 = \frac{\mu_0 S}{G'_{\text{м.пр}}} - \frac{l_c}{\mu_c} = \frac{\mu_0 l_c H_c k_{\text{з.откл}}}{0,4 B_{\text{нач}}} - \frac{l_c}{\mu_c}. \quad (14)$$

При проектировании и изготовлении ЭМТУ остаточный воздушный зазор δ_0 должен удовлетворять следующему неравенству:

$$\delta'_0 < \delta_0 < \delta'_0, \quad (15)$$

причем чем больше будут отличаться δ_0 и δ'_0 , тем лучше параметры быстродействия будет иметь ЭМТУ в режиме отключения.

Проведенные исследования различных ЭМТУ с учетом выражения (14) показали, что, например, для ЭМТУ ВЭМ-2 наиболее неблагоприятный остаточный воздушный зазор составляет $\delta'_0 = 0,11 \cdot 10^{-3}$ м. При выполнении $\delta_0 = 2\delta'_0$ время t_3 уменьшается в 1,18 раза, а при $\delta_0 = 0,5\delta'_0$ наблюдается уменьшение t_3 в 1,75 раза. При этом следует отметить, что увеличение δ_0 приводит к уменьшению индукции $B_{\text{нач}}$ и, как следствие этого, к снижению коэффициента запаса удержания якоря $k_{\text{з.уд}} = B_{\text{нач}} / B_{\text{отп}}$, оптимальное значение которого, как показали проведенные исследования, $k_{\text{з.уд.опт}} = 1,3 \div 1,5$. Указанное обстоятельство приводит к необходимости в ЭМТУ с использованием эффекта форсировки, при котором в режиме удержания якоря ток $i_{\text{уд}}$ в обмотке растормаживающего электромагнита снижают до оптимального значения $i_{\text{уд.опт}}$, повышать этот ток $i_{\text{уд}}$, так как при увеличении δ_0 будет расти $i_{\text{уд.опт}}$. Это приводит к увеличению нагрева ЭМТУ и к снижению КПД системы "электродвигатель – ЭМТУ". В противном случае будет снижаться устойчивость работы ЭМТУ в расторможенном состоянии. Например, поскольку ток $i_{\text{уд}}$ изменяется между максимальным и минимальным значениями [7], то возникает возможность дребезга якоря. Поэтому для снижения потребляемой мощности в режиме удержания целесообразно выполнять $\delta_0 < \delta'_0$.

Однако, если режим форсировки при эксплуатации не предусмотрен, то более оптимальным может оказаться вариант ЭМТУ с $\delta_0 > \delta'_0$, который обеспечит уменьшение установившегося потока $\Phi_{\text{нач}}$, что согласно (11) приведет к снижению времени $t_{\text{тр.откл}}$.

Из выражений (11) и (14) следует, что при увеличении коэффициента $k_{\text{з.откл}}$ время замыкания t_3 будет уменьшаться, а зазор δ'_0 будет увеличиваться. Следовательно, согласно (8) для ЭМТУ целесообразно повышать $\Phi_{\text{отп}}$. При снижении установившейся индукции в режиме удержания якоря t_3 будет также уменьшаться при одновременном росте δ'_0 . Поэтому, используя эффект форсировки, можно улучшить быстродействие замыкания ЭМТУ, причем в этом случае не предъявляются повышенные требования к классу обработки сопрягаемых поверхностей якоря и магнитопровода. Но следует иметь в виду, что для уменьшения t_3 одновременно увеличивать $B_{\text{отп}}$ (для повышения $k_{\text{з.откл}}$) и снижать $B_{\text{нач}}$ нельзя, так как при этом будет снижаться коэф-

фициент $k_{z,yd}$. При этом подчеркнем, что значение B_{otp} определяется, как следует из (3), осевым усилием тормозных пружин F_{pr} , которое, в свою очередь определяет номинальный тормозной момент M_t ЭМТУ. Таким образом, возможности варьирования B_{otp} невелики, так как значение S_n ограничивается условиями насыщения магнитопровода. Поэтому повышения $k_{z,otkl}$ более целесообразно добиваться за счет снижения Φ_{ost} , т.е выбором соответствующей марки стали магнитопровода.

При увеличении числа витков w обмотки будет повышаться коэффициент k в выражении (11) и, следовательно, возрастать время t_z . Так как число w прямо пропорционально напряжению питания U_n , то из этого следует, что ЭМТУ целесообразно проектировать на пониженное U_n .

В заключение следует отметить, что полученные результаты и предложенные рекомендации могут быть с успехом использованы не только при проектировании ЭМТУ, но и других типов электромагнитных механизмов с подвижным якорем.

Список литературы

1. Радин В.И., Лодин Й., Розенкноп В.Д. и др. Унифицированная серия асинхронных двигателей Интерэлектро. М.: Энергоатомиздат, 1990.
2. Сливинская А.Г., Гордон А.В. Электромагниты со встроенным выпрямителем. М.: Энергия, 1970.
3. Соколов А.А., Рычкова Н.И., Бочкарев И. В. и др. Быстродействующие электромеханические тормоза для высокомоментных двигателей // Электротехника. 1988. № 7. С. 75.
4. Mechanische Bremse an Elektromotoren//Bauer, Eberhard GmbH und Co. Esslingen. 1983.
5. Пат. 2456883 Франция, МПК F 16 D 55/22. Moteurfrein electrique / Moteurs Leroy - Somer //12/12/80.
6. Постоянные магниты: Справочник / Под ред. Ю.М. Пятна. М.: Энергия, 1971.
7. Бочкарев И.В. Математическое описание квазистабилизированного режима работы электромеханических тормозных устройств // Электротехника. 2001. №3. С. 33–36.

