

07

ISSN 0013-5860

Электротехника

7 2003



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

УЧРЕДИТЕЛИ

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

СОВЕТ УЧРЕДИТЕЛЕЙ

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

РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ

Главный редактор **КОЧЕТКОВ В.Д.**

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

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

Подписаться на журнал можно в почтовых отде-
лениях связи по объединенному каталогу Депар-
тамента почтовой связи. Подписной индекс —
71111.

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

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

При перепечатке ссылка на журнал «Электротехника»
обязательна.

Мнение редакции не всегда совпадает с точкой зрения
авторов статей.

За содержание рекламных материалов редакция
ответственности не несет.

Рукописи статей не возвращаются.

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

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

E-mail elektrotechnika@mtu-net.ru

Редактор отдела О.В. Кунавина.
Научный редактор Л.А. Романова.
Редактор Т.В. Штанько.

Сдано в набор 28.04.2003. Подписано в печать 20.06.2003. Формат 60×88 1/8

Бумага офсетная № 1. Печать офсетная. Печ. л. 8. Заказ 93

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

© «Электротехника», 2003 г.

СОДЕРЖАНИЕ

ЭЛЕКТРОПРИВОД

- Тютиков В.В., Тарарыкин С.В., Варков Е.А.** Дискретное модальное управление динамическими системами с заданной статической точностью 2
- Виноградов А.Б., Чистосердов В.Л., Сибирцев А.Н.** Адаптивная система векторного управления асинхронным электроприводом 7
- Бочкарев И.В., Гунина М.Г., Свечкаренко Д.В.** Разработка схем управления и расчет переходных и квазиустановившихся режимов работы быстродействующих электромеханических тормозных устройств для станочных электроприводов 17
- Зюев А.М., Липанов В.М., Метельков В.П., Поляков В.Н., Попов А.С., Шутько В.Ф.** Программный комплекс для исследования эксплуатационных режимов электроприводов буровых установок 25

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ МАШИНЫ

- Данилевич Я.Б.** Современные проблемы электромашиностроения 32
- Голубев А.Н., Зыков В.В.** Математическая модель асинхронного двигателя с многофазными обмотками статора и ротора 35
- Сонин Ю.П., Гуляев И.В., Атаманкин Д.В.** Бесконтактный асинхронизированный вентильный двигатель с ортогональным управлением 41
- Голландцев Ю.А.** Уравнения вентильного индукторно-реактивного двигателя при одиночной коммутации фаз 45
- Абдуллаев Я.Р.** Расчет магнитных систем с левитационными обмотками 52
- Волокитина Е.В., Свиридов В.И., Шалагин В.Ф.** Особенности применения постоянных магнитов в вентильных электродвигателях авиационных электроприводов 55
- Кучинская З.М.** Применение немагнитных щек полюсов ротора гидрогенератора 60
- Вадим Борисович Козлов** 65

CONTENTS

ELECTRIC DRIVE

- Tutikov V.V., Tararikin S.V., Varkov E.A.** Discrete modal control of dynamic systems with given static accuracy 2
- Vinogradov A.B., Chistoserdov V.L., Sibircev A.N.** Adapted vector control system of asynchronous electric drive 7
- Bochkarev I.V., Goonina M.G., Svechkarenko D.V.** Control circuits development and calculation of transition and quasisteady working modes of fast electromechanical braking devices for machine electric drive 17
- Zuzev A.M., Lipanov V.M., Metelkov V.P., Polyakov V.N., Popov A.S., Shootko V.F.** Software package for rig electric drive working conditions investigation 25

ELECTRIC MACHINES

- Danilevich Y.B.** Present-day problems of electric machine industry 32
- Golubev A.N., Zeakov V.V.** Asynchronous motor mathematical model with multi-phase stator and rotor windings 35
- Sonin Y.P., Gulyaev I.V., Atamankin D.V.** Contactless asynchronized ac converter-fed motor with orthogonal control 41
- Gollandcev Y.A.** AC converter-fed inductor-reactive motor equations under single phase switching 45
- Abdullaev Y.R.** Calculation of magnetic systems with levitation windings 52
- Volokitina E.V., Sviridov V.I., Shalaginov V.F.** Application features of permanent magnets in AC converter-fed motors of aviation electric drives 55
- Kuchinskaya Z.M.** Application of hydrogenerator rotor non-magnetic pole cheeks 60
- Vadim Borisovich Kozlov** 65

Дискретное модальное управление динамическими системами с заданной статической точностью

ТЮТИКОВ В.В., ТАРАРЫКИН С.В., ВАРКОВ Е.А.

Решена задача независимого обеспечения статических и динамических показателей дискретных систем модального управления с регуляторами входа-выхода.

The task of independent maintenance of static and dynamic parameters of discrete modal control systems with regulators of an input – output is decided.

В [1] была решена задача независимого обеспечения требуемой статической точности и быстроедействия непрерывных систем модального управления с полиномиальными регуляторами. Описанные подходы справедливы и при использовании дискретных регуляторов, синтезируемых по методу цифрового перепроектирования (синтез непрерывного регулятора с последующим преобразованием его передаточной функции в дискретную форму).

Однако в ряде случаев, например, при начальном описании объекта управления (ОУ) в дискретной форме или при такте квантования замкнутой системы управления, соизмеримом с темпом переходных процессов в ней, метод цифрового перепроектирования оказывается неприменимым.

Тем не менее, основная идея проектирования систем модального управления заданной статической точности в непрерывном времени, изложенная в [1] и состоящая в использовании неминимальных регуляторов, может быть перенесена и на дискретные системы, но ее практическое воплощение требует принципиальных доработок с учетом особенностей дискретного описания ОУ.

Вариант дискретной системы модального управления с полиномиальным регулятором, задающим $x(z)$ и возмущающим $f(z)$ воздействиями приведен на рис.1.

Синтез дискретных полиномиальных регуляторов некомпенсационного типа, проводимый с привлечением методов линейной алгебры [2], осуществляется на основе решения полиномиального уравнения вида

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

где $A(z) = z^n + a_{n-1}z^{n-1} + \dots + a_1z + a_0$; $B(z) = b_mz^m + \dots + b_1z + b_0$ – полиномы передаточной функции (ПФ) ОУ (далее рассматриваются объекты со строго правильными ПФ ($n > m$)); $C(z) = z^l +$

$+ c_{l-1}z^{l-1} + \dots + c_1z + c_0$, $R(z) = r_kz^k + \dots + r_1z + r_0$ – полиномы ПФ дискретного регулятора; $D(z) = z^p + d_{p-1}z^{p-1} + \dots + d_1z + d_0$ – характеристический полином замкнутой системы; z – комплексная переменная дискретного преобразования Лапласа.

Полиномы $A(z)$, $C(z)$ и $D(z)$ нормированы в том смысле, что коэффициенты при старших степенях z равны единице. Полиномы $B(z)$, $R(z)$ – ненормированы.

Уравнения вида (1) в общем случае имеют бесконечное множество решений. Практический интерес среди них представляют обычно так называемые минимальные решения, получаемые при соблюдении следующих условий:

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

Снижение статической ошибки в этом случае может быть достигнуто только повышением быстрогодействия САУ.

При необходимости синтеза астатической системы дискретную передаточную функцию ОУ умножают на $(T_0/(z-1))^v$, где v – требуемая степень астатизма по регулируемой координате; T_0 – такт квантования по времени, а после проведения процедуры синтеза присоединяют указанную составляющую к ПФ дискретного регулятора.

Характеристический полином замкнутой системы может быть выбран из стандартных дискретных полиномов, сформирован на основе задания расположения корней в области z или получен из непрерывного путем применения подстановки $z_i = e^{-s_i T_0}$, где $i = \overline{1, p}$, а z_i , s_i – соответственно полюсы полиномов в дискретном и непрерывном времени.

Передаточная функция для ошибки Δf по возмущению в замкнутой системе, изображенной на рис.1, имеет вид

$$H_{\Delta f}(z) = \frac{\Delta f(z)}{f(z)} = \frac{B_2(z)/A_2(z)}{1 + \frac{B(z)R(z)}{A(z)C(z)}}, \quad (3)$$

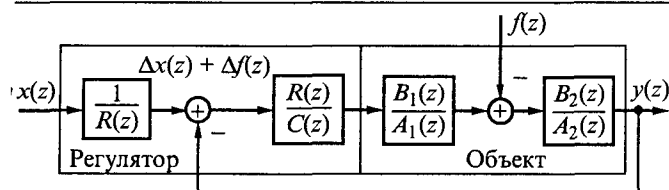


Рис.1

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

Из (3) может быть получено выражение для определения статической ошибки (при $z = 1$, $f = \text{const}$) по возмущению:

$$\Delta f = \frac{f \sum_{i=1}^{m_2} b_{2i} / \sum_{i=1}^{n_2} a_{2i}}{1 + K_p}, \quad (4)$$

где

$$K_p = \sum_{i=1}^m b_i \sum_{i=1}^k r_i / \sum_{i=1}^n a_i \sum_{i=1}^l c_i \quad (5)$$

– коэффициент петлевого усиления; $m_2 = \deg B_2(z)$; $n_2 = \deg A_2(z)$.

Анализ выражения (4) показывает, что статическая ошибка по возмущению зависит от передаточной функции от возмущающего воздействия к выходу объекта управления $\left(\sum_{i=1}^{m_2} b_{2i} / \sum_{i=1}^{n_2} a_{2i} \right)$ и значения K_p и, значит, может быть скорректирована соответствующим выбо-

ром отношения $\sum_{i=1}^k r_i / \sum_{i=1}^l c_i$, поскольку коэффициенты полиномов $A(z)$, $B(z)$ и соответственно отношения $\sum_{i=1}^m b_i / \sum_{i=1}^n a_i$ и $\sum_{i=1}^{m_2} b_{2i} / \sum_{i=1}^{n_2} a_{2i}$ заданы.

Однако обеспечить необходимое значение K_p при выполнении (2) не представляется возможным, поскольку система уравнений, составляемая по (1), будет определенной, следовательно, будет иметь единственное решение и не даст свободы в назначении необходимых значений коэффициентов полиномов регулятора и их сумм.

Поэтому поставим задачу определения условий, при которых будет возможно произвольное назна-

чение отношения $\sum_{i=1}^k r_i / \sum_{i=1}^l c_i$ для обеспечения заданной статической точности замкнутой системы.

Дискретные системы модального управления с заданной статической ошибкой

Согласно (4) требуемая статическая точность может быть получена заданием соответствующе-

го значения отношения $\sum_{i=1}^k r_i / \sum_{i=1}^l c_i$. Однако сте-

пени полиномов $C(z)$, $R(z)$ и $D(z)$ 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. Этого можно добиться [1] повышением степени полинома $R(z)$ с соответствующим повышением степеней других полиномов:

$$\begin{aligned} \deg R(z) &= \deg C(z) = \deg A(z) = n; \\ \deg D(z) &= \deg A(z) + \deg C(z) = 2n. \end{aligned} \quad (6)$$

Количество неизвестных при решении (1), определяющееся числом коэффициентов полиномов $C(z)$ и $R(z)$ в условиях (6), будет равно $2n + 1$, в то время как количество уравнений, определяемое суммой степеней $\deg A(z)$ и $\deg C(z)$, равно $2n$. При этом неопределенная совместная система уравнений (для $l = m = n - 1$), получающаяся при решении (1), примет вид:

$$\begin{cases} c_l a_{n-1} + b_m r_n = d_{p-1}; \\ \dots\dots\dots \\ a_1 c_0 + a_0 c_1 + b_1 r_0 + b_0 r_1 = d_1; \\ a_0 c_0 + b_0 r_0 = d_0. \end{cases} \quad (7)$$

Для разрешения системы (7) и для того, чтобы обеспечить замкнутой системе необходимую статическую точность, необходимо доопределить (7) уравнением связи статической ошибки и возмущающего воздействия для замкнутой системы. Его получают из соответствующей дискретной передаточной функции (3) для условия статики ($z = 1$). Теперь становится возможным обеспечить необходимую статическую ошибку независимо от быстродействия замкнутой системы.

Последовательность операций синтеза дискретного модального регулятора в этом случае будет следующей. На основании (6) составляется уравнение синтеза. По заданным динамическим характеристикам (время переходного процесса, перерегулирование) САУ формируется желаемый характеристический полином $D(z)$. Затем вычисляется дискретная передаточная функция от возмущающего воздействия к выходной координате и на ее основе для условия статики ($z = 1$) формируется дополнительное уравнение (4), которым доопределяется система (7). Решение системы (7) дает искомые значения ко-

коэффициентов полиномов $R(z)$ и $C(z)$ ПФ регулятора.

Заметим, что повышение степени полинома $C(z)$ не даст желаемого результата, поскольку приведет к соответствующему повышению степени $D(z)$ и увеличению числа уравнений, которое останется равным числу переменных.

Таким образом, использование неминимальных регуляторов позволяет получить новые свойства дискретной системы модального управления: возможность задания требуемого коэффициента петлевого усиления для обеспечения необходимой статической ошибки без изменения быстродействия или введения астатизма.

Обеспечение заданной степени астатизма

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

Рассмотрим подробнее варианты построения астатических систем с минимальным и неминимальным регуляторами.

Пусть имеем ОУ с $\deg A(z) = n$ и $\deg B(z) = m$ ($m < n$). Тогда для получения астатизма первого порядка с минимальным регулятором необходимо принять (с учетом добавленного интегратора) следующие соотношения степеней полиномов уравнения синтеза:

$$\begin{aligned} \deg A(z) &= n + 1; \deg R(z) = \deg C(z) = n; \\ \deg D(z) &= \deg A(z) + \deg C(z) = 2n + 1. \end{aligned} \quad (8)$$

Использование неминимального регулятора в условиях (6) при задании в качестве дополня-

ющего (7) уравнения $\sum_{i=0}^l c_i = 0$ позволит обеспе-

чить данную степень астатизма при порядке замкнутой системы, на единицу меньшем. Процедура синтеза регулятора в этом случае останется такой же, как и для соответствующего регулятора, обеспечивающего заданный статизм.

Обеспечение степеней астатизма выше первой потребует введения дополнительных членов в полином $R(z)$ и уравнений в систему (7). Понятно, что астатизм второго и последующих порядков можно будет обеспечить, если принять $\deg R(z) = n + 1$ и т.д. Открытым остается только вопрос об уравнениях для доопределения при этом системы (7).

С методической точки зрения целесообразно обратиться к решению этой проблемы в рамках непрерывных систем.

Рассмотрим процедуру синтеза регулятора для ЗС с астатизмом первого порядка в непрерывном времени [1]. Очевидно, что заданная степень астатизма будет обеспечена, если полином знаменателя регулятора будет иметь вид:

$$C(s) = s^l + c_{l-1}s^{l-1} + \dots + c_1s = s(s^{l-1} + c_{l-1}s^{l-2} + \dots + c_1).$$

Таким образом, при синтезе аналогового астатического неминимального регулятора систему, аналогичную (7), необходимо дополнить уравнением $c_0 = 0$. Более высокие степени астатизма потребуют дополнительного повышения степени полинома $R(s)$ и введения уравнений $c_2 = 0, c_3 = 0$ и т.д.

Однако прямой перенос очевидного для аналогового случая решения на синтез дискретного регулятора желаемого результата не принесет. Тем не менее, данный подход можно использовать и в дискретных системах.

Разделим полином $C(s) = s^l + c_{l-1}s^{l-1} + \dots + c_1s + c_0$ на s . В результате получим частное и остаток:

$$\begin{aligned} \frac{s^l + c_{l-1}s^{l-1} + \dots + c_1s + c_0}{s} = \\ = (s^{l-1} + c_{l-1}s^{l-2} + \dots + c_1) + \frac{c_0}{s}. \end{aligned}$$

Таким образом, при решении непрерывного аналога (1) система уравнений дополняется уравнением, в котором фигурирует остаток деления: $c_0 = 0$.

При обеспечении астатизма второго порядка справедливо:

$$\begin{aligned} \frac{s^l + c_{l-1}s^{l-1} + \dots + c_1s + c_0}{s^2} = \\ = (s^{l-2} + c_{l-1}s^{l-3} + \dots + c_2) + \frac{c_1}{s} + \frac{c_0}{s^2}. \end{aligned}$$

Очевидно, что в этом случае систему, аналогичную (8), необходимо дополнить двумя уравнениями: $c_0 = 0$ и $c_1 = 0$.

Распространим данный результат на синтез дискретных регуляторов. Для обеспечения астатизма n -го порядка в знаменателе ПФ регулятора должен присутствовать корень $z = 1$ соответствующей кратности.

При синтезе дискретного регулятора, обеспечивающего астатизм первого порядка, после деления полинома $C(z)$ на $(z - 1)$ имеем следующий остаток:

$$c_0 + c_1 + \dots + c_{l-1} + 1.$$

Тогда, решая систему вида (7), составленную в условиях (6) и дополненную уравнением

$$c_0 + c_1 + \dots + c_{l-1} + 1 = 0,$$

получим значения коэффициентов полиномов регулятора, обеспечивающего астатизм 1-го порядка. Заметим, что тот же результат получается непосредственно из (4), (5).

При этом порядок ПФ замкнутой системы с астатизмом 1-го порядка при использовании неминимального дискретного регулятора оказывается на единицу меньше, чем при использовании минимального регулятора.

Обеспечение астатизма второго порядка потребует следующих степеней полиномов:

– минимальный регулятор

$$\deg A(z) = n + 2; \deg R(z) = \deg C(z) = n + 1; \\ \deg D(z) = \deg A(z) + \deg C(z) = 2n + 3;$$

– неминимальный регулятор

$$\deg A(z) = n; \deg R(z) = \deg C(z) = n + 1; \\ \deg D(z) = \deg A(z) + \deg C(z) = 2n + 1. \quad (9)$$

Теперь деление полинома $C(z)$ на $(z - 1)^2$ даст два остатка:

$$c_0 + c_1 + \dots + c_{l-1} + 1; c_1 + 2c_2 + 3c_3 + \dots + (l-1)c_{l-1} + l.$$

Тогда, решая систему вида (7), составленную в условиях (9) и дополненную уравнениями $c_0 + c_1 + \dots + c_{l-1} + 1 = 0$, $c_1 + 2c_2 + 3c_3 + \dots + (l-1)c_{l-1} + l = 0$, получим значения коэффициентов полиномов ПФ регулятора, обеспечивающего астатизм второго порядка.

Очевидно, что в этом случае использование неминимального дискретного регулятора обеспечивает еще большее снижение порядка ПФ замкнутой системы ($p = 2n + 1$) по сравнению с минимальным дискретным регулятором ($p = 2n + 3$).

Аналогичным образом может быть обеспечена любая необходимая степень астатизма замкнутой системы.

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

Пример. Для электропривода, состоящего из силового преобразователя ($K_{с.п} = 22$) и электродвигателя постоянного тока независимого возбуждения ($R_{я} = 0,6$ Ом, $T_{я} = 0,32$ с, $C = 1,4$ Вб, $J = 0,35$ кг·м²), структурная схема системы управления которым изображена на рис.2, синте-

зировать дискретный регулятор, обеспечивающий при апериодическом переходном процессе с временем установления $T = 2$ с статическую ошибку не более 1 рад/с при возмущающем воздействии в виде статического момента M_c , равного 10 Н·м. Такт квантования сигналов $T_0 = 0,1$ с. На рис.2 приняты следующие обозначения: ЦАП – цифро-аналоговый преобразователь, АЦП – аналого-цифровой преобразователь, \mathcal{Z}^0 – экстраполятор нулевого порядка.

Дискретизируя непрерывную передаточную функцию ОУ от входа к выходу

$$H_0(s) = \frac{\Omega(s)}{u(s)} = \frac{51,436}{0,112s^2 + 0,35s + 3,273}$$

(здесь и далее используется метод Эйлера) при заданном такте квантования, получим:

$$H_0(z) = \frac{\Omega(z)}{u(z)} = \frac{B(z)}{A(z)} = \frac{2,026z + 1,824}{z^2 - 1,487z + 0,732}.$$

Для синтеза минимального регулятора в соответствии с (2)

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

$$\deg D(z) = \deg A(z) + \deg C(z) = 3.$$

Обеспечение заданных показателей переходного процесса предполагает наличие у замкнутой дискретной системы характеристического полинома

$$D(z) = z^3 - 1,819z^2 + 1,104z - 0,223, \\ \text{имеющего кратный полюс } z_{1,2,3} = 0,6065.$$

При этих условиях передаточная функция регулятора примет вид

$$H_r(z) = \frac{R(z)}{C(z)} = \frac{-1,022z - 0,007}{z - 0,287},$$

обеспечивая $\Delta f \approx 9$ рад/с (кривая 1 на рис.3,а). Очевидно, что для обеспечения требуемой статической ошибки ($\Delta f = 1$ рад/с) при данном типе регулятора потребуются значительное повышение быстродействия замкнутой системы, которое недостижимо при заданной силовой части.

Астатический минимальный регулятор, синтезированный в соответствии с классическими принципами согласно (8), при кратном корне характеристического полинома замкнутой системы $z_{1+5} = 0,549$ и

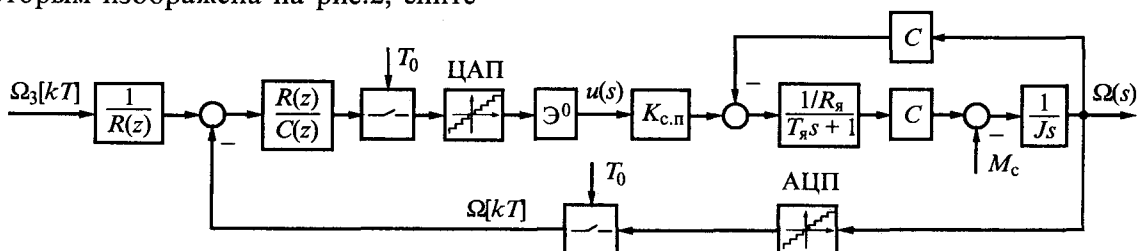


Рис.2

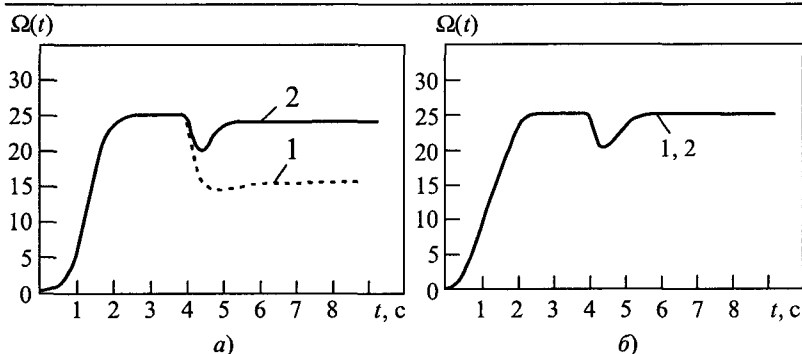


Рис.3.

$\deg A(z) = 2 + 1 = 3$; $\deg R(z) = \deg A(z) - 1 = 2$;
 $\deg C(z) = \deg R(z) = 2$;
 $\deg D(z) = \deg A(z) + \deg C(z) = 5$,
 имеет передаточную функцию третьего порядка (с учетом введенного интегрирующего звена)

$$H_r(z) = \frac{R(z)}{C(z)} = \frac{0,22z^2 - 0,472z + 0,301}{z^2 - 0,237z + 0,093} \cdot \frac{0,1}{z - 1}$$

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

Синтезируем неминимальный регулятор, обеспечивающий заданную статическую ошибку по возмущению.

Дискретизируя передаточную функцию от возмущающего воздействия к выходу объекта управления

$$H_f(s) = \frac{\Omega(s)}{M_C(s)} = \frac{0,22s + 1}{0,112s^2 + 0,35s + 3,273},$$

получим

$$H_f(z) = \frac{\Omega(z)}{M_C(z)} = \frac{0,273z - 0,198}{z^2 - 1,478z + 0,732}. \quad (10)$$

Согласно (6), примем

$$\deg C(z) = \deg R(z) = \deg A(z) = 2,$$

$$\deg D(z) = \deg A(z) + \deg C(z) = 4.$$

Для обеспечения требуемой динамики примем кратный корень характеристического полинома замкнутой системы равным $z_{1+4} = 0,6065$. При этом характеристический полином будет иметь вид

$$D(z) = z^4 - 2,426z^3 + 2,207z^2 - 0,893z + 0,135.$$

Используя (10), составим уравнение связи ошибки и возмущающего воздействия вида (4). Дополнив им систему (7) и решив ее, получим передаточную функцию дискретного регулятора

$$H_r(z) = \frac{R(z)}{C(z)} = \frac{0,0425z^2 - 0,09z + 0,052}{z^2 - 1,025z + 0,056},$$

обеспечивающего замкнутой системе требуемую статическую ошибку (кривая 2 на рис.3,а).

Таким образом, регулятор, синтезированный по предложенной методике, являясь несколько более сложным, чем полученный по традиционной методике, позволяет независимо обеспечивать требуемую динамику и статическую ошибку.

Неминимальный астатический регулятор, синтезированный в тех же условиях при доопределении систе-

мы (8) уравнением $\sum_{i=0}^l c_i = 0$, имеет следующую

передаточную функцию:

$$H_r(z) = \frac{R(z)}{C(z)} = \frac{0,0505z^2 - 0,102z + 0,0575}{z^2 - 1,041z - 0,041}$$

(более простую по сравнению с соответствующей, полученной выше) 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, повышение степени полинома числителя передаточной функции дискретного полиномиального регулятора в методе модального управления дает возможность независимого задания статических и динамических показателей замкнутой системы, а также позволяет уменьшить ее порядок по сравнению с системами, синтезируемыми традиционными методами, при обеспечении требуемой степени астатизма.

Список литературы

1. Тютиков В.В., Тарарыкин С.В., Красильникянц Е.В., Салахутдинов Н.В. Синтез систем модального управления заданной статической точности // Электротехника. 2003. № 2.

2. Волгин Л.Н. Оптимальное дискретное управление динамическими системами / Под ред. П.Д. Крутько. М.: Наука. 1986.

Тютиков Владимир Валентинович – доцент кафедры «Электроника и микропроцессорные системы» Ивановского ГЭУ. Окончил электромеханический факультет ИГЭУ в 1989 г. Защитил кандидатскую диссертацию по теме «Разработка и исследование систем координирующего управления взаимосвязанными электроприводами» в 1996 г.

Тарарыкин Сергей Вячеславович – проректор по научной работе, заведующий кафедрой «Электроника и микропроцессорные системы» Ивановского ГЭУ, 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.

Варков Евгений Александрович – аспирант кафедры «Электроника и микропроцессорные системы» ИГЭУ. Окончил электромеханический факультет ИГЭУ в 1999 г.

Адаптивная система векторного управления асинхронным электроприводом

ВИНОГРАДОВ А.Б., ЧИСТОСЕРДОВ В.Л., СИБИРЦЕВ А.Н.

Представлена новая разработка НИЛ «Вектор» Ивановского государственного энергетического университета в области высококачественного асинхронного электропривода с адаптивно-векторным управлением. Рассмотрены алгоритмы компенсации динамических неидеальностей инвертора на напряжения, автонастройки параметров системы управления на параметры силового канала привода, адаптации характеристик привода к изменениям постоянной времени роторной цепи и параметров механической части привода.

A new elaboration of Ivanovo State Power University in the sphere of high-performance induction motor drive with adaptive vector control is presented. The methods of inverter dynamic nonidealities compensation, automatic tuning of control system parameters are discussed.

В научно-исследовательской лаборатории «Вектор» кафедры электропривода Ивановского государственного энергетического университета разработана новая серия цифровых асинхронных электроприводов мощностью 2–55 кВт с адаптивно-векторными принципами управления. В отличие от представленной ранее [1] серии бездатчиковых асинхронных электроприводов общепромышленного назначения, ориентированной на механизмы и технологические процессы, не предъявляющие повышенных требований к статическим и динамическим характеристикам привода, данная серия предназначена для высококачественного управления объектами, предъявляющими повышенные требования к динамическим свойствам и диапазону регулирования скорости (полоса пропускания контура скорости – не менее 100 Гц, диапазон регулирования скорости – не менее 20000). В частности, к таким объектам относятся механизмы главного движения и подачи металлорежущих станков, высокоточные системы слежения и наведения. Одним из важнейших требований таких систем является низкая чувствительность характеристик привода к изменению параметров объекта управления. Как правило, наиболее существенным изменениям подвержены активные сопротивления обмоток, зависящие от температуры, и параметры механической части привода. При разработке высококачественного электропривода необходимо также учитывать изменения индуктивностей в зависимости от степени насыщения магнитной системы двигателя. Другой проблемой электропривода с жестким законом коммутации ключей инвертора, формируемым одним из способов модуляции выходного напряжения, является влияние на характеристики привода временных задержек в коммутациях ключей ин-

вертора (запаздывания во включении и выключении, «мертвой зоны» в коммутации верхнего и нижнего ключей фазы инвертора). Особенно сильно это влияние проявляется на повышенных частотах модуляции при работе привода в области малых напряжений, т.е. на малых скоростях. Решение указанных задач осуществляется в рамках векторных принципов управления и формирования переменных электропривода.

Базовые уравнения и структурная схема привода

В основу синтеза системы векторного управления приводом положены уравнения Парка-Горева, записанные для асинхронного двигателя (АД) с короткозамкнутым ротором относительно тока статора и потокосцепления ротора в синхронной ортогональной системе координат (d, q), ориентированной по вектору потокосцепления ротора [2]:

$$\begin{aligned}\sigma L_s \frac{dI_d}{dt} &= -R_s I_d + U_d + \sigma L_s \omega_\psi I_q - \frac{L_m}{L_r} \frac{d\Psi_r}{dt}; \\ \sigma L_s \frac{dI_q}{dt} &= -R_s I_q + U_q - \sigma L_s \omega_\psi I_d - \frac{L_m}{L_r} \omega_\psi \Psi_r; \\ T_r \frac{d\Psi_r}{dt} &= -\Psi_r + L_m I_d;\end{aligned}\quad (1)$$

$$\omega_\psi = \omega + \omega_s = \omega + \frac{L_m}{T_r} \frac{I_q}{\Psi_r};$$

$$M = \frac{3}{2} p_n \frac{L_m}{L_r} \Psi_r I_q,$$

где R_s, R_r – активные сопротивления фаз статора и ротора; L_s, L_r, L_m – индуктивности фаз статора, ротора, взаимная; $\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}$ – коэф-

коэффициент рассеяния; $T_r = \frac{L_r}{s R_r}$ – постоянная времени роторной цепи; U_d, U_q, I_d, I_q – проекции векторов напряжения и тока статора на осях d и q ; ω_ψ – частота вращения вектора потокосцепления ротора; $\omega = p_n \omega_r$ – электрическая частота вращения ротора; ω_s – частота скольжения; p_n – число пар полюсов; Ψ_r – потокосцепление ротора.

В соответствии с системой уравнений (1) в электроприводе осуществляется ориентация переменных по вектору потокосцепления ротора, что позволяет отдельно управлять потокосцеплением и электромагнитным моментом двигателя в каналах регулирования реактивной (I_d) и активной (I_q) составляющих тока статора. Структурная схема системы управления электроприводом изображена на рис.1.

Информация о векторе потокосцепления ротора, его модуль (Ψ_r), угловое положение относительно фазы A статора (γ_ψ) и мгновенная частота вращения (ω_ψ) вычисляются в модели роторной цепи, построенной в синхронной системе координат по третьему и четвертому уравнениям системы (1), на основе информации о скорости, положении ротора и проекций вектора тока статора на осях d и q .

Преобразователь координат $ABC \rightarrow dq$ выполняет преобразование фазных токов статора АД из естественной трехфазной системы координат (A, B, C) в ортогональную синхронную систему координат (d, q) по уравнениям:

$$I_d = \frac{2}{\sqrt{3}} \left[I_B \sin\left(\gamma_\psi + \frac{5}{3} \pi\right) + I_C \sin\left(\gamma_\psi + \frac{4}{3} \pi\right) \right];$$

$$I_q = \frac{2}{\sqrt{3}} \left[I_B \sin\left(\gamma_\psi + \frac{7}{6} \pi\right) + I_C \sin\left(\gamma_\psi + \frac{5}{6} \pi\right) \right].$$

Преобразователь напряжений реализует функции ограничения максимального значения заданного напряжения, обратного преобразования координат и компенсации запаздывания, вносимого системой управления.

Алгоритм работы ограничителя напряжения организован таким образом, чтобы во всех режимах работы привода заданное выходное напряжение инвертора не превышало максимального значения с учетом фактического значения входного напряжения инвертора (U_d) и ограничений, связанных с неидеальностью силовых ключей. При работе привода в условиях ограничения напряжения канал оси d имеет приоритет перед каналом оси q , т.е. в первую очередь обеспечивается желаемый уровень потокосцепления, а уже затем формируется требуемый электромагнитный момент. Данная логика обеспечивает корректное функционирование привода во второй зоне регулирования скорости (вверх от номинальной).

Преобразователь координат выполняет преобразование прошедших через алгоритм ограничения заданных напряжений по осям d и q

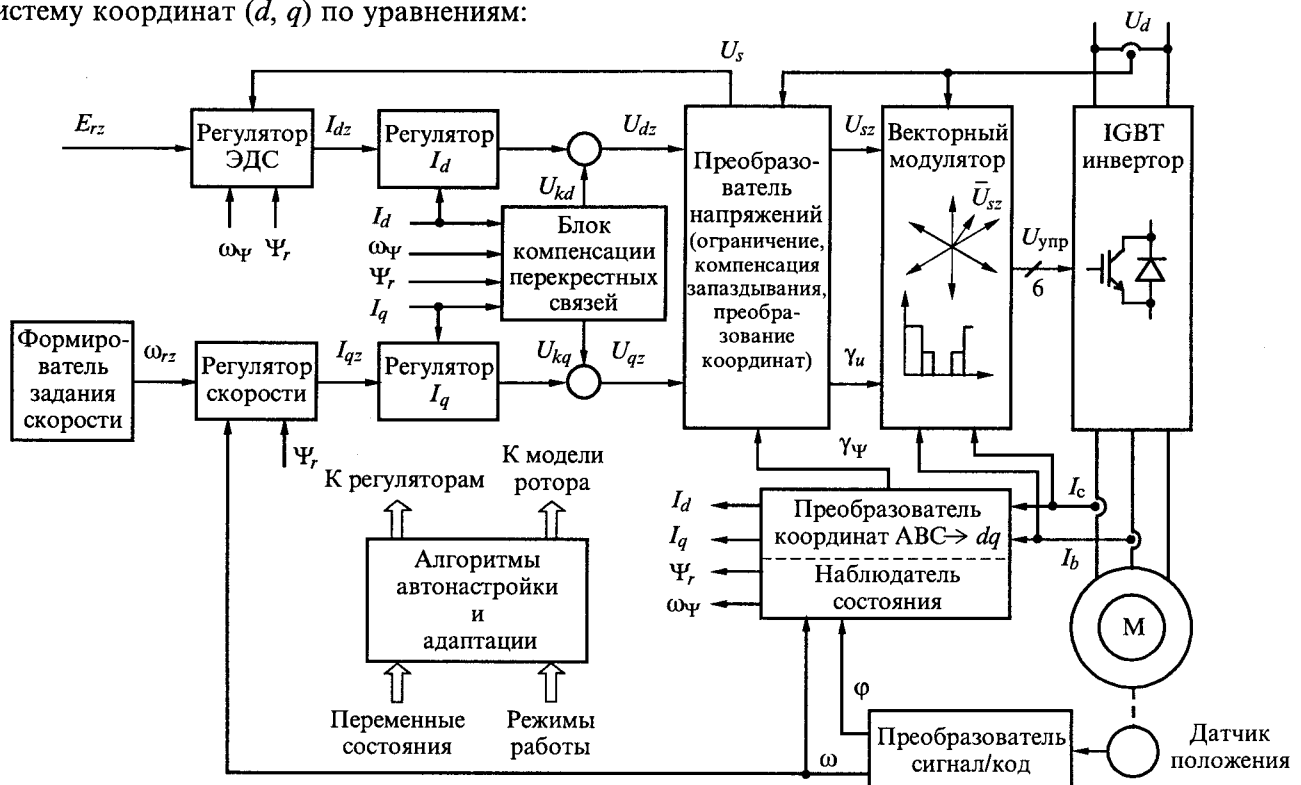


Рис.1. Структурная схема системы управления электроприводом

(U'_{dz}, U'_{qz}) в полярную систему, неподвижную относительно статора.

Алгоритм компенсации запаздывания формирует угловое положение вектора заданного напряжения γ_u с учетом углового запаздывания, вносимого системой управления.

Векторный модулятор преобразует вектор напряжения статора, заданный в полярной системе координат, в импульсы управления ключами IGBT-инвертора на основе метода пространственно-векторного формирования выходных напряжений [3, 4] и реализует алгоритм компенсации ошибок в формировании напряжений, связанных с неидеальностью ключей инвертора.

Блок компенсации перекрестных связей формирует сигналы, компенсирующие влияние перекрестных связей (двух последних составляющих в первых двух уравнениях системы (1)) на процессы в контурах регулирования составляющих вектора тока статора, в соответствии с выражениями:

$$U_{kd} = \frac{1}{k_{п.ч}} \left(-\sigma L_s \omega_\psi I_q + \frac{L_m}{L_r} \frac{d\Psi_r}{dt} \right);$$

$$U_{kq} = \frac{1}{k_{п.ч}} \left(\sigma L_s \omega_\psi I_d + \frac{L_m}{L_r} \omega_\psi \Psi_r \right),$$

где $k_{п.ч}$ – коэффициент передачи преобразователя частоты (ПЧ) по амплитуде напряжения.

Синтез базовой структуры, параметров и алгоритмов работы регуляторов составляющих тока статора, скорости и ЭДС выполнен на основе принципов подчиненного регулирования с учетом дискретного характера процессов, с использованием методов компенсации влияния перекрестных связей и структурной линеаризации контуров регулирования. Под базовыми будем понимать структуры, параметры и алгоритмы, которые получены в результате синтеза системы управления с некоторыми начальными значениями параметров силового канала привода, рассчитанными из каталожных данных, либо определенными в результате автонастройки или другим экспериментальным способом. Базовые алгоритмы дополняются элементами адаптации и автонастройки, входящими в состав системы управления в виде опций.

Входные и выходные сигналы блока автонастройки и адаптации представлены в таблице в зависимости от режимов работы привода. k_{ip} , k_{ii} , k_{ep} , k_{ei} , k_{op} , k_{oi} – коэффициенты пропорциональной и интегральной части регуляторов тока (индекс i), ЭДС (индекс e) и скорости (индекс ω), дискретизированных с использовани-

ем метода трапеций:

$$k_{ip} = \frac{\sigma L_s}{2T_i k_{п.ч} k_{si}}; \quad k_{ii} = \frac{R_s T_{i0}}{4T_i k_{п.ч} k_{si}};$$

$$k_{ep} = \frac{k_{se} T_r}{2L_m \omega_{\max} T_e}; \quad k_{ei} = \frac{k_{se} T_{e0}}{4L_m \omega_{\max} T_e};$$

$$k_{op} = \frac{J k_{si}}{3p_n T_\omega k_{s\omega}}; \quad k_{oi} = \frac{J k_{si} T_{\omega 0}}{24p_n T_\omega^2 k_{s\omega}},$$

где T_i , T_e , T_ω – постоянные времени настройки контуров тока, ЭДС и скорости; T_{i0} , T_{e0} , $T_{\omega 0}$ – периоды расчета контуров тока, ЭДС и скорости; k_{si} , k_{se} , $k_{s\omega}$ – коэффициенты передачи каналов измерения (вычисления) тока, ЭДС, скорости; ω_{\max} – максимальная выходная частота.