Бочкарев Игорь Викторович – заведующий кафедрой "Электромеханика" Кыргызского ТУ. В 1973 г. закончил энергетический факультет Фрунзенского политехнического института. В 1982 г. защитил в МЭИ кандидатскую диссертацию по теме "Асинхронные ма-лоинерционные электродвигатели с двумя концентрически расположенными роторами".

Уважаемые авторы!

Наш журнал в полном объеме переводится издательством «Аллертон Пресс». Авторы статей, опубликованных в журнале «Электротехника» в 1998–2001 гг., могут получить причитающийся им гонорар в Российском авторском обществе (РАО) по адресу:

Москва, ул. Б.Бронная, д.6а, комн. 107.

Телефон для справок: **203-35-33**
(с 11-00 до 17-00, кроме субботы и воскресенья).

Научно-технический журнал "Электротехника" более 70 лет активно способствует развитию электротехнической промышленности.

Публикуя теоретические статьи, освещающие существующие проблемы, и статьи по результатам исследований новых типов электротехнического оборудования журнал дает возможность специалистам, занимавшим созданием и применением низковольтной аппаратуры, силовых полупроводниковых приборов, преобразовательных устройств, трансформаторов, высоковольтной техники, электрических машин, электроприводов и систем управления использовать новейшие достижения в своих разработках.

Публикуемая на страницах журнала реклама продукции, выпуск специальных номеров журнала по тематике и материалам (в том числе рекламным) заказчика, помогут Вам найти надежных партнеров как у нас в стране, так и за рубежом.

Журнал является коллективным членом Академии электротехнических наук РФ. Журнал "Электротехника" входит в "Перечень периодических научных и научно-технических изданий, выпускаемых в Российской Федерации, в которых рекомендуется публикация основных результатов диссертационных исследований на соискание ученой степени доктора наук".

Журнал "Электротехника" распространяется по подписке в странах СНГ, ближнем и дальнем зарубежье – через АРЗИ (г. Москва) по объединенному каталогу Департамента почтовой связи Министерства связи Российской Федерации. Подписной индекс - 71111.

"Электротехника" переводится на английский язык и выходит в США в издательстве "ALLERTON PRESS, INC" в полном объеме.

Приглашаем Вас к активному сотрудничеству.

**Будем рады видеть Вас среди авторов, подписчиков и
рекламодателей нашего журнала.**

Редакция журнала "Электротехника":

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

Факс/телефон: 254-11-52, E-mail elekrotechnika@mtu-net.ru

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 высыпать 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 02.12.2002. Подписано в печать 26.12.2002. Формат 60×88 1/8

Бумага офсетная № 1. Печать офсетная. Печ. л. 8. Заказ 88

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

Памяти ВЛАДИМИРА ИВАНОВИЧА КЛЮЧЕВА

Ушел из жизни выдающийся ученый в области автоматизированного электропривода, доктор технических наук, заслуженный деятель науки и техники РФ, почетный академик Академии электротехнических наук РФ, заслуженный профессор МЭИ, ветеран Великой отечественной войны В.И.Ключев.

В.И. Ключев внес неоценимый вклад в развитие и совершенствование электроприводов промышленных механизмов и создание новых систем управления экскаваторами. Значителен его вклад в развитие теории электропривода. Его книга "Теория электропривода" переиздавалась несколько раз (последнее издание вышло в 2001 г.) и является настольной книгой не только студентов, но и работников научно-исследовательских институтов, промышленных предприятий, горно-обогатительных предприятий, угольных разрезов и т.д. Широко известны и другие учебники, учебные пособия, монографии, статьи, оригинальные изобретения, опубликованные В.И. Ключевым.

Продолжительное время В.И. Ключев возглавлял методическую комиссию Минвуза СССР по специальности "Электропривод и автоматизация производственных процессов" и внес большой вклад в формирование стандарта и учебных программ по специальности.



Замечательный педагог, блестящий лектор, талантливый научный руководитель, В.И. Ключев воспитал большую плеяду научных кадров.

В.И. Ключев преподавательскую и исследовательскую работу сочетал с практической деятельностью по разработке и модернизации новых экскаваторов. Разработанными им и под его руководством системами электропривода оборудована значительная часть парка экскаваторов средней производительности в нашей стране и теперь уже за ее пределами.

Последние годы жизни В.И. Ключев посвятил разработке новой серии специализированных объектно-ориентированных модульных экскаваторных полупроводниковых преобразователей для электроприводов постоянного и переменного тока.

Научные идеи В.И. Ключева творчески развиваются и приумножаются его многочисленными последователями.

Имя Владимира Ивановича Ключева, прекрасного педагога, выдающегося специалиста в области электропривода навсегда останется в памяти его коллег и многочисленных учеников.

Коллеги, ученики

Индекс
71111

ISSN 0013-5860 Электротехника. 2003. № 2. 1–64.