Регулятор ЭДС осуществляет формирование задания реактивной составляющей тока статора при работе привода в условиях ослабления поля на скоростях, превышающих номинальную. В первой зоне регулирования скорости (вниз от номинальной) регулятор ЭДС находится в насыщении: $I_{dz} = I_{dnom} = \text{const}$, где $I_{dnom} = \Psi_{nom}/L_m$; Ψ_{nom} – номинальное значение потокосцепления ротора. При отсутствии необходимого запаса по напряжению, создающего ресурс управления во второй зоне регулирования скорости, контур регулирования ЭДС заменяется контуром регулирования напряжения статора.

Режимы работы	Сигналы блока автонастройки и адаптации		
	Входные переменные состояния	К регуляторам	К модели ротора
Автонастройка на R_s , σL_s , L_m , R_r	$U_{sz}, \gamma_u, I_b, I_c$	$k_{ip}, k_{ii}, k_{ep}, k_{ei}, k_{op}, k_{oi}$	L_m, T_r
Адаптация к моменту инерции	$\Psi_r, I_q, \omega, \varphi$	k_{op}, k_{oi}	
Адаптация к T_r	$\Psi_r, \omega_\psi, I_d, I_q, U'_{dz}, U'_{qz}$	k_{ep}	T_r

Компенсация временных задержек инвертора напряжения

Функция компенсации задержек инвертора напряжения выполняется совместно с алгоритмом формирования выходных напряжений в векторном модуляторе. Векторный модулятор реализует «треугольный» алгоритм пространственно-векторного формирования выходного напряжения инвертора [3, 4]. Данный алгоритм характеризуется элементарной комбинацией векторов напряжения (рис.2,б), составленной из двух зна-

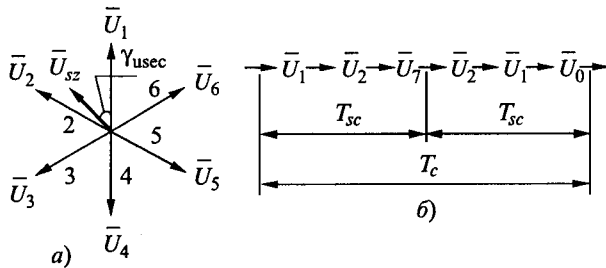


Рис.2. Векторная диаграмма напряжений (а) и элементарная комбинация векторов напряжения в первом секторе векторной диаграммы (б)

чащих векторов, ограничивающих сектор векторной диаграммы напряжений (рис.2,а), в котором находится вектор заданного напряжения статора, и двух нулевых векторов \bar{U}_0, \bar{U}_7 . T_c – период полного цикла модуляции (период повторяемости элементарной комбинации векторов алгоритма формирования напряжения); $T_{sc} = T_c / 2$ – период полуцикла модуляции (период основной гармонической составляющей пульсаций переменных, вызванных процессом модуляции).

Синтез алгоритма компенсации задержек инвертора выполнен при следующих допущениях: отсутствует разброс коммутационных параметров отдельных ключей инвертора; отсутствует временной дрейф коммутационных параметров ключей в зависимости от температуры и прочих внешних факторов; пренебрегаем зависимостью коммутационных параметров ключей от тока нагрузки. При этих условиях достаточно однократного определения коммутационных параметров ключей инвертора расчетным либо экспериментальным путем и их задания в виде неизменных уставок системы управления для каждого конкретного типа силовых ключей инвертора.

Векторный модулятор с компенсацией задержек коммутации ключей инвертора работает в соответствии со следующим алгоритмом:

1. Определяется сектор векторной диаграммы напряжений, в котором находится вектор \bar{U}_{sz} , и его угловое положение относительно базовой границы сектора $\gamma_{u sec}$.

2. Рассчитываются времена включения векторов напряжения идеального инвертора на следующем полуцикле модуляции по уравнениям:

$$T_{vil} = \sqrt{3} \frac{U_{sz}}{U_d} T_{sc} \sin\left(\frac{\pi}{3} - \gamma_{u sec}\right);$$

$$T_{vi2} = \sqrt{3} \frac{U_{sz}}{U_d} T_{sc} \sin(\gamma_{u sec});$$

$$T_{vi3} = T_{sc} - T_{vil} - T_{vi2}.$$

3. Выполняется коррекция времен включения векторов напряжения идеального инвертора при выполнении условия $T_{vi3} < T_{vmin}$, где T_{vmin} – минимально допустимая ширина импульса управления для данного типа инвертора:

$$T_{vil} = \frac{(T_{sc} - T_{vmin}) T_{vil}}{T_{vil} + T_{vi2}};$$

$$T_{vi2} = T_{sc} - T_{vil} - T_{vmin};$$

$$T_{vi3} = T_{vmin}.$$

4. Рассчитываются моменты коммутаций фаз идеального инвертора относительно середины нулевого вектора предыдущего полуцикла модуляции в зависимости от номера сектора, в котором находится \bar{U}_{sz} , и типа нулевого вектора на предыдущем полуцикле.

5. Вычисляются значения фазных токов с учетом прогноза их изменения в последующем цикле модуляции.

6. Производится расчет моментов коммутаций фаз неидеального инвертора с учетом компенсации задержек. Компенсация задержек осуществляется за счет сдвига момента коммутации каждой фазы на определенные временные интервалы, рассчитанные из паспортных либо экспериментально определенных коммутационных задержек силовых ключей и заданного значения «мертвого» времени в зависимости от знака тока фазы.

Если коммутационные задержки ключей инвертора точно неизвестны, то в первом приближении алгоритм компенсации реализуется относительно «мертвого» времени между коммутациями верхнего и нижнего ключей фазы, которое является известным параметром привода, недоступным пользователю для редактирования.

На рис.3 представлены эквивалентные (усредненные на интервале дискретности управления) фазные токи статора, полученные в разомкнутом контуре формирования выходных напряжений инвертора при отсутствии и наличии алгоритма компенсации временных задержек и следующих параметрах привода: частота модуляции – 8 кГц; частота заданного напряжения – 5 Гц; «мертвое» время – 2,5 мкс; тип IGBT модуля – MIG25Q906H (максимальное время задержки при включении – 0,3 мкс, максимальное время задержки при выключении – 0,9 мкс). Алгоритм компенсации реализован относительно «мертвого» времени (без учета коммутационных задержек ключей) и, тем не менее, обеспечивает заметный эффект.

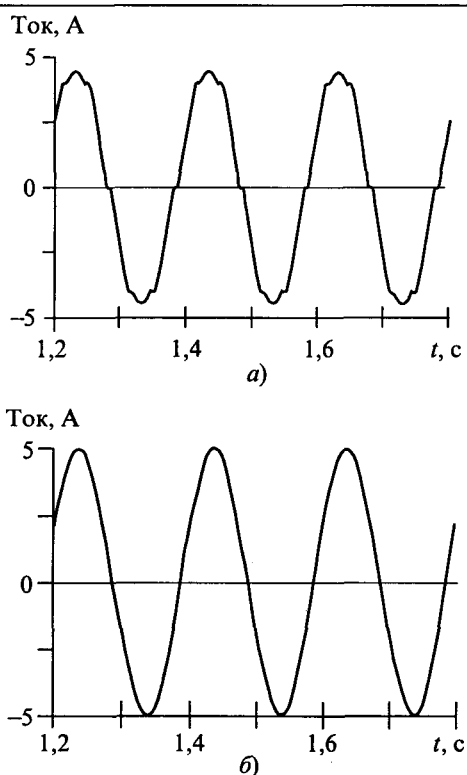


Рис.3. Временные диаграммы тока фазы статора при отсутствии (а) и при наличии (б) алгоритма компенсации временных задержек инвертора

Автоматическая настройка параметров системы управления на параметры силового канала привода

Наличие функции автоматической настройки параметров системы управления, реализуемой в виде опции, выбираемой пользователем, является одной из характерных особенностей современного цифрового электропривода. Как правило, она реализуется с помощью набора тестовых режимов, при выполнении которых осуществляется начальная установка параметров привода. Для расчета системой векторного управления всех своих параметров и коэффициентов необходима информация об активных сопротивлениях статора и ротора (R_s , R_r), индуктивности намагничивания (L_m), эквивалентной индуктивности рассеяния на зажимах статорной цепи (σL_s) и параметрах механической части привода (рассматриваются в разделе «Адаптация к изменению параметров механической части привода»).

Одним из показателей эффективности автоматической настройки параметров является простота и возможность реализации автонастройочных режимов исключительно внутренними ресурсами привода в реальных условиях его работы. Некоторые известные методы эксперимен-

тального определения параметров двигателя предполагают привлечение дополнительных средств, связанных, например, с фиксацией вала в режиме КЗ АД, измерением напряжения на зажимах АД в режиме его отключения от источника питания постоянным током. Наиболее удачными тестовыми режимами, в этом смысле, являются режимы, выполняемые при питании двигателя «неподвижным» вектором напряжения (частота вращения вектора напряжения равна нулю), а также режим реального ХХ.

Определение R_s и L_m осуществляется в режимах «неподвижного» вектора напряжения и ХХ, соответственно, согласно алгоритму, представленному в [5]. Определение σL_s осуществляется в режиме неподвижного вектора [6]. Производятся две выборки тока статора (I_{s1} , I_{s2}) на интервале включения нулевого вектора напряжения в пределах цикла модуляции. Расчет σL_s выполняется на основе линейной аппроксимации кривой изменения мгновенного значения тока по формуле:

$$\sigma L_s = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \frac{R_s I_{s\text{cp}} \Delta T_b}{(I_{s1})_i - (I_{s2})_i},$$

где ΔT_b – интервал между выборками тока; $I_{s\text{cp}}$ – среднее значение тока статора; n – число опытов.

При выборе параметров тестового режима ($I_{s\text{cp}}$, периода модуляции, ориентации вектора напряжения в пространстве, интервала между выборками, числа опытов) учитываются следующие факторы: влияние случайных ошибок измерения токов статора на точность оценки σL_s возрастает с уменьшением интервала между выборками тока и снижается с увеличением числа опытов и среднего значения тока статора; погрешность оценки σL_s , связанная с линейной аппроксимацией кривой тока, возрастает с увеличением интервала между выборками; влияние временных задержек инвертора на точность отработки заданного напряжения статора при оценке R_s уменьшается со снижением частоты модуляции и увеличением амплитуды вектора напряжения. Угловая погрешность оценки эквивалентного напряжения в режиме неподвижного вектора минимизируется путем его ориентации строго по границе секторов векторной диаграммы напряжений, а амплитудная – при ориентации посередине секторов.

В части определения исходного значения R_r были исследованы три метода, реализация которых не требует привлечения каких-либо дополнительных средств, кроме программных. В первых, R_r рассчитывается по методике, пред-

ставленной в [5], на основе информации об R_s , полученной ранее, и номинальных значений скольжения, $\cos\varphi$, тока и напряжения фазы статора, взятых из паспортных данных двигателя. Второй метод основан на тестовом режиме однофазного питания АД переменным напряжением пониженной частоты. В этом режиме вал двигателя оказывается неподвижным и необходимость в его механической фиксации отсутствует. Введение в напряжение питания небольшой постоянной составляющей обеспечивает дополнительную стабилизацию вала в неподвижном состоянии. Процессы в фазе относительно переменной составляющей оказываются эквивалентными процессам режима КЗ АД на пониженной частоте питания, реализуемого с помощью механической фиксации вала ротора. Частота переменной составляющей напряжения питания выбирается из эмпирически полученного соотношения $\omega_{КЗ} \approx R_s / L_m$. Исследования показали, что в этом случае минимизируется расчетная погрешность, вызываемая ошибками измерения переменных и принимаемыми в расчетах допущениями, а также практически не сказывается эффект вытеснения тока в проводниках ротора. Оценка R_r выполняется на основе упрощенной схемы замещения фазы АД при пренебрежении индуктивностями рассеяния статора и ротора ($R_s, R_r, \omega_{КЗ} L_m \gg \omega_{КЗ} L_{\sigma s}, \omega_{КЗ} L_{\sigma r}$) по следующим уравнениям:

$$\hat{R}_r = \frac{E_m}{\sqrt{I_s^2 - I_m^2}}; \quad I_m = \frac{E_m}{\omega_{КЗ} L_m};$$

$$E_m = \sqrt{U_s^2 - 2U_s I_s R_s \cos\varphi_{КЗ} + (R_s I_s)^2},$$

где I_m, E_m – расчетные значения тока и ЭДС цепи намагничивания; U_s, I_s – действующие значения основных гармоник переменных составляющих напряжения и тока фазы статора; $\varphi_{КЗ}$ – угол между основными гармониками напряжения и тока фазы.

В качестве основной гармоники фазного напряжения статора допускается использование заданного значения выходного напряжения инвертора. С целью снижения вычислительной ошибки, связанной с неточным соответствием выходного напряжения статора своему заданному значению, опыт выполняется на невысокой частоте модуляции (0,5–2 кГц). Измеряются фазные токи и входное напряжение инвертора.

Третий метод определения R_r реализуется на основе тестового режима включения «неподвижного» вектора напряжения при нулевых началь-

ных условиях АД. В кривой тока статора фиксируется установившееся значение тока (I_y) и значение тока в точке излома (I_n), определяющего момент окончания быстрых процессов, характеризующихся постоянной времени статорной цепи, и переход к медленным процессам, характеризующимся постоянной времени ротора. Оценка сопротивления ротора выполняется по выражению:

$$\hat{R}_r = \frac{R_s(I_y - I_n)}{I_n}.$$

Точность данного метода в значительной степени определяется точностью фиксации точки излома кривой тока, которая выполняется системой управления в автоматическом режиме на основе математического анализа выборок измерения.

Сопоставление результатов, полученных от оценки R_r рассмотренными методами, друг с другом и с каталожным значением R_r для нескольких типов двигателей позволило сделать заключение, что наибольшая погрешность вычисления R_r данными методами не превышает $\pm 20\%$.

Заметим, что в режиме включения «неподвижного» вектора напряжения при нулевых начальных условиях АД помимо R_r могут быть вычислены оценки других интересующих нас параметров: L_m и σL_s , поскольку в кривую тока входят составляющие как быстрой (статорной), так и медленной (роторной) динамики. Однако исследования показали, что выделить их в чистом виде (независимо от других неизвестных параметров) можно только на основе допущений, существенно влияющих на точность самих оценок L_m и σL_s .

Адаптация к изменению параметров механической части привода

В качестве базового элемента механической части привода рассмотрим жесткую механическую массу, характеризующуюся моментом инерции J , к которой приложено два воздействия: известное управляющее и неизвестное возмущающее. В зависимости от конфигурации механической части привода этими воздействиями могут быть электромагнитный момент АД (M), рассчитываемый согласно (1), упругие моменты (M_{y1}, M_{y2}, \dots), действующие на жесткие массы в многомассовых упругих механических системах, момент нагрузки (M_c). Для частного случая жесткой механической системы имеем следующее уравнение движения:

$$J \frac{d\omega_r}{dt} = M - M_c, \quad (2)$$

где частота вращения ω , является известной (измеряемой либо вычисляемой) переменной.

Уравнение движения (2) дополним дифференциальным уравнением, определяющим характер изменения момента нагрузки. Простейшие динамические модели нагрузки основываются на допущении об ограничении темпа изменения M_c таким образом, что на интервале вычислений можно с высокой степенью точности принять

$$\frac{dM_c}{dt} = 0 \quad (3)$$

или

$$\frac{dM_c}{dt} = \text{const} \quad \left(\frac{d^2 M_c}{dt^2} = 0 \right).$$

Задача адаптации к изменению параметров механической части привода разбивается на три подзадачи:

1. Предварительная оценка J при выполнении процедуры автонастройки в специально заданном тестовом режиме работы привода.

2. Оценка J и M_c в процессе работы электропривода.

3. Коррекция параметров системы управления приводом по результатам оценки J и M_c .

Предлагаемый метод оценки J и M_c основан на совместном дискретном решении уравнений (2) и (3), выполненном на нескольких последовательных интервалах дискретности [7]. Оценка J и M_c выполняется по следующему алгоритму:

I. Если активизирован тестовый режим автонастройки J , то осуществляется расчет и задание параметров тестового режима. Предполагается, что контур момента привода настроен. Регулятор скорости принимается пропорциональным с оптимальной настройкой на минимально возможное значение момента инерции (J_{\min}), в качестве которого обычно принимается паспортное значение момента инерции ротора АД. В качестве тестового сигнала, который подается на вход задания скорости дополнительно к некоторому постоянному сигналу, устанавливающему средний уровень скорости, используется синусоида (могут применяться и другие сигналы, в частности, пила и меандр). Амплитуда и частота тестового сигнала устанавливаются таким образом, чтобы выполнялось условие (4) идентифицируемости J , а пульсации момента и скорости не превышали допустимых значений.

II. Интервал оценки J разбивается на три равных подинтервала общей продолжительностью $1/3-2/3$ периода тестового сигнала. Формируются выборки средних за подинтервал значений

электромагнитных моментов (M_{j12} , M_{j23} , M_{j34}) и мгновенных значений скорости на границах подинтервалов (ω_{j1} , ω_{j2} , ω_{j3} , ω_{j4}). Данные выборки обрабатываются следующим образом:

1. Проверяется выполнение условия идентифицируемости J на данном интервале измерения:

$$|\omega_{j3} - 2\omega_{j2} + \omega_{j1}| > \omega_{\min}, \quad (4)$$

где ω_{\min} – минимальное значение скорости, регистрируемое с заданной точностью (с относительной погрешностью измерения не более 3–5%).

Если условие (4) не выполняется, то оценка J на данном интервале прекращается, в противном случае обработка выборки продолжается.

2. Вычисляются оценки момента инерции \hat{J} , момента нагрузки \hat{M}_{cj} , скорости в конце третьего подинтервала $\hat{\omega}_{j4}$ и обобщенный показатель точности вычислений $\delta\omega_j$ по уравнениям:

$$a_1 = \omega_{j3} - \omega_{j2}; \quad a_2 = \omega_{j2} - \omega_{j1}; \quad a = a_1 - a_2;$$

$$b = M_{j23} - M_{j12}; \quad c = b/a;$$

$$\hat{J} = cT_j; \quad \hat{M}_{cj} = M_{j23} - ca_1;$$

$$\hat{\omega}_{j4} = \omega_{j3} + (M_{j34} - \hat{M}_{lj})/c;$$

$$\delta\omega_j = \begin{cases} \left| \frac{\hat{\omega}_{j4} - \omega_{j4}}{\omega_{j4} - \omega_{j3}} \right|, & \text{если } \omega_{j4} - \omega_{j3} \neq 0; \\ \delta\omega_{j\max}, & \text{если } \omega_{j4} - \omega_{j3} = 0, \end{cases}$$

где T_j – продолжительность подинтервала оценки J .

Обобщенный показатель точности вычислений, выполняемых по результатам замеров на первых двух подинтервалах оценки J , представляет собой отношение разности вычисленной и измеренной скорости в конце третьего подинтервала к приращению скорости на этом подинтервале.

3. Выполняется ограничение оценки J в пределах уставок его минимального и максимального значений (J_{\min} , J_{\max})

$$\hat{J} = \begin{cases} J_{\min}, & \text{если } \hat{J} < J_{\min}; \\ J_{\max}, & \text{если } \hat{J} > J_{\max}. \end{cases}$$

4. Выполняется алгоритм автономной фильтрации оценки момента инерции с помощью дискретного фильтра Калмана 1-го порядка:

$$\hat{J}_f = (1 - k_f)\hat{J}_{f0} + k_f\hat{J},$$

где \hat{J}_f , \hat{J}_{f0} – выходные сигналы фильтра на текущем и предыдущем циклах вычисления; $k_f \in [0...1]$ – весовой коэффициент фильтра, в общем случае являющийся функцией обобщенного показателя точности вычислений $\delta\omega_j$. Например, реализация обратной пропорциональной зависимости между k_f и $\delta\omega_j$ обеспечивает ограничение относительной ошибки, вносимой в выходной сигнал фильтра каждым новым замером J , на уровне близком к постоянному значению. Константа $\delta\omega_j k_f$ задает желаемый уровень относительной ошибки в оценке J . Выбор ее из диапазона рекомендуемых значений $[0,002-0,02]$ осуществляется независимо от параметров конкретного привода. При этом, снижение точности измерительных каналов привода автоматически приводит к снижению быстродействия алгоритма оценки J .

III. Автономная оценка момента нагрузки \hat{M}_c выполняется асинхронно с алгоритмом оценки J по уравнению:

$$\hat{M}_c = (M_e + M_{e0})/2 - \hat{J}_f(\omega_e - \omega_{e0})/T_m, \quad (5)$$

где M_e , ω_e , M_{e0} , ω_{e0} – эквивалентные (усредненные на интервале оценки M_c) значения электромагнитного момента и скорости на текущем и предыдущем интервалах оценки M_c ; T_m – продолжительность интервала оценки M_c .

Уравнение (5) дает точную оценку усредненного на интервале измерения значения M_c в случае, если M и M_c изменяются равноускоренно или постоянны. Для прочих условий изменения M и M_c (5) дает приближенную оценку. Точная оценка может быть получена с помощью уравнения, записанного относительно мгновенных значений скорости (ω , ω_0), на границах интервала оценки M_c :

$$\hat{M}'_c = M_e - \hat{J}_f(\omega_e - \omega_{e0})/T_m. \quad (6)$$

Однако исследования показали, что использование (6) дает более точные результаты в сравнении с (5) только в идеальном случае отсутствия шума в канале измерения скорости и вычисления электромагнитного момента. В реальных условиях зашумленности сигналов с датчика скорости и вычислителя момента решения по (5) оказываются более помехоустойчивыми.

Заметим, что алгоритм оценки J предполагает наличие информации о мгновенных значениях скорости на границах подинтервалов оценки. Импульсные устройства обработки сигналов датчиков положения позволяют получить точную информацию о мгновенном положении вала

двигателя ϕ в дискретные моменты времени, в общем случае асинхронные по отношению к тактовому периоду системы управления приводом, и скорость вала, как правило, усредненную на определенном интервале времени, который не может быть меньше интервала дискретности измерения положения. Оценки мгновенных значений скорости на границах интервалов измерения положения могут быть получены на основе решения дискретных уравнений механической части привода [7], записанных для двух последовательных интервалов измерения, относительно скорости и момента нагрузки в конце последнего интервала:

$$\omega_k = \frac{1}{2T} (3\phi_k - 4\phi_{k-1} + \phi_{k-2}) + \frac{T}{4J} (M_{k-1} - M_{k-2});$$

$$M_{ik} = \frac{J}{T^2} (-\phi_k + 2\phi_{k-1} - \phi_{k-2}) + \frac{1}{2} (M_{k-1} + M_{k-2}), \quad (7)$$

где M_{k-2} , M_{k-1} , ϕ_{k-2} , ϕ_{k-1} , ϕ_k – значения электромагнитного момента и положения вала в дискретные моменты времени t_{k-2} , t_{k-1} , t_k ; T – период дискретности измерения положения вала.

Непосредственное применение (7) для расчета мгновенных значений скорости в определенные моменты времени затрудняется тем, что для некоторых типов датчиков положения (в частности, инкрементальных) тактовые импульсы датчика приходят асинхронно тактовым импульсам системы управления и требуются дополнительные меры, чтобы рассчитать точное угловое положение вала в момент прихода тактового импульса системы управления. Это существенно усложняет расчетный алгоритм.

Более эффективным в этом случае может оказаться метод приближенного расчета мгновенного значения скорости, основанный на разнесении интервалов измерения скорости (T_ω) и подинтервала оценки J таким образом, чтобы во всех режимах работы выполнялось условие: $T_\omega \ll T_j$. Очевидно, что этот метод предъявляет повышенные требования к числу меток датчика положения, при этом он намного проще расчетного метода и абсолютно независим от параметров механической части привода.

Соответствующий выбор параметров автономного фильтра обеспечивает работоспособность и монотонный характер процессов в контуре оценки J даже в условиях высокого уровня зашумленности каналов измерения (вычисления) скорости и электромагнитного момента.

Особенностью предложенного алгоритма оценки J является то, что вычисление J может выполняться в обычных режимах работы при-

вода, т.е. без внедрения в привод специального тестового сигнала, применяемого, в частности, в режиме предварительной автонастройки с целью максимально ускорить выполнение этой процедуры. В данном случае в процессе обработки выборок переменных алгоритма оценки J автоматически выделяются такие интервалы оценки, на которых J идентифицируема. Как правило, это динамические режимы работы привода, вызываемые изменением задания по скорости. Остальные интервалы просто игнорируются.

Другой особенностью предложенного алгоритма является то, что расчет параметров базового элемента механики, который может представлять собой только часть сложной механической системы, производится абсолютно автономно. Тем самым обеспечивается простота поэтапной настройки привода, управляющего сложной механической системой.

Адаптация к изменению постоянной времени ротора

В основу алгоритма адаптации привода к температурному изменению активного сопротивления ротора R_r и связанному с ним изменению T_r положен энергетический подход [8], в котором используется взаимосвязь между потокосцеплением и реактивной мощностью АД, вычисляемой по информации о напряжениях и токах статора. В сравнении с методами оценки T_r , основанными на построении расширенных и билинейных наблюдателей состояния АД, он существенно проще, инвариантен к R_s , автономен относительно других элементов системы управления. В сравнении с другим чувствительным к R_s методом адаптации, основанным на вычислении ЭДС ротора по уравнению статорной цепи, энергетический подход может применяться в приводах без датчика скорости / положения и обеспечивает работоспособность алгоритма адаптации вплоть до нулевой скорости вала.

Связь между потокосцеплением ротора и мгновенной реактивной мощностью АД может быть получена с помощью совместного решения уравнения реактивной мощности и уравнений Парка-Горева в следующем виде:

$$\frac{2}{3}q = \sigma L_s I_s^2 \omega_i + \frac{1}{L_r} \Psi_r^2 \omega_\psi + \frac{\omega_r}{R_r} \frac{d\Psi_r}{dt} \Psi_r, \quad (8)$$

где

$$q = \frac{3}{2} \bar{U}_s \times \bar{I}_s; \quad (9)$$

q – мгновенная реактивная мощность АД; ω_i – мгновенная частота вращения вектора тока статора.

При условии соблюдения закона $\Psi_r = \text{const}$, который, как правило, реализуется в первой зоне регулирования скорости векторных систем управления приводом, будем иметь:

$$\frac{2}{3}q = \sigma L_s I_s^2 \omega_i + \frac{1}{L_r} \Psi_r^2 \omega_\psi. \quad (10)$$

Заметим, что (9) и (10) не зависят от R_s , R_r , ω_r .

Оценка ω_i может выполняться по известной информации об угловом положении вектора тока статора. Однако на основании того, что процессы формирования управляющих воздействий разнесены по времени с относительно медленными процессами теплового изменения T_r и, соответственно, с требуемой динамикой контура адаптации, допустимо принять $\omega_i = \omega_\psi$, что, строго говоря, выполняется только в установившихся режимах работы привода.

При пренебрежении индуктивностями рассеяния статора и ротора уравнение (8) вырождается в уравнение вида:

$$\frac{2}{3}q = \frac{1}{L_m} \Psi_m^2 \omega_\psi + \frac{\omega_r}{R_r} \frac{d\Psi_m}{dt} \Psi_m$$

или при условии $\Psi_m = \text{const}$

$$\frac{2}{3}q = \frac{1}{L_m} \Psi_m^2 \omega_\psi,$$

где Ψ_m – потокосцепление цепи намагничивания.

Оценка T_r (R_r) формируется на выходе регулятора по отклонению либо в разомкнутом контуре вычислений на основании обработки информации о потокосцеплении ротора (реактивной мощности), рассчитываемой двумя различными способами по уравнениям (9), (10) и уравнениям роторной цепи системы (1).

Согласно уравнениям роторной цепи системы уравнений (1) необходимым условием идентифицируемости T_r является наличие хотя бы небольшой активной составляющей тока статора. В связи с этим при $I_q < I_{q \text{ пор}}$, где $I_{q \text{ пор}}$ – некоторое пороговое значение активной составляющей тока статора, действие алгоритма адаптации прекращается и T_r сохраняет свое значение неизменным.

Техническая реализация и результаты экспериментальных исследований

Реализованный на основе рассмотренных принципов управления преобразователь частоты включает трехфазный неуправляемый выпрямитель с управляемым бесконтактным предрядом емкости звена постоянного напряжения, IGBT-инвертор с модулем торможения, систему векторного управления приводом, выполненную

на базе двух 16-разрядных микроконтроллеров ADMC401 и Fujitsu MB90F598.

Экспериментальные исследования проводились на математической модели привода и на лабораторной установке, включающей преобразователь частоты (380 В, 11/18 А) с векторной системой управления, ряд асинхронных двигателей мощностью 3 и 4 кВт, оснащенных импульсными датчиками положения с числом меток от 1000 до 50000, нагрузочный агрегат мощностью 4 кВт, комплект контрольно-измерительной аппаратуры, KIT ADMC401, персональный компьютер для обработки информации.

На рис.4 представлены временные диаграммы процессов в скорости и токе фазы статора, полученные на экспериментальной установке в режимах реверса привода, сброса и наброса небольшого задания по скорости.

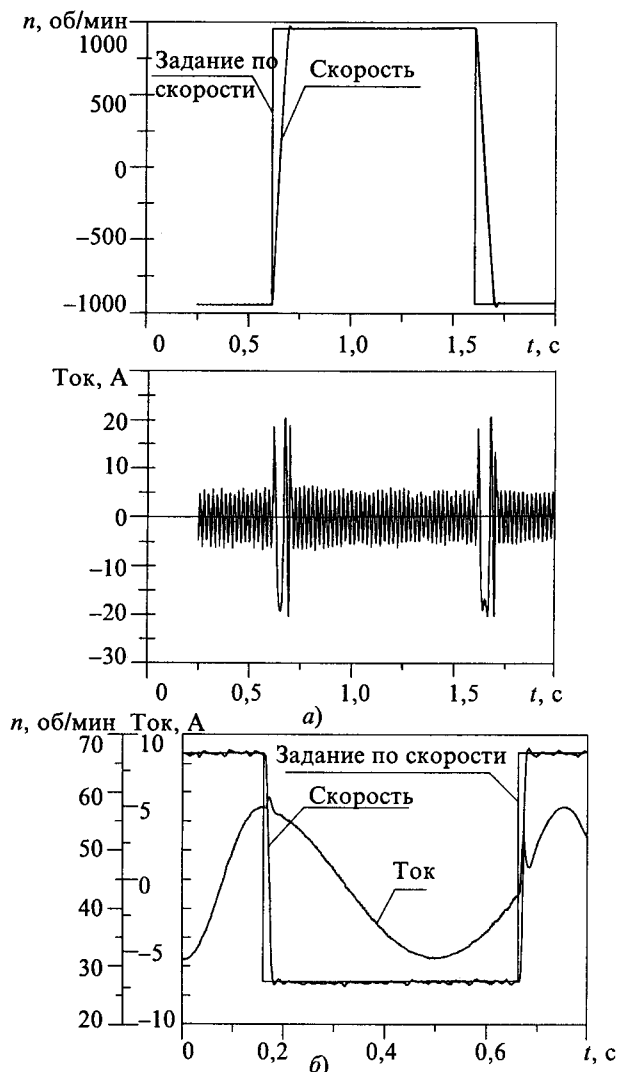


Рис.4. Задание по скорости, скорость, ток фазы статора в режиме реверса скорости с номинального значения при ограничении момента на уровне $2M_{пот}$ (а) и отработка наброса и сброса задания по скорости с частотой 2 Гц и амплитудой 20 об/мин на среднем уровне скорости 46 об/мин (б)

Экспериментально снятая полоса пропускания контура скорости привода: 120 Гц. Диапазон регулирования скорости с датчиком положения 50000 меток: 20000 вниз и 4 вверх от номинальной. Суммарные погрешности на максимальной, номинальной и минимальной скорости привода, измеренные в соответствии с СТ СЭВ 7005-90, не превышают соответственно 0,3; 0,5 и 20%. В процессе испытаний привод показал нечувствительность характеристик к изменению температурного режима работы. Серийное производство электропривода мощностью 2–15 кВт (без узла рекуперации энергии в сеть) и 15–55 кВт (с векторно-управляемым рекуператором энергии в сеть) начинается в 2003 г. В заключительной стадии технической реализации находится система цифрового релейно-векторного управления асинхронным электроприводом с улучшенными динамическими свойствами.

Выводы

1. Разработана новая серия асинхронных электроприводов с векторными принципами управления, обладающая функциями адаптации к параметрам роторной цепи, механической части привода, временным задержкам переключений инвертора и автонастройки параметров системы управления на параметры силового канала привода. Электропривод ориентирован на применение для управления механизмами и технологическими процессами, предъявляющими повышенные требования к динамическим характеристикам и диапазону регулирования скорости.

2. Представленный алгоритм компенсации временных задержек инвертора напряжения позволил минимизировать влияние задержек переключения и «мертвой» зоны в коммутациях верхнего и нижнего ключей фазы на точность задания напряжения статора и, как следствие, снизить пульсации на малых уровнях скорости и расширить диапазон ее регулирования.

3. Алгоритм автонастройки параметров системы управления, реализованный в виде опции, позволяет на основе формирования в приводе специальных тестовых режимов, реализуемых исключительно внутренними средствами привода, автоматически определять активное сопротивление статора и ротора, индуктивность намагничивания, эквивалентную индуктивность рассеяния статора, момент инерции привода и на их основе рассчитывать все параметры и коэффициенты системы векторного управления.

4. Предложенный алгоритм адаптации к изменению параметров механической части привода, реализованный в виде опции, позволяет осуществлять первоначальную настройку систе-

мы управления на момент инерции привода в специальном тестовом режиме работы, а также вычислять момент инерции и момент нагрузки в обычном режиме работы привода, обеспечивая соответствующую настройку системы управления. Этот алгоритм может являться автономно-реализованной частью алгоритма идентификации и управления многомассовой нежесткой механической системой.

5. Алгоритм адаптации к температурному изменению постоянной времени ротора позволяет оценить значения T_r и R_r на основе взаимосвязи между потокосцеплением ротора и мгновенной реактивной мощностью АД, вычисляемой по напряжениям и токам статора, а также выполнить подстройку параметров системы управления по результатам этих оценок. В результате обеспечивается инвариантность характеристик привода к изменению R_r . Алгоритм прост в реализации, нечувствителен к R_s , не требует информации о скорости ротора, работоспособен вплоть до нулевой скорости.

Список литературы

1. Виноградов А.Б., Чистосердов В.Л., Сибирцев А.Н., Монов Д.А. Новая серия цифровых асинхронных электроприводов на основе векторных принципов управления и формирования переменных // Электротехника. 2001. № 12. С.25–30.
2. Ковач К.П., Рап И. Переходные процессы в машинах переменного тока, М.-Л.: Госэнергоиздат, 1963.
3. Архангельский Н.Л., Курнышев Б.С., Виноградов А.Б. Новые алгоритмы в управлении асинхронным электроприводом // Электротехника. 1991. № 10. С.9–13.

4. Архангельский Н.Л., Чистосердов В.Л. Формирование алгоритмов управления в частотно-управляемом электроприводе // Электротехника. 1994. № 3. С.48–52.

5. Виноградов А.Б., Чистосердов В.Л., Сибирцев А.Н., Монов Д.А. Асинхронный электропривод общепромышленного назначения с прямым цифровым управлением и развитыми интеллектуальными свойствами // Изв. вузов. Электромеханика. 2001. № 3. С. 60–67.

6. Виноградов А.Б., Монов Д.А., Колодин И.Ю. Автоматизация настройки параметров в асинхронном электроприводе с микропроцессорным управлением // Тез. докл. междунар. научно-техн. конф. Состояние и перспективы развития электротехнологии. Иваново, 1999. С. 197.

7. Izosimov D.B., Shevtsov S.V., Jae Ok Kim. Novel technique of optimal digital state observer construction for microprocessor-based electrical drive control // Proceedings of the IECON' 95, Orlando, Florida, Nov. 6–10.

8. Garcés L.J. Parameter adaptation for the speed-controlled static ac drive with a squirrel-cage induction motor // IEEE Trans. Ind. Appl. 1980. Vol. IA-16. P. 173–178.

Виноградов Анатолий Брониславович – старший научный сотрудник кафедры ЭП и АПУ Ивановского государственного энергетического университета (ИГЭУ). Окончил электромеханический факультет ИГЭУ в 1988 г. В 1993 г. защитил кандидатскую диссертацию по теме «Разработка структур, алгоритмов и средств векторного управления асинхронным электроприводом с улучшенными динамическими и энергетическими показателями».

Чистосердов Валерий Львович – доцент кафедры электропривода ЭП и АПУ ИГЭУ. Окончил ЭМФ ИГЭУ в 1989 г. В 1996 г. защитил кандидатскую диссертацию по теме «Система управления асинхронным электроприводом с цифровым пространственно-векторным формированием переменных».

Сибирцев Андрей Николаевич – инженер кафедры ЭП и АПУ ИГЭУ. Окончил ЭМФ ИГЭУ в 1989 г.

Разработка схем управления и расчет переходных и квазиустановившихся режимов работы быстродействующих электромеханических тормозных устройств для станочных электроприводов

БОЧКАРЕВ И.В., ГУНИНА М.Г., СВЕЧКАРЕНКО Д.В.

Описана разработанная схема управления электромеханическим тормозным устройством, обеспечивающая высокие параметры его быстродействия как в режиме растормаживания, так и в режиме торможения. Получен универсальный алгоритм расчета переходных процессов, протекающих в тормозном устройстве при использовании различных типов схем управления, содержащих предвключенные конденсаторы. Разработанные алгоритм расчета и схема управления могут быть использованы при расчете и эксплуатации различных быстродействующих электромагнитных станочных механизмов, питающихся через выпрямитель.

Высокопроизводительное металлообрабатывающее оборудование, в том числе с программным управлением, требует использования специ-

The designed scheme of control by the electromechanical brake device ensuring high parameters of its speed both in a condition of a braking-off, and in a condition of inhibiting action is circumscribed. The universal algorithm of calculation of transient processes which are flowing past in the brake device at use of different types of the schemes of control, containing included ahead capacitors is obtained. Designed algorithm of calculation and scheme of control can be used at calculation and maintenance of different fast electromagnetic mechanisms feeding through the rectifier.

альных механизмов, обеспечивающих быструю остановку подвижных органов в точке позиционирования. Прямая зависимость качества изго-

товляемых деталей от точности перемещений и позиционирования рабочих органов, а также необходимость повышения производительности оборудования требуют создания тормозных устройств с высоким быстродействием, обеспечивающих уменьшение времени на вспомогательные операции, связанные с перемещением инструмента и заготовки с их последующей остановкой и фиксацией в точке позиционирования, сменой инструмента и т.п. При этом задача повышения надежности оборудования и безопасности работы обслуживающего персонала выдвигает требование обязательного останова и удержания кинематических узлов станка в случае аварийного отключения напряжения питающей сети, что может быть обеспечено только механическим торможением. Поэтому для создания позиционного привода с высокими технико-экономическими показателями наиболее перспективным является применение нормально замкнутых электромеханических тормозных устройств (ЭМТУ), встроенных непосредственно в электродвигатель [1]. Конструктивно ЭМТУ содержат фрикционный тормозной узел и растормаживающий электромагнит, предназначенный для размыкания этого узла и удержания его в разомкнутом положении. Поскольку условия эксплуатации ставят ЭМТУ в режим практически непрерывающихся электромеханических переходных процессов, то задача улучшения их динамических показателей, обеспечивающих требуемую точность выполнения технологических операций, является весьма актуальной.

Одним из основных и наиболее перспективных путей улучшения параметров быстродействия ЭМТУ является применение специальных схем форсировки срабатывания их растормаживающих электромагнитов. Среди них широкое применение получили схемы с предвключенным конденсатором [1, 2]. Это объясняется тем, что такие схемы наиболее удобны и надежны в эксплуатации благодаря малому количеству элементов, особенно по сравнению с тиристорными регуляторами напряжения, а также весьма экономичны благодаря отсутствию потерь в этом конденсаторе. Поэтому большой практический интерес представляет математическое описание переходных и квазиустановившихся режимов работы ЭМТУ при их питании через такие схемы форсировки. При этом весьма актуальным является также создание схем управления (СУ) с предвключенными конденсаторами, которые обеспечивают форсировку не только нарастания тока при включении напряжения,

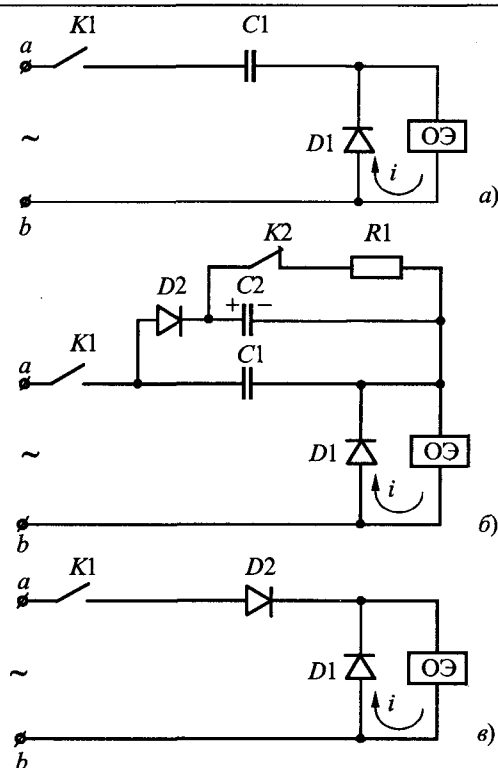


Рис.1. Схемы управления ЭМТУ:

а – с форсировкой растормаживания с рабочим предвключенным конденсатором; б – с форсировкой растормаживания с рабочим и пусковым предвключенными конденсаторами; в – без форсировки

но и затухания тока при его отключении и, таким образом, снижают соответственно как время растормаживания ЭМТУ, так и время его перевода в режим торможения.

Существуют различные исполнения СУ с предвключенным конденсатором, обеспечивающие форсировку растормаживания ЭМТУ. На рис.1 показаны наиболее распространенные из них [1]. В частности, схема, приведенная на рис.1,а, использована в тормозной модификации асинхронных электродвигателей серии АИ [2]. Здесь же для сравнения приведена схема управления без форсировки (рис.1,в). В этих схемах диод $D1$ выполняет две функции – шунтирует одну из полуволн питающего напряжения, за счет чего по обмотке растормаживающего электромагнита ОЭ протекает знакопостоянный ток, а также создает путь для замыкания тока самоиндукции i ОЭ в указанный полупериод (показан на рис.1 стрелкой), за счет чего тяговое усилие растормаживающего электромагнита не снижается до нуля. Таким образом, данные СУ обеспечивают однополупериодное выпрямление питающего напряжения. При необходимости можно получить СУ с двухполупериодным вып-

рямлением. Для этого необходимо заменить диод $D1$ выпрямительным мостом. Как показали проведенные экспериментальные исследования, способ выпрямления заметного влияния на быстродействие ЭМТУ не оказывает, поэтому более предпочтительными являются СУ с однополупериодным выпрямлением, которые содержат меньшее количество элементов. Далее рассмотрены именно такие СУ.

С физической точки зрения эффект форсировки объясняется тем, что происходит перераспределение переменного напряжения между предвключенным конденсатором и ОЭ. В начале переходного процесса напряжение, приложенное к ОЭ, оказывается значительно больше, чем установившееся напряжение питания. Благодаря этому процесс нарастания тока в цепи ОЭ происходит при повышенном напряжении, значение которого тем больше, чем больше емкость предвключенного конденсатора. Это и приводит к ускоренному нарастанию тока, обеспечивающего форсировку срабатывания растормаживающего электромагнита.

Однако при увеличении емкости предвключенного конденсатора происходит увеличение его габаритов. Для ликвидации этого недостатка в схеме на рис.1,б наряду с рабочим конденсатором $C1$ применен дополнительный пусковой конденсатор $C2$. При подключении электродвигателя в сеть одновременно замыкается контакт $K1$ и размыкается контакт $K2$ (обычно это контакты пускателя двигателя). В начальный период форсировка тока в ОЭ обеспечивается обоими конденсаторами $C1$ и $C2$. После того, как пусковой конденсатор $C2$ зарядится до амплитудного значения напряжения питания U_m , диод $D2$ запирается и напряжение на обмотке, ток в ней и потребляемая тормозом мощность ограничиваются сопротивлением рабочего конденсатора $C1$. Таким образом, при пуске электродвигателя обеспечивается форсированное размыкание тормоза за счет подачи на ОЭ повышенного напряжения, которое после срабатывания растормаживающего электромагнита понижается до значения, достаточного для удержания ЭМТУ в расторможенном положении. Так как напряжение на конденсаторе $C2$ не меняет свою полярность, то он может быть выполнен электролитическим, что позволяет снизить габаритные размеры СУ. После отключения питания контакт $K2$ замыкается и конденсатор $C2$ разряжается на резистор $R1$, подготавливая схему к повторному пуску.

Однако указанные СУ обеспечивают недопу-

стимо большое время отпущения якоря растормаживающего электромагнита при отключении питания, что приводит к увеличению времени торможения вала электродвигателя. Это объясняется тем, что по обмотке электромагнита и после отключения питания по цепи диод $D1$ – ОЭ продолжает протекать ток самоиндукции i , поддерживаемый за счет запаса энергии в магнитном поле.

Для ликвидации этого недостатка была разработана СУ, принципиальная схема которой приведена на рис.2,а. При подключении электродвигателя в сеть при помощи пускателя замыкающие контакты $K1$ и $K3$ замыкаются, а размыкающие контакты $K2$ и $K4$ размыкаются. Тем самым данная СУ преобразуется в схему, приведенную на рис.1,б. Следовательно, при пуске двигателя блок форсировки БФ обеспечивает форсированное растормаживание его вала.

После отключения электродвигателя при помощи пускателя замыкающие контакты $K1$ и $K3$ размыкаются, а размыкающие контакты $K2$ и $K4$ замыкаются, за счет чего схема приобретает вид, показанный на рис.2,б. При этом по контуру, образованному ОЭ, резистором $R1$ и диодом $D1$, протекает спадающий по экспоненциальному закону ток самоиндукции i (направление этого тока показано на рис.2,а), а параллельно ОЭ

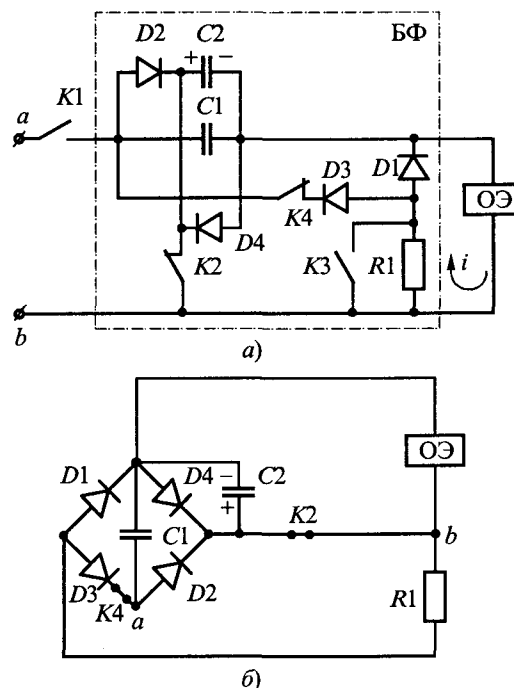


Рис.2. Схема управления с форсировкой растормаживания ЭМТУ и форсировкой перевода его в режим торможения:

а – принципиальная электрическая схема; б – эквивалентная электрическая схема после отключения питания в режиме торможения

оказываются подключенными заряженные рабочий $C1$ и пусковой $C2$ конденсаторы. Полярность напряжения пускового конденсатора $C2$ за счет наличия диода $D2$ строго определенная (показана на рис.2,б). При его разряде по контуру « $C2-R1-D1$ » протекает ток, за счет чего к $OЭ$ прикладывается напряжение, равное падению напряжения на резисторе $R1$ и встречно направленное току самоиндукции обмотки i . Полярность напряжения заряда рабочего конденсатора $C1$ после отключения питания неопределенная и зависит от того, в какой полупериод питающего напряжения произошло замыкание контактов $K2$ и $K4$. Однако, так как все четыре диода $D1, D2, D3, D4$ образуют мостовой выпрямитель, вход которого подключен к рабочему конденсатору $C1$, а выход – к резистору $R1$, то независимо от полярности заряда рабочего конденсатора $C1$ при его разряде через резистор $R1$ к обмотке электромагнита будет также прикладываться напряжение, равное падению напряжения на резисторе $R1$ и направленное встречно току самоиндукции обмотки электромагнита.

Для обеспечения быстрого спада тока i необходимо иметь большое активное сопротивление резистора $R1$. Но в режиме срабатывания растормаживающего электромагнита и в расторможенном положении ЭМТУ это приводит к уменьшению тока самоиндукции i через $OЭ$ – за счет увеличения суммарного сопротивления пути замыкания тока i и за счет встречно направленного тока, создаваемого падением напряжения на резисторе $R1$ от тех полупериодов питающего напряжения, когда диод $D1$ открыт. Это снижает быстродействие растормаживания ЭМТУ и ухудшает условия работы в расторможенном положении. Для решения указанных проблем резистор $R1$ в этих режимах работы шунтируется замыкающим контактом $K3$.

Таким образом, в режиме растормаживания разработанная СУ обеспечивает большую скорость нарастания тока в $OЭ$, что снижает время растормаживания ЭМТУ; в режиме удержания ЭМТУ в разомкнутом положении, т.е. в квазистационарном режиме работы [3], обеспечивает требуемое значение тока i без глубоких провалов, что повышает надежность работы и исключает дребезг якоря; после отключения питания обеспечивает быстрое затухание тока i , что уменьшает время перевода ЭМТУ в режим торможения.

Получим математическую модель, описывающую переходные процессы, протекающие в

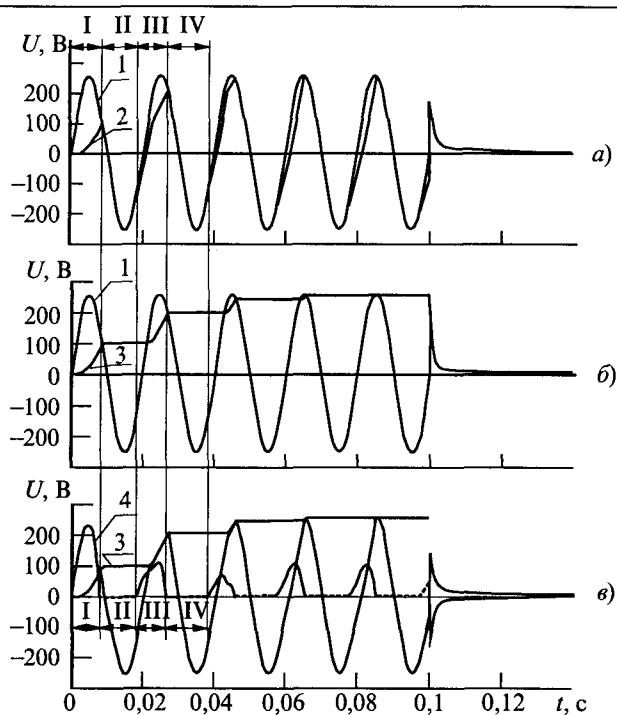


Рис.3. Кривые изменения напряжения в схеме с форсировкой срабатывания и отключения ЭМТУ:

1 – напряжение сети u ; 2 – напряжение на рабочем конденсаторе u_{C1} ; 3 – напряжение на пусковом конденсаторе u_{C2} ; 4 – напряжение на $OЭ$ $u_{OЭ}$

электрической части ЭМТУ при использовании разработанной СУ по рис.2. Как будет показано ниже, такой вариант СУ позволит получить наиболее общее решение, а расчеты при СУ других типов с предвключенными конденсаторами будут являться частными случаями этой модели. Для наглядности объяснения физических процессов, протекающих в этой СУ, на рис.3 показаны кривые изменения напряжения на основных элементах схемы, полученные по разработанной ниже методике.

Режим подключения схемы к источнику питания

Эквивалентная электрическая схема после срабатывания контактов $K1, K2, K3$ и $K4$ в этом случае будет полностью соответствовать рис.1,б. Примем для определенности, что при включении потенциал зажима a положителен относительно зажима b (рис.2,а). Тогда уравнения, описывающие переходной процесс, протекающий в данной схеме, можно представить в виде:

$$u = Ri + L \frac{di}{dt} + \frac{1}{C} \int i dt + u_C(0-), \quad (1)$$

где $C = C_1 + C_2$ – суммарная емкость параллельно включенных конденсаторов; $R = R_{об} + R_{вн}$ – суммарное сопротивление цепи заряда конденсаторов; $R_{об}$ – активное сопротивление обмот-

ки; $R_{\text{вн}}$ – активное сопротивление внешней цепи по отношению к обмотке; L – индуктивное сопротивление обмотки электромагнита.

Рассмотрим случай, когда входное напряжение изменяется синусоидально

$$u = U_m \sin(\omega t + \psi_1), \quad (2)$$

где ψ_1 – начальная фаза.

При подключении данной схемы к источнику питания в зависимости от соотношения ее параметров R , L , C ток может изменяться или по апериодическому, или по периодическому закону. Как показывает анализ, быстрое действие заметно увеличивается только во втором случае, когда в контуре RLC возникают высокочастотные колебания. Это будет иметь место при такой суммарной емкости конденсаторов $C1$ и $C2$, при которой будет выполняться условие:

$$R < 2\sqrt{L/C}. \quad (3)$$

В этом случае характеристическое уравнение дифференциального уравнения (1) будет иметь сопряженные комплексные корни [4, 5]. Таким образом, при выборе емкости C предвключенных конденсаторов при фиксированных значениях R и L необходимо обеспечить неравенство (3). Соответственно, именно для этого случая и рассмотрим решение уравнения (1). Оно будет иметь два слагаемых – вынужденную $i_{\text{в}}$ и свободную $i_{\text{св}}$ составляющие:

$$i = i_{\text{в}} + i_{\text{св}} = \frac{U_m}{Z_1} \sin(\omega t + \psi_1 + \varphi_1) + \frac{i_{\text{св}}(0+)}{\sin \nu} e^{-\delta t} \sin(\omega_0 t + \nu), \quad (4)$$

$$\text{где } Z_1 = \sqrt{R^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2};$$

$$\varphi_1 = \arctg \frac{1}{R} \left(\frac{1}{\omega C} - \omega L \right); \quad \delta = \frac{R}{2L};$$

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{CL} - \frac{R^2}{4L^2}}; \quad \nu = \arctg \frac{i'_{\text{св}}(0+) + \delta i_{\text{св}}(0+)}{\omega_0 i_{\text{св}}(0+)};$$

$$i_{\text{св}}(0+) = i(0-) - \frac{U_m}{Z_1} \sin(\psi_1 + \varphi_1); \quad i'_{\text{св}}(0+) = \frac{1}{L} \times \left[-U_C(0-) + \frac{U_m}{Z_1} \frac{1}{\omega C} \sin\left(\psi_1 + \varphi_1 - \frac{\pi}{2}\right) - R i_{\text{св}}(0+) \right].$$

Здесь $i_{\text{св}}(0+)$ – свободная составляющая тока i непосредственно после коммутации; $i(0-)$ – значение тока i непосредственно перед коммутацией; $u_C(0-)$ – значение напряжения на конденсаторах непосредственно перед коммутацией; ω_0 ,

ν – угловая частота и начальная фаза свободной составляющей тока.

В момент включения $i(0-) = 0$ и $u_C(0-) = 0$.

Уравнение (1) описывает переходные процессы на интервале времени от момента подключения источника питания до тех пор, пока напряжение сети u больше напряжения на конденсаторах $C1$ и $C2$. Назовем этот промежуток времени первым временным интервалом I (рис.3).

Напряжение на конденсаторах определим по формуле

$$u_C = u_C(0-) + \frac{1}{C} \sum_{k=0}^n i_k \Delta t, \quad (5)$$

где n – количество расчетных шагов по времени; i_k – значение тока (4) на k -м шаге; Δt – шаг по времени.

В момент времени, когда напряжение на конденсаторах u_C достигает напряжения сети u , начинается разрядка конденсатора $C1$, причем поскольку активное сопротивление цепи его разряда очень мало, то кривая $u_{C1}(t)$ практически полностью повторяет кривую питающего напряжения $u(t)$. Промежуток времени, в течение которого происходит разрядка, назовем вторым временным интервалом II. При этом конденсатор $C2$ не разряжается, так как этому препятствует наличие последовательно включенного диода $D2$ (рис.3,б).

Возникает новый переходной процесс и схема разделяется на две обособленные цепи, для каждой из которых может быть написано отдельное уравнение:

$$u = u_{C1} R_{\text{вн}} + \frac{1}{C} \int i_{C1} dt + u_{C2}(0-); \quad (6)$$

$$0 = i R_{\text{об}} + L \frac{di}{dt}. \quad (7)$$

Решая уравнение (6) относительно u_{C1} , получаем:

$$u_{C1} = -\frac{U_m}{Z_2 \omega C} \cos(\omega t + \psi_1 - \varphi_2) + \left[u_{C2}(0-) + \frac{U_m}{Z_2 \omega C} \cos(\psi_1 - \varphi_2) \right] e^{\frac{-t}{R_{\text{вн}} C}}, \quad (8)$$

где

$$Z_2 = \sqrt{R_{\text{вн}}^2 + \left(\frac{1}{\omega C}\right)^2}; \quad \varphi_2 = \arctg \left(-\frac{1}{R_{\text{вн}} \omega C} \right);$$

$$C = C_1.$$

Ток i ОЭ поддерживается за счет энергии в магнитном поле. Решение уравнения (7) имеет вид:

$$i = i(0-)e^{-\frac{R_0 \delta_p}{L}t} \quad (9)$$

В выражениях (6)–(9) через $i(0-)$ и $u_{C2}(0-)$ обозначены соответственно ток обмотки и напряжение на конденсаторах $C1$ и $C2$ в конце первого временного интервала.

Данный режим будет продолжаться в течение разрядки и последующей зарядки конденсатора $C1$ до того момента времени, пока $|u_{C1}| \geq |u|$. После этого ток i_{C1} поменяет направление и диод $D2$ закроется начнется следующий временной интервал III. В начале этого интервала конденсатор $C1$, заряженный до напряжения $u_{C1}(0-)$, подключается к конденсатору $C2$, заряженному до другого напряжения $u_{C2}(0-)$. При этом переходной процесс протекает при так называемых некорректных начальных условиях. Для двух параллельно включаемых конденсаторов, имевших различные напряжения в момент включения, условие коммутации может быть сформулировано как инвариантность их общего заряда [6]:

$$u_{C1}(0-)C_1 + u_{C2}(0-)C_2 = u_C(0+)(C_1 + C_2), \quad (10)$$

откуда

$$u_C(0+) = \frac{u_{C1}(0-)C_1 + u_{C2}(0-)C_2}{C_1 + C_2}, \quad (11)$$

где $u_{C1}(0-)$ – напряжение на конденсаторе $C1$ в конце второго временного интервала.

В первый момент времени на этом временном интервале III ток i в ОЭ будет иметь значение, которое он имел в конце второго интервала.

Переходной процесс на интервале III снова описывается уравнением (1), но при новых начальных условиях: $u_C(0-) = u_C(0+)$ по (11).

Таким образом, работа схемы характеризуется последовательным чередованием двух основных временных интервалов, описывающихся на нечетных интервалах уравнениями (1) и (5), а на четных – уравнениями (6) и (7). Граничным условием является $|u_C| \geq |u|$ (рис.3).

Следует подчеркнуть, что на каждом из указанных интервалов отсчет времени начинается с нуля.

Разработанная математическая модель и алгоритм расчета переходного процесса при подключении схемы к источнику питания позволяет получить кривую нарастания тока в обмотке электромагнита $i = f(t)$, показанную на рис.4. Очевидно, что электромагнит сработает в тот момент времени, когда текущее значение электромагнитного тягового усилия $F_{эм}$ станет равным суммарному усилию пружин $F_{пр}$, действу-

ющему на якорь

$$F_{эм} = F_{пр}. \quad (12)$$

Значение $F_{эм}$ определяется током i , протекающим по обмотке,

$$F_{эм} = (Iw)^2 \frac{\mu_0 S_{п}}{4\delta_p^2}, \quad (13)$$

где w – число витков обмотки; $S_{п}$ – площадь полюса магнитопровода; δ_p – рабочий зазор между якорем и магнитопроводом.

Ток в момент выполнения равенства (12) называют током срабатывания $I_{ср}$. Из (12) и (13)

$$I_{ср} = \frac{2\delta_p}{w} \sqrt{\frac{F_{пр}}{\mu_0 S_{п}}}. \quad (14)$$

Таким образом, по рассчитанной кривой $i = f(t)$ можно определить момент времени, при котором $i = I_{ср}$. Это время является временем трогания электромагнита и, соответственно, временем растормаживания ЭМТУ.

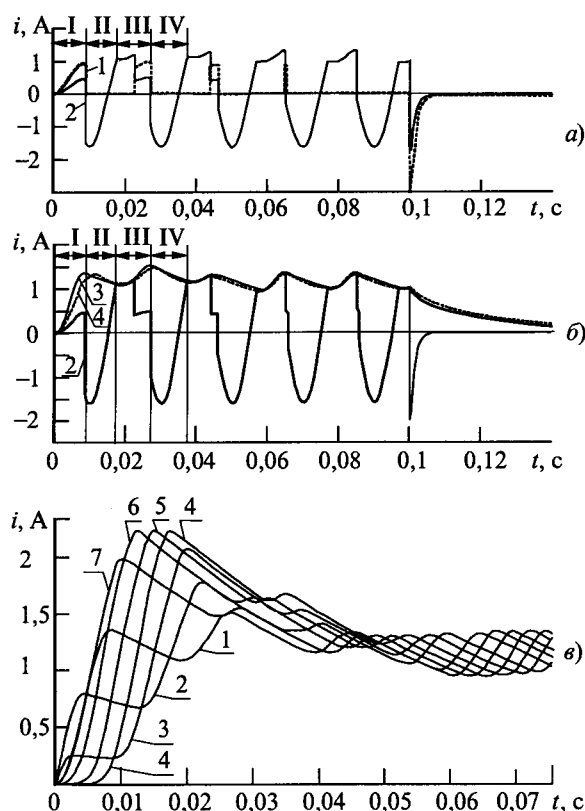


Рис.4. Кривые изменения тока в схеме с форсировкой срабатывания и отключения ЭМТУ (а, б) и влияния начальной фазы питающего напряжения на переходной процесс (в):

а – 1 – ток через пусковой конденсатор i_{C2} ; 2 – ток через рабочий конденсатор i_{C1} ; б – 3 – расчетная кривая тока i в ОЭ; 4 – экспериментальная кривая тока в ОЭ; в – 1 – $\Psi_1 = 0^\circ$; 2 – $\Psi_1 = 90^\circ$; 3 – $\Psi_1 = 135^\circ$; 4 – $\Psi_1 = 180^\circ$; 5 – $\Psi_1 = 225^\circ$; 6 – $\Psi_1 = 270^\circ$; 7 – $\Psi_1 = 315^\circ$

Если в момент включения потенциал зажима *a* отрицателен относительно зажима *b* (рис.2,а), т.е. подключение произошло в другой полупериод питающего напряжения, то диод *D1* шунтирует обмотку и по ней в течение определенного промежутка времени ток протекать не будет. При этом напряжение на конденсаторе *C1* будет изменяться в соответствии с выражением (8) при $u_{C2}(0-) = 0$, а напряжение на конденсаторе *C2* будет равно нулю. Длительность интервала задержки определяется по условию $|u_C| \geq |u|$. Далее расчет проводится по приведенному алгоритму.

Были проведены теоретические и экспериментальные исследования влияния начальной фазы питающего напряжения на переходные процессы в предложенной схеме. Результаты исследований приведены на рис.4,в. Получено, что сколько-нибудь существенного влияния на эффект форсировки срабатывания электромагнита значение фазы питающего напряжения в момент включения не оказывает.

Квазиустановившийся режим работы при разомкнутом ЭМТУ

После срабатывания ЭМТУ наступает квазиустановившийся режим работы. В этом режиме ток *i* ОЭ изменяется с постоянной амплитудой относительно среднего установившегося значения. Пусковой конденсатор *C2* заряжен до амплитудного напряжения питающей сети. Так как его разрядке препятствует диод *D2*, то ток через пусковой конденсатор равен нулю (рис.4,а). Таким образом, электрическая схема приобретает вид, показанный на рис.1,а. Работа данной схемы описывается уравнениями (1)–(9), с учетом того, что $C_2 = 0$ и $u_{C2}(0-) = 0$. Результаты расчета законов изменения напряжений и токов в этом режиме приведены на рис.3, 4 (в диапазоне 0,08–0,1 с).

Режим отключения схемы от источника питания

В этом режиме эквивалентная электрическая схема СУ будет иметь вид рис.2,б.

Переходные процессы, происходящие в схеме, описываются системой уравнений

$$i_C + i - i_1 = 0; \quad i_1 R_1 + u_C = 0; \quad i_1 R_1 + iR + L \frac{di}{dt} = 0, \quad (15)$$

где i_C – суммарный ток конденсаторов *C1* и *C2*, протекающий через замкнутый ключ *K2*; i_1 – ток через сопротивление R_1 ; i – ток обмотки электромагнита; u_C – суммарное напряжение на конденсаторах.

Характеристическое уравнение данной схемы имеет вид:

$$p^2 + \frac{L + CR_1 R}{CLR_1} p + \frac{R_1 + R}{CLR_1} = 0.$$

Корни уравнения

$$p_{1,2} = -\left(\frac{1}{2CR_1} + \frac{R}{2L}\right) \pm \sqrt{\left(\frac{1}{CR_1} + \frac{R}{L}\right)^2 - \frac{R_1 + R}{CLR_1}}. \quad (16)$$

Рассмотрим три возможных варианта:

1. Корни комплексные, сопряженные. Это возможно в случае, когда

$$\frac{\left(\frac{1}{CR_1} + \frac{R}{L}\right)^2}{4} < \frac{R_1 + R}{CLR_1}. \quad (17)$$

Решение исходных уравнений (15) в этом случае будет иметь следующий вид:

$$i = A e^{-\delta t} \sin(\omega_0 t + v), \quad (18)$$

где

$$\delta = \frac{1}{2CR_1} + \frac{R}{2L}; \quad \omega_0 = \sqrt{\frac{R_1 + R}{CLR_1} - \frac{\left(\frac{1}{CR_1} + \frac{R}{L}\right)^2}{4}};$$

$$A = \frac{i_{CB}(0+)}{\sin v}; \quad v = \arccos \frac{i'_{CB}(0+) + \delta i_{CB}(0+)}{\omega_0 i_{CB}(0+)}.$$

2. Корни действительные, разные, что соответствует условию

$$\frac{\left(\frac{1}{CR_1} + \frac{R}{L}\right)^2}{4} > \frac{R_1 + R}{CLR_1}. \quad (19)$$

Для этого случая решение получим в следующем виде:

$$i = A_1 e^{p_1 t} + A_2 e^{p_2 t}, \quad (20)$$

где

$$A_1 = \frac{i'_{CB}(0+) - p_2 i_{CB}(0+)}{p_1 - p_2}; \quad A_2 = i_{CB}(0+) - A_1.$$

3. Корни действительные, равные, что соответствует случаю

$$\frac{\left(\frac{1}{CR_1} + \frac{R}{L}\right)^2}{4} = \frac{R_1 + R}{CLR_1}. \quad (21)$$

Тогда решение системы (15) имеет вид

$$i = (A_1 + A_2 t) e^{p_1 t}, \quad (22)$$

где $A_1 = i_{CB}(0+)$; $A_2 = i'_{CB}(0+) - p_1 i_{CB}(0+)$.

Для всех этих случаев

$$i_{св}(0+) = i_{св}(0-); \quad i'_{св}(0+) = \frac{-u_C(0+) - i_{св}(0+)R}{L}. \quad (23)$$

Здесь $i(0-)$ – значения тока на ОЭ в момент времени непосредственно перед отключением. Так как неизвестно, в какой из временных интервалов произойдет отключение, то напряжение на конденсаторе в момент отключения $u_C(0+)$ определяется по формуле (11); $C = C_1 + C_2$.

Для ускорения отпущения якоря электромагнита желательно обеспечить периодический закон изменения тока i в цепи обмотки, что соответствует условию (17). Высокочастотные колебания тока в этом случае приведут к быстрому уменьшению электромагнитной силы, удерживающей якорь электромагнита, что значительно повысит быстродействие отключения. Однако выбор емкостей конденсаторов $C1$ и $C2$ обусловлен соблюдением условия (3). Таким образом, оптимальный закон изменения тока достигается путем подбора сопротивления резистора $R1$.

Кривые изменения напряжения и тока в обмотке электромагнита (i , $u_{об}$), на рабочем (i_{C1} , u_{C1}) и пусковом (i_{C2} , u_{C2}) конденсаторах, полученные в результате расчета по приведенному алгоритму, показаны на рис.3–5. Время трогания якоря при отключении напряжения питания можно определить по кривой тока $i = f(t)$ аналогично описанному выше.

Для наглядности эффективности разработан-

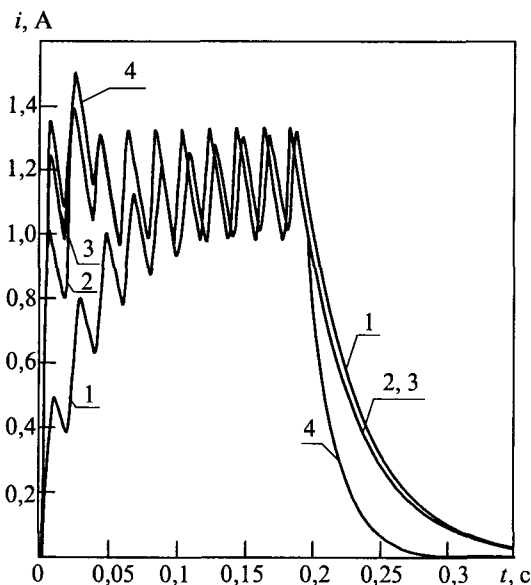


Рис.5. Кривые тока в обмотке растормаживающего электромагнита (при $\Psi_1 = 0$):

1 – схема без форсировки; 2 – схема с форсировкой с рабочим конденсатором ($C = 20$ мФ); 3 – схема с рабочим и пусковым конденсаторами без форсировки отключения ($C_1 = C_2 = 20$ мФ); 4 – схема с рабочим и пусковым конденсаторами с форсировкой отключения ($C_1 = 20$ мФ, $C_2 = 40$ мФ)

ной схемы форсировки проведены исследования переходных процессов, протекающих в ЭМТУ при использовании различных СУ. Результаты приведены на рис.5. Следует отметить, что при расчете различных СУ амплитудное значение напряжения U_m выбиралось таким образом, чтобы в квазиустановившемся режиме работы потребляемая тормозным устройством мощность оставалась неизменной. Для обеспечения этого условия необходимо, чтобы для всех СУ среднее значение тока ОЭ в этом режиме было постоянным. Очевидно, что если на практике имеем источник питания с фиксированным значением U_m , а использование трансформатора нежелательно, то для каждой СУ необходимо просто пересчитать обмотку растормаживающего электромагнита при неизменных выходных параметрах ЭМТУ. Из рис.5 видно, что при использовании схем с предвключенными конденсаторами обеспечивается форсировка нарастания тока в обмотке растормаживающего электромагнита, причем при увеличении емкости этих конденсаторов эффективность форсировки возрастает. Также видно, что схема, изображенная на рис.2, обеспечивает принудительное уменьшение тока в ОЭ (кривая 4), что приводит к ускоренному переводу ЭМТУ в режим торможения.

Результаты экспериментальных исследований переходных и квазиустановившихся режимов работы ЭМТУ показали приемлемую сходимость опытных и расчетных результатов. Так, на рис.4,б в качестве примера показана опытная кривая изменения тока в обмотке ЭМТУ, предназначенного для электродвигателя 4АМ80В4. Указанное ЭМТУ имеет следующие параметры: тормозной момент $M_m = 13$ Н·м; $R = 20,3$ Ом; $L = 0,87$ Гн; $i_{уст. ср} = 1,2$ А. Подчеркнем, что все расчеты были выполнены именно для данного ЭМТУ. Видно, что максимальное расхождение опытных и расчетных значений не превышает 8–10%, что подтверждает корректность и точность разработанного алгоритма расчета.

Следует отметить, что разработанный универсальный алгоритм расчета может быть использован не только для различных схем с предвключенными конденсаторами, обеспечивающих форсировку как растормаживания ЭМТУ, так и перевода его в режим торможения, но и для других электромеханических тормозных устройств, питающихся через выпрямители, например, различных электромагнитов, электромагнитных муфт, электромагнитных пневмо- и гидроклапанов и т.п.

Высокие параметры быстродействия, обеспечиваемые при использовании разработанной СУ

как в режиме растормаживания, так и в режиме торможения ЭМТУ, позволяют рекомендовать эту СУ для использования в практике быстродействующих электромагнитных механизмов.

Список литературы

1. Бочкарев И.В. Быстродействующие электромеханические тормозные устройства для электродвигателей. М.: Энергоатомиздат, 2001.
2. Радин В.И., Лондин Й., Розенкоп В.Д. и др. Унифицированная серия асинхронных двигателей Интерэлектро. М.: Энергоатомиздат, 1990.
3. Бочкарев И.В. Математическое описание квазиустановившегося режима работы электромеханических тормозных устройств // Электротехника. 2001. № 3. С. 33–36.
4. Бессонов Л.А. Теоретические основы электротехники. Электрические цепи. М: Гардарики, 1999.
5. Зевеке Г.В., Ионкин П.А., Нетушил А.В., Страхов С.В. Основы теории цепей. М.: Энергоатомиздат, 1989.

6. Поливанов К.М. Теоретические основы электротехники. Ч. 3. М.-Л.: Энергия, 1965.

Бочкарев Игорь Викторович – заведующий кафедрой “Электромеханика” Кыргызского технического университета. В 1973 г. окончил энергетический факультет Фрунзенского политехнического института. В 1982 г. защитил в МЭИ кандидатскую диссертацию по теме “Асинхронные малоинерционные электродвигатели с двумя концентрично расположенными роторами”.

Гунина Милана Геннадьевна – старший преподаватель кафедры “Электромеханика” Кыргызского технического университета. В 1993 г. окончила энергетический факультет Кыргызского технического университета.

Свечкаренко Дмитрий Викторович – оператор локальной сети ресурсного центра Кыргызского технического университета. В 2002 г. окончил энергетический факультет Кыргызского технического университета.

Программный комплекс для исследования эксплуатационных режимов электроприводов буровых установок

**ЗЮЗЕВ А.М., ЛИПАНОВ В.М., МЕТЕЛЬКОВ В.П., ПОЛЯКОВ В.Н.,
ПОПОВ А.С., ШУТЬКО В.Ф.**

Представлен программный комплекс для моделирования электрических и механических процессов в электроприводах буровых установок, выполненных на базе двигателей постоянного тока с тиристорным управлением. Комплекс обеспечивает графическую визуализацию рассчитываемых процессов с анимационным сопровождением, осуществляет накопление информации с возможностью ее постпроцессорной обработки, а также выполняет некоторые функции менеджера проектов, позволяет проводить разнообразные исследования эксплуатационных режимов электроприводов, обеспечивая высокую эффективность инженерного поиска технических решений на этапе проектирования электрооборудования буровых станков.

Сложный характер динамических процессов в механизмах буровой установки, взаимодействие агрегатов, взаимовлияние электроприводов по электрической сети и связанные с этим явления в системе электропривода, которыми сопровождается их работа, ставят перед проектировщиками сложные задачи рационального выбора структуры и элементов электропривода. Обеспечение эффективности и надежности функционирования буровых установок, в свою очередь, требует совершенствования их характеристик и показателей, а также методов и средств управления, регулирования, диагностики и защиты. Решение этих задач связано с проведением большого объема теоретических и экспериментальных исследований. Очевидно, только современный подход к проектированию, осно-

ванный на использовании в проектной практике математических моделей электроприводов указанных механизмов, учитывающих перечисленные особенности их работы, позволяет оптимизировать решения на этапе проектных исследований.

По заказу ОАО «Уралмаш» и фирмы «ОМЗ – Электропривод и автоматизация» в УГТУ-УПИ разработан программный комплекс «Эльба», моделирующий электропривод агрегатов буровых установок, выполненных на базе двигателей постоянного тока с тиристорным управлением. При создании комплекса использован компонентный подход, при котором все элементы электромеханической системы предварительно оформлены как специализированные компоненты Delphi [1]. В результате разработаны ма-

тематические модели типовых элементов автоматизированного электропривода и подготовлена библиотека соответствующих компонент. В основу структурирования библиотеки положен конструктивный признак, когда каждому элементу системы ставится в соответствие свой компонент.

Рассматриваемый программный комплекс предназначен для проведения проектных исследований электроприводов буровых установок, выполненных на базе двигателей постоянного тока с тиристорным управлением. Он рассчитан на специалистов проектных организаций, занимающихся разработкой автоматизированных электроприводов, и студентов высших учебных заведений. Может также использоваться в качестве стенда-тренажера для обучения производственного персонала. Комплекс позволяет проводить исследование динамики привода механизмов буровой установки, а также расчет данных для выбора силового электрооборудования, выяснять условия электромагнитной совместимости преобразовательных устройств с источником питания, анализировать режимы совместной работы группы приводов и осуществлять поиск оптимальных настроек контурных и технологических регуляторов автоматизированного электропривода. При соответствующем параметрировании комплекс может быть настроен на анализ процессов в электроприводах постоянного тока механизмов общепромышленного назначения.

Современная буровая установка представляет собой сложную многосвязную систему, состоящую из большого числа разнородных элементов. Задача получения достаточно полной математической модели буровой установки может быть решена на основе принципа диакоптики, суть которого заключается в выделении функционально независимых подсистем: электрической, механической и информационно-управляющей. Каждая из этих подсистем осуществляет преобразование вектора входных переменных в вектор выходных переменных. Взаимодействие между подсистемами происходит в форме обмена соответствующими переменными по силовым и информационным каналам.

В электрическую часть комплекса входят электродвигатели постоянного тока, управляемые тиристорные преобразователи, фильтрокомпенсирующие устройства, элементы системы управления, питающая электрическая сеть и электромашинный источник питания, выполненный на базе дизель-генераторной установки.

В механической части комплекса реализованы модели механизмов буровой лебедки для спуска и подъема колонны буровых труб (КБТ), буровой ротор для вращения КБТ, буровые насосы для обеспечения циркуляции промывочной жидкости.

Электрическая подсистема программного комплекса

На рис.1 представлена функциональная схема основного электрооборудования буровой установки, образующего электрическую подсистему. Вектор входных переменных электрической подсистемы образует логические сигналы управления преобразователями и угловые частоты вращения электрических машин. Выходной вектор переменных содержит напряжения, токи и электромагнитные моменты электрических машин. Текущее состояние электрической подсистемы характеризуется вектором состояния, определяемым выбранным типом модели.

Наиболее полную информацию о процессах в схеме (рис.1) можно получить с помощью модели, составленной для мгновенных значений вектора переменных состояния. В основу разработки такой модели положен модульный принцип, согласно которому вся схема представляется в виде отдельных модулей, выделенных по функциональному признаку: источники питания, трансформаторы, реакторы, тиристорные преобразователи, двигатели постоянного тока и др. Уравнения каждого модуля формируются отдельно от топологии схемы, а связь между модулями описывается топологическими уравнениями. Полученная таким образом полная система уравнений электрической подсистемы обладает большой гибкостью в отношении варьирования структуры и состава модулей. В то же время она позволяет рассматривать расчетную схему как целостную систему и исследовать процессы в ней с учетом взаимного влияния функциональных модулей друг на друга.

Согласно принятому подходу модели источников питания представляются моделью сети в виде источника ЭДС с внутренним активно-индуктивным сопротивлением:

$$U_c = R_c I_c + X I'_c - E_c, \quad (1)$$

где U_c , E_c , I_c – векторы фазных напряжений, ЭДС и токов сети; R_c , X_c – матрицы активных и индуктивных сопротивлений сети; и моделью синхронного генератора в собственных координатных осях:

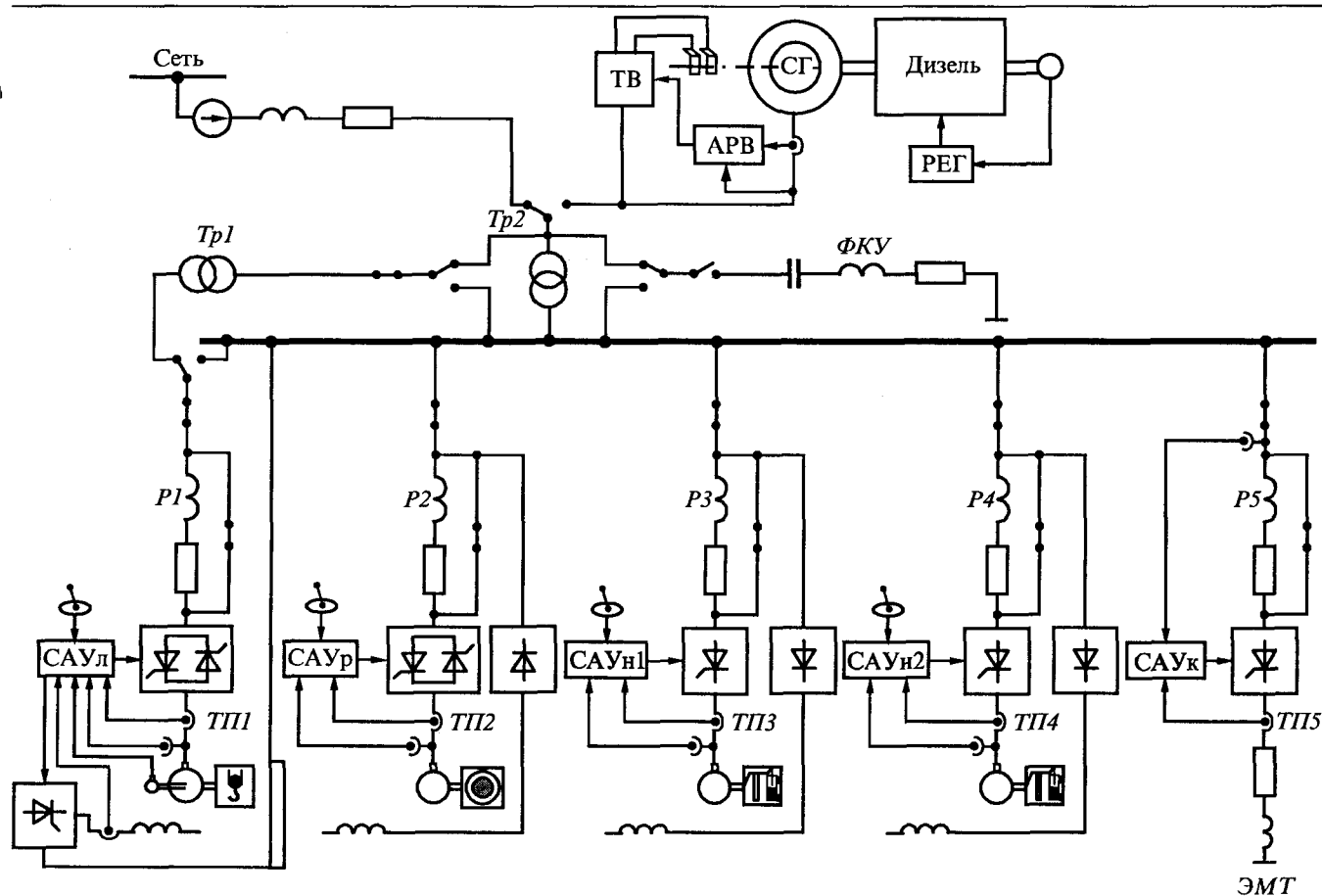


Рис.1. Функциональная схема электрооборудования буровой установки:

Тр1, 2 – трансформаторы; P1, 2, 3, 4, 5 – реакторы; ТП1,2,3,4,5 – тиристорные преобразователи; ФКУ – фильтро-компенсирующее устройство; ЭМТ – электромагнитный тормоз

$$\left. \begin{aligned} U_{s\phi} &= R_{s\phi} I_{s\phi} + \psi'_{s\phi}; \\ U_r &= R_r I_r + \psi'_r; \\ \psi_{s\phi} &= C^{-1}(\gamma) X_{ss} C(\gamma) I_s + C^{-1}(\gamma) X_{sr} I_r; \\ \psi_r &= X_{rs} C(\gamma) I_{s\phi} + X_{rr} I_r; \\ \gamma' &= \omega_r, \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

где $U_{s\phi}$, $I_{s\phi}$, $\psi_{s\phi}$ – векторы фазных напряжений, токов и полных потокосцеплений обмотки статора; U_r , I_r , ψ_r – векторы напряжений, токов и полных потокосцеплений роторных контуров; $R_{s\phi}$, R_r – матрицы активных сопротивлений генератора; X_{ss} , X_{sr} , X_{rs} , X_{rr} – матрицы индуктивных сопротивлений генератора; $C(\gamma)$, $C^{-1}(\gamma)$ – прямая и обратная матрицы преобразования координат; ω_r – угловая частота вращения ротора; γ – угол поворота ротора относительно статора; штрихи используются для обозначения производных.

В блок источников питания входят также модели согласующих трансформаторов в виде схемы замещения, описываемой векторным уравнением:

$$U_{ti} = R_{ti} I_{ti} + X_{ti} I'_{ti}, \quad (3)$$

где U_{ti} , I_{ti} – векторы фазных напряжений и токов i -го трансформатора; R_{ti} , X_{ti} – матрицы активных и индуктивных сопротивлений i -го трансформатора, и модель фильтрокомпенсирующего устройства в виде электрической цепи, состоящей из последовательно соединенных активного, индуктивного и емкостного сопротивлений, описываемой уравнениями:

$$\left. \begin{aligned} U_{\phi} &= R_{\phi} I_{\phi} + X_{1\phi} I'_{\phi} + U_{C\phi}; \\ I_{\phi} &= U'_{C\phi} / X_{C\phi}, \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

где U_{ϕ} , I_{ϕ} – напряжение и ток фильтра; $U_{C\phi}$ – напряжение на емкости фильтра; R_{ϕ} , $X_{1\phi}$, $X_{C\phi}$ – параметры фильтра.

Узел электрической нагрузки буровой установки образуют электроприводы ротора, лебедки, насосов, а также компенсатор напряжения, работающий на дроссель или электромагнитный тормоз (ЭМТ). Каждый электропривод представлен блоком, содержащим реактор, тиристорный преобразователь и двигатель постоянного тока.

Модель реактора (на рис.1 обозначены $PI \dots P5$) представлена активно-индуктивным двухполюсником:

$$U_{pi} = R_{pi} I_{pi} + X_{pi} I'_{pi}, \quad (5)$$

где U_{pi} , I_{pi} – векторы фазных напряжений и токов i -го реактора; R_{pi} , X_{pi} – матрицы активных и индуктивных сопротивлений i -го реактора.

Моделирование тиристорного преобразователя осуществляется по методу постоянной структуры, в соответствии с которым вентили заменяются активно-индуктивными ветвями с дискретно изменяющимися параметрами:

$$U_{vi} = R_{vi} I_{vi} + X_{vi} I'_{vi}, \quad (6)$$

где U_{vi} , I_{vi} – векторы мгновенных напряжений и токов вентилей i -го преобразователя; R_{vi} , X_{vi} – матрицы активных и индуктивных сопротивлений вентилей i -го преобразователя.

Активные сопротивления вентилей определяются по прямой и обратной ветвям вольт-амперной характеристики тиристора, а индуктивные сопротивления вводятся в модель для повышения устойчивости численного интегрирования. При использовании A -устойчивых методов интегрирования достаточно ограничиться R -моделью тиристора.

Управление состоянием тиристорных осуществляется импульсами, формируемыми с помощью фазомодулятора в соответствии с сигналом управления, поступающим из модели информационно-управляющей подсистемы. Режим реверса осуществляется логическим устройством, переключающим полярность напряжения на двигателе.

Модель нагрузки компенсатора представлена активно-индуктивным двухполюсником:

$$U_{э.т} = R_{э.т} I_{э.т} + X_{э.т} I'_{э.т}, \quad (7)$$

где $U_{э.т}$, $I_{э.т}$ – напряжение и ток катушки дросселя (электромагнитного тормоза); $R_{э.т}$, $X_{э.т}$ – параметры катушки дросселя (электромагнитного тормоза).

В основу формирования модели двигателя постоянного тока положена модель компенсированного двигателя с учетом вихревых токов и насыщения по пути основного потока:

$$\left. \begin{aligned} U_{я} &= R_D I_{я} + X_D I'_{я} + \omega_{рд} \Psi_{ад}; \\ U_{в} &= R_{в} I_{в} + X_{св} I'_{в} + k_{пр} \Psi'_{ад}; \\ 0 &= R_r I_r + k_{пр} \Psi'_{ад}; \\ \Psi_{ад} &= f(I_{ад}); \\ I_{ад} &= I_{в} + I_r, \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

где $U_{я}$, $I_{я}$ – напряжение и ток якоря; $U_{в}$, $I_{в}$ – напряжение и ток обмотки возбуждения; $\Psi_{ад}$ – полное потокоцепление обмотки якоря с основным потоком; $I_{ад}$ – ток намагничивания; I_r – ток эквивалентного контура вихревых токов; R_D , X_D – активное и индуктивное сопротивления якорной цепи; $R_{в}$, R_r – активные сопротивления обмотки возбуждения и эквивалентного контура вихревых токов; $X_{св}$ – индуктивное сопротивление рассеяния обмотки возбуждения; $k_{пр}$ – коэффициент приведения обмотки якоря к обмотке возбуждения.

Полученная система дифференциальных уравнений силовой части электропривода буровой установки относится к классу жестких систем уравнений, так как описывает процессы, существенно отличающиеся постоянными времени. Для ее решения необходимо использовать высоко устойчивые методы численного интегрирования. К числу таких методов относится метод ФДН [2]. Выполнив алгебраизацию дифференциальных уравнений всех модулей с помощью разностной формулы метода ФДН и решив полученную систему уравнений относительно электрически связанных ветвей, получим:

$$I_{vi} = Y_{vi} U_{vi} - F_{vi}, \quad (9)$$

где U_{vi} , I_{vi} – векторы напряжений и токов электрически связанных ветвей; F_{vi} – вектор, определяемый известными значениями переменных на r предшествующих шагах интегрирования; r – порядок метода интегрирования.

С другой стороны, на векторы U_{vi} , I_{vi} накладываются дополнительные ограничения, определяемые законами Кирхгофа. Для произвольной структуры расчетной схемы эти ограничения записываются в форме топологических уравнений:

$$\left. \begin{aligned} T_c I_{vi} &= 0; \\ U_{vi} &= T_c^t U_z, \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

где T_c , T_c^t – прямая и транспонированная матрицы соединений электрически связанных ветвей расчетной схемы; U_z – вектор узловых напряжений.

Формирование векторов U_{vi} , I_{vi} , U_z и матрицы T_c выполняется автоматически в соответствии с состоянием ключей, показанных на рис.1.

Объединяя уравнения (9) и (10), получим уравнение узловых напряжений для расчетной схемы электропривода буровой установки произвольной структуры:

$$T_c Y_{vi} T_c^t U_z = T_c F_{vi}. \quad (11)$$

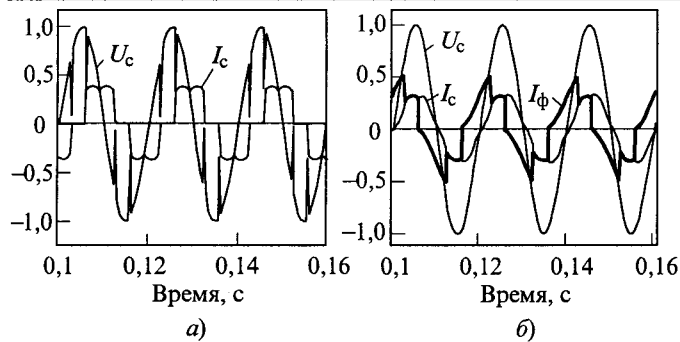


Рис.2. Влияние ФКУ на напряжение и ток источника питания:

а – ФКУ отключено; б – ФКУ включено

В силу линейности уравнения (11) его решение выполняется методом Гаусса. Далее по второму уравнению системы (10) определяются напряжения всех модулей, а по уравнению (9) находятся их токи. Завершающим этапом решения уравнений электрической подсистемы является формирование вектора выходных переменных для передачи их в механическую и информационную подсистемы. Пример решения уравнений сети совместно с ФКУ и тиристорным преобразователем приведен на рис.2.

Механическая подсистема программного комплекса

Передача движения от электродвигателя к рабочему органу установки – инструменту для проходки скважины, осуществляется через последовательность механических узлов, включающих упругости и элементы с распределенными параметрами. Рассмотрим кратко реализацию этих узлов при моделировании механической части установки.

Математическая модель буровой лебедки.

Механизм буровой лебедки состоит из следующих узлов: колонны буровых труб, талевой системы и барабана с канатом.

Колонна буровых труб является объектом моделирования с пространственно распределенными параметрами. Следствием этого является то, что переходные процессы в ней характеризуются ярко выраженными волновыми свойствами. При представлении такого объекта звеном с сосредоточенными параметрами получаем систему, характер процессов в которой значительно отличается от реальных, при этом некоторые важные особенности процессов, существенные для оценки качества функционирования системы, не выявляются.

Математическим аппаратом для описания элементов с распределенными параметрами являются дифференциальные уравнения в частных

производных (по пространственным координатам). При создании комплексной математической модели, включающей подмодели целой группы динамических объектов, ориентированной на численные методы, существенным моментом является унификация используемого математического аппарата и подходов к решению уравнений модели.

По указанным соображениям представляется обоснованным сведение описания колонны буровых труб, как непрерывного объекта с распределенными параметрами, к эквивалентной системе обычных дифференциальных уравнений на основе аппроксимации цепочкой n сосредоточенных осцилляторов [3].

В рассматриваемом случае естественным элементом для пространственной дискретизации выступает свеча. Приняв в первом приближении однородную модель расчета, можем представить ее для поступательного движения колонны в виде, показанном на рис.3. Данный подход обеспечил хорошее воспроизведение характерных особенностей функционирования механических элементов с распределенными параметрами, таких как явление бегущей волны, скорость распространения которой в модели КБТ хорошо согласуется с экспериментальными данными.

В модели механической части буровой лебедки достаточно подробно воспроизведены и особенности других ее элементов. Так, в модели системы барабан-канат учтено изменение радиуса наливки и, соответственно, момента инерции. Кроме того, учтено влияние продольного (вдоль оси барабана) хода каната при наливке и скач-

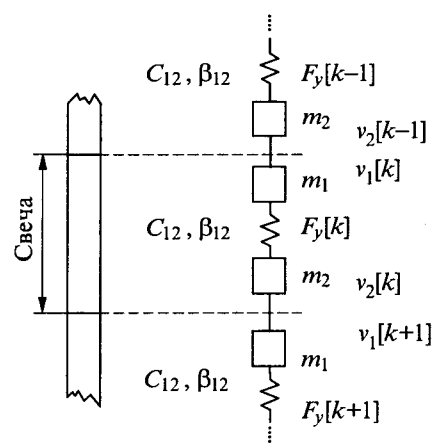


Рис.3. Расчетная схема колонны буровых труб:

$v_1[k]$ и $v_2[k]$ – линейные скорости верхнего и нижнего концов k -й свечи; $m_1 + m_2 = m_{св}$ – масса свечи; β_{12} – коэффициент внутреннего вязкого трения, учитывающий действие внутренних диссипативных сил в свече; $F_y[k]$ – сила упругости в k -й свече

кообразное изменение радиуса навивки при переходе с одного слоя на другой. В модели талевой системы учтены упругости всех отрезков каната и моменты сопротивления от сухого и вязкого трения в паре шкив-канат.

Математическая модель ротора. Кинематическая схема механической части ротора представлена жесткой передачей с распределенной массой КБТ. При этом модель КБТ для вращательного движения построена на описанном выше подходе, использованном для поступательного движения.

Математическая модель бурового насоса. Буровой насос поршневого типа создает на валу приводного двигателя нагрузку пульсирующего характера [4]. Для выявления ее характера и значения при разработке математической модели агрегата учитывается нелинейное преобразование сил сопротивления от давления жидкости на поршень и момента инерции кривошипным механизмом, а также эффект сжатия газа в жидкости и утечки в цилиндрах. При этом не учитывается инерционность пневмокомпенсатора и клапанной группы. Гидравлическая сеть в модели задается в сосредоточенных параметрах. Разработанная методика моделирования позволяет воспроизвести процессы в механизмах поршневого типа с любым количеством цилиндров. В представляемой программе реализована модель трехцилиндрового насоса.

Информационно-управляющая подсистема

Информационно-управляющая часть комплекса представлена моделями систем автоматического регулирования (САР) скорости электроприводов, компенсатора напряжения и регулятора напряжения дизель-генераторной установки. При этом в САР скорости электропривода лебедки реализована типовая структура двухзонного регулирования скорости с регулятором мощности и регулятором подачи долота. В САР скорости электропривода ротора реализована типовая структура с обратной связью по напряжению, а в САР скорости электропривода насоса – с обратной связью по ЭДС. В САР компенсатора реализована двухконтурная система стабилизации напряжения на общих шинах, которая регулирует ток нагрузки компенсатора при питании от дизель-генераторной установки в режиме рекуперации энергии электроприводом лебедки (при спуске колонны). В САР дизель-генераторной установки включены регулятор скорости дизеля и регулятор возбуждения генератора.

Интерфейс комплекса

Задание структуры и режима расчета задачи. Структура расчетной модели формируется на основе функциональной схемы с интерактивными элементами, представленной в графическом интерфейсе программы (рис.1). Особенности конфигурации модели задаются в главном окне программы из панели переключателей (рис.4).

Предусмотрена возможность использования двух режимов расчета – программного и имитационного. Программный режим обеспечивает автоматизированный расчет стандартных циклов работы приводов буровой установки: **спуск / подъем** колонны или **бурение** с возможностью выбора режимов в закладке панели переключателей. Имитационный режим обеспечивает управление работой приводов в составе модели от симулятора пульта бурильщика, на котором расположены «органы управления» и имитаторы аналоговых и цифровых приборов.

Ввод параметров. В программе предусмотрены две возможности ввода параметров – через окна редактирования на функциональной схеме (рис.1) или через табличный интерфейс, связанный с «деревом проекта», на панели параметров главного окна.

Графическое представление результатов расчетов. Программный комплекс предоставляет возможность вывода до 100 переменных в 10 графических окнах. Переменные для вывода выбираются из панели переменных главного окна через «дерево проекта».

Визуализация расчета. Расчет сопровождается диаграммами процессов и анимацией работы агрегатов, синхронизированной с процессом расчета.

Протоколирование результатов расчета. Предусмотрены различные возможности сохранения информации, полученной в результате

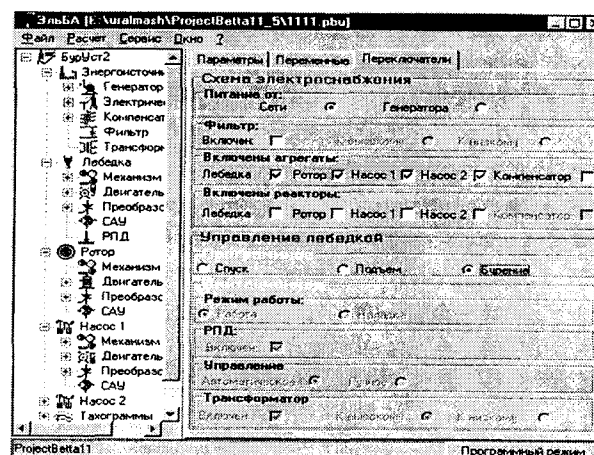


Рис.4. Панель переключателей

моделирования: сохранение графических результатов в файле формата BMP, в виде файлов таблицы Excel и в текстовом формате для последующего воспроизведения с помощью специальной программы для постпроцессорной обработки результатов, входящей в состав комплекса. Все настройки проекта сохраняются в специальном файле проекта.

Некоторые результаты моделирования

На рисунках 5, 6 приведены диаграммы, на которых показаны примеры переходных процессов и способов их представления, иллюстрирующие возможности программы. Полученные результаты свидетельствуют, что представленный программный комплекс (математическая модель и интегрированный пакет программ) является современным инструментальным средством, обеспечивающим повышение эффективности инженерного поиска технических решений

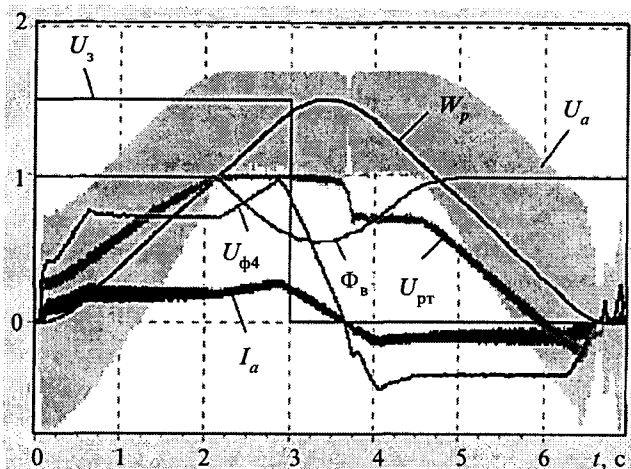


Рис.5. Подъем колонны из двух свечей при заданной скорости двигателя 1,5 о.е.:

U_3 — задание на скорость; w_p — скорость двигателя; $U_{ф4}$ — задание на ток якоря; I_a — ток якоря; $U_{рт}$ — выход регулятора тока якоря; Φ_b — поток возбуждения двигателя

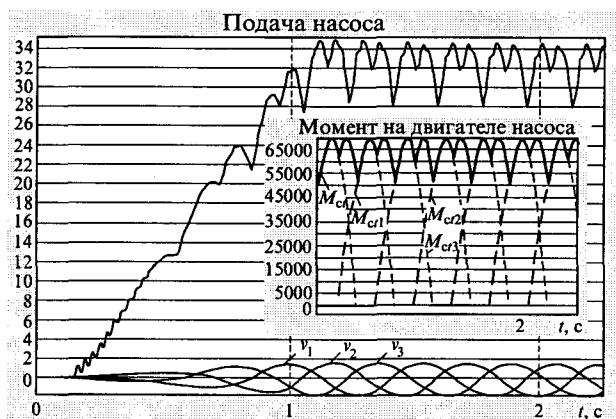


Рис.6. Диаграммы работы насоса:

v_1, v_2, v_3 — скорости движения поршней насоса; $M_{с1}, M_{с2}, M_{с3}$ — моменты сопротивления от каждой из поршней; $M_{сl}$ — момент сопротивления на двигателе насоса

при проектировании электроприводов буровых установок. Примененная при разработке модели компонентная технология программирования позволяет в кратчайшие сроки адаптировать представленный программный комплекс к условиям работы и особенностям структуры конкретной буровой установки в соответствии с требованиями заказчика.

Список литературы

1. Зюзов А.М., Поляков В.Н., Белоглазов П.Б., Попов А.С. Компонентный подход к объектному программированию задач электропривода в среде Delphi // Тр. 12-й научно-технической конференции «Электроприводы переменного тока». Екатеринбург: УГТУ-УПИ, 2001.
2. Современные численные методы решения обыкновенных дифференциальных уравнений / Под ред. Дж. Холла, Дж. Уатта. М.: Мир, 1977.
3. Зюзов А.М., Метельков В.П., Радченко В.Н. Математическое моделирование электроприводов нефтегазового оборудования с распределенными механическими параметрами // Тр. 12-й научно-технической конференции «Электроприводы переменного тока». Екатеринбург: УГТУ-УПИ, 2001.
4. Чиняев И.А. Поршневые кривошипные насосы. Л.: Машиностроение, 1983.
5. Ишханов П.Э. Разработка систем управления с прогнозированием для электроприводов механизмов с распределенными параметрами. Автореф. дис...канд. техн. наук. МЭИ, 1996.

Зюзов Анатолий Михайлович — доцент кафедры «Электропривод и автоматизация промышленных установок» Уральского государственного технического университета (УГТУ-УПИ). Окончил электротехнический факультет Уральского политехнического института (ныне УГТУ) в 1970 г. Защитил кандидатскую диссертацию в 1974 г.

Липанов Владимир Михайлович — доцент кафедры «Электрические машины» Уральского государственного технического университета (УГТУ-УПИ). Окончил электротехнический факультет Уральского политехнического института в 1970 г.

Метельков Владимир Павлович — доцент кафедры «Электропривод и автоматизация промышленных установок» Уральского государственного технического университета (УГТУ-УПИ). Окончил электротехнический факультет Уральского политехнического института в 1980 г. Защитил кандидатскую диссертацию в 1990 г.

Поляков Владимир Николаевич — доцент кафедры «Электропривод и автоматизация промышленных установок» Уральского государственного технического университета (УГТУ-УПИ). Окончил электротехнический факультет Уральского политехнического института в 1969 г. Защитил кандидатскую диссертацию в 1978 г.

Попов Алексей Станиславович — инженер-программист УГТУ. Окончил электротехнический факультет Уральского политехнического института в 1966 г.

Шутько Виктор Федорович — доцент кафедры «Электрические машины» Уральского государственного технического университета (УГТУ-УПИ). Окончил энергетический факультет Уральского политехнического института в 1963 г. Защитил кандидатскую диссертацию в 1968 г.

Современные проблемы электромашиностроения

ДАНИЛЕВИЧ Я.Б.

Современной тенденцией является создание высокоэффективных электрических машин, характеризующихся более высоким КПД при сохранении достигнутого уровня надежности, что обеспечивается, с одной стороны, снижением потерь в собственно машинах и более широким внедрением интегрированных с первичными двигателями (генератор) или приводными механизмами (двигатели), с другой стороны. Другое направление – традиционное для электромашиностроения – использование новых материалов с эффективными параметрами и характеристиками.

За истекшие годы созданы сверхмощные генераторы для тепловых и атомных станций, построены десятки гидрогенераторов различных типов на сотни тысяч киловатт, освоено производство многих типов и исполнений серий электродвигателей переменного и постоянного тока. Для системы возбуждения и регулирования машин внедрены числовые технологии и полупроводниковые приборы. На основе теории электромагнитного поля разработаны методы проектирования различных электрических машин. В связи с ростом энергосистем развиты методы и проведены исследования поведения генераторов при работе в системах. Целые направления составили методы исследований аэродинамики и механики вращающихся электрических машин. Как результат выполненных исследований существенно выросли показатели надежности работы машин, особенно генераторов, в том числе и большой единичной мощности. Этому способствуют также вновь созданные методы диагностики и мониторинга.

Несмотря на то, что казалось бы все проблемные вопросы решены и в электромашиностроении не осталось «белых пятен», новый век ставит также и новые вопросы. Хотя и в существенно меньшем объеме, по-прежнему имеется потребность в турбогенераторах мощностью порядка 1000 МВт на 3000 и 1500 об/мин для вновь сооружаемых и достраиваемых атомных станций. Для таких станций, по-видимому, наиболее целесообразным является применение генераторов с полным водяным охлаждением по типу ТЗВ ОАО «Электросила». Опытный турбогенератор с полным водяным охлаждением был создан в 70-х годах XX в [1]. За это время по его образцу и подобию была разработана целая серия турбогенераторов типа ТЗВ, проведены большие исследовательские и доводочные

работы, позволившие достигнуть высоких показателей надежности. Тем не менее, как показывает опыт эксплуатации генераторов, требуются развитие и внедрение высокоэффективных систем диагностики и контроля как собственно генераторов, так и вспомогательного оборудования, создание и внедрение новых конструкций элементов и узлов (например, бандажных колец роторов из титанового сплава), проведение исследований по снижению уровня вибраций и шумов.

В энергосистемах и на отдельных станциях по-прежнему являются проблемой компенсация избыточной реактивной мощности, предотвращение возможности опасного повышения напряжения, обеспечение динамической устойчивости энергоблоков и энергосистем в целом. Один из возможных способов решения этой проблемы – более широкое использование и внедрение асинхронизированных турбогенераторов, которые, по-видимому, также целесообразно выполнять по типу ТЗВ с полным водяным охлаждением. Возможный ряд асинхронизированных турбогенераторов ТЗВ может составить 110, 160, 220 и 320 МВт.

Важнейшей задачей энергетики вообще и в настоящее время, в частности, является повышение эффективности преобразования энергии первичного топлива в механическую, а затем в тепловую и электрическую энергии. Применительно к электромашиностроению всех видов электрических машин это – снижение потерь, для генераторов – как элементов электромеханического преобразования энергии – это также повышение эффективности использования энергии первичного топлива.

Хотя КПД электрических машин достиг уровня примерно 90%, задача снижения потерь по-прежнему актуальна. Все еще велики потери на

вентиляцию и трение о воздух вращающихся частей. Здесь задача может быть решена путем устранения паразитных воздушных потоков, исключения шероховатости поверхностей, омываемых воздухом (там, где это не повлечет ухудшения теплоотдачи), обеспечения плавности перехода от одного сечения к другому в вентиляционном тракте и т.п. Другая возможность – снижение пульсаций магнитного поля в зазоре машин, связанных с их зубчатым строением. По данным исследований ОЭЭП РАН одним из решений является применение магнитных клиньев вместо стеклотекстолитовых. Из сравнения пульсаций магнитного поля при магнитных клиньях (рисунок) в пазах статора и без них следует, что применение магнитомягких композитов с $\mu \approx 5\mu_0$ позволяет снизить пульсации на 50% и почти полностью устранить соответствующие потери. ОЭЭП РАН в своих разработках применяет электротехническую сталь меньшей толщины (0,35 мм вместо 0,5 мм), что также снижает потери. Разумеется, наиболее существенное повышение эффективности возможно при использовании регулируемых машин переменного тока, что обеспечивает примерно 30–50% экономии. Дополнительную экономию можно получить, если вместо асинхронных двигателей применить соответствующие по мощности синхронные машины с возбуждением от постоянных магнитов, что устраняет потери на возбуждение и в щеточном аппарате.

Многие асинхронные двигатели работают с низкими коэффициентами мощности, что также снижает эффективность их использования. Здесь возможным решением является использование устройства, подключаемого к зажимам двигателя, которое поддерживает значение $\cos \phi$ на

оптимальном уровне. Это же устройство, в принципе, может использоваться как пусковое для ограничения пускового тока двигателей.

Сегодня энергетики рассматривают вопрос [2] о повышении КПД (эффективности) преобразования первичной энергии (топлива) в тепловую и (или) электроэнергию. При этом ставится задача повышения КПД до 60–70%. Последнее возможно при каскадном (последовательном) использовании энергии первичного топлива. Первая ступень в этом направлении – внедрение парогазовых циклов, при которых первичное топливо (газ) сначала используется в газовых турбинах, а затем на выходе из газовых турбин, пройдя систему теплообменников, – в паровых турбинах. Наибольшая эффективность достигается при одновременном производстве тепловой и электрической энергии (когенерации). Для преобразования механической энергии как газовых, так и паровых турбин требуются турбогенераторы единичной мощности порядка 100–300 МВт при 3000 об/мин. Наиболее целесообразное исполнение генераторов – с воздушным охлаждением. Для обеспечения эффективности работы всего комплекса необходимы исследования по возможному снижению потерь в мощных агрегатах с воздушным охлаждением, обеспечению должного уровня надежности работы.

Для локального энергообеспечения, особенно в местах, удаленных от центрального энергоснабжения, куда подача энергии от центральных сетей или экономически невыгодна, или затруднена, представляется целесообразным использование станций меньшей мощности с агрегатами порядка 10–12 МВт и ниже.

Для обеспечения эффективности агрегатов меньшей мощности с использованием газовых

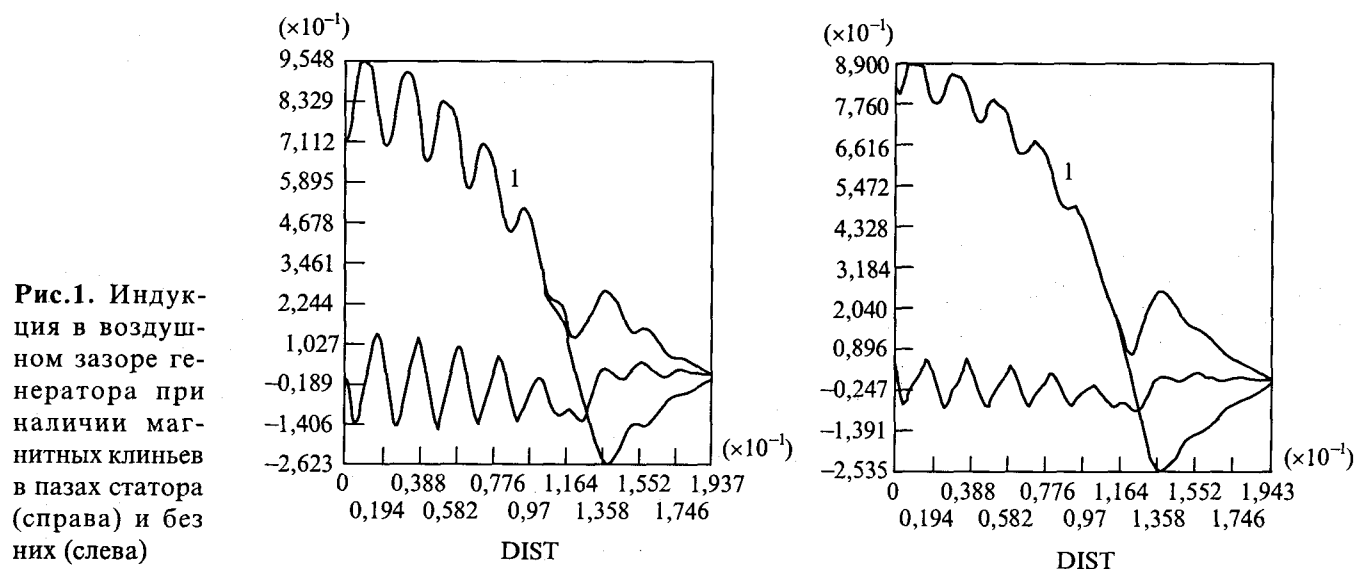


Рис.1. Индукция в воздушном зазоре генератора при наличии магнитных клиньев в пазах статора (справа) и без них (слева)

турбин желателен переход на частоты вращения 6000 вместо 3000 об/мин, используемых в настоящее время.

Для локальных потребителей требуются также, как показывает зарубежный опыт [3], мини-турбины и минигенераторы к ним на частоты вращения 15000–24000 об/мин и более. ОЭЭП РАН предлагает минитурбогенератор 1500 кВт при 15000 об/мин с возбуждением от постоянных магнитов. Генератор имеет модульное исполнение, что, в зависимости от числа модулей, позволяет по заказу потребителей менять мощность от 250 до 1500 кВт. В машине используются высокоэнергетичные постоянные магниты NdFeB. Прочность ротора обеспечивается использованием титановых бандажей.

Задачей локальной энергетики является также возможно полное и эффективное использование местных энергетических ресурсов – энергии небольших водотоков, ветра, бросового тепла, недр, солнца и т.п.

Для практического использования малых водотоков требуются гидроагрегаты небольшой мощности на небольшие напоры и расходы. При подобных параметрах требуются минигидрогенераторы на мощности в несколько киловатт при частотах вращения порядка 100 об/мин, желательна с непосредственным соединением с гидротурбиной. В [4] описано одно из возможных исполнений генератора такого гидроагрегата мощностью 3,33 кВА при 75 об/мин. Минигидрогенератор выполнен на постоянных магнитах NdFeB с дробным числом пазов на полюс и фазу $q < 1$. Обмотка статора замоналичена, что дает возможность генератору работать в погружном режиме.

Во многих странах мира в местах, где имеется достаточный энергетический потенциал ветряной энергии, получили распространение ветростанции, единичная мощность которых достигла 1–4 МВт. Одну из ветроферм, состоящих из нескольких ветростанций, предлагается построить на острове Котлин (Кронштадт, Санкт-Петербург), где имеются необходимые условия. Предполагается [5], что пилотная станция будет состоять из 6 ветроэлектрических установок, которые поместят на башнях высотой 10–50 м. В качестве генераторов предлагаются асинхронизированные генераторы переменного тока, обеспечивающие выдачу электроэнергии напряжением 6300 В при изменении скорости ветра в пределах $\pm 20\div 30\%$ номинальной, равной 8 м/с, синхронная частота вращения – 1000 об/мин, коэффициент мощности – 0,8. При больших пре-

делах изменения параметров ветра для поддержания частоты системы используются балластные сопротивления, а для поддержания напряжения – балластные емкостные батареи, управляемые с помощью контроллеров. Потери в балластных батареях и трансформаторах, через которые энергия выводится в наружную систему, предполагается использовать для обогрева помещений с аппаратурой регулирования, контроля и защиты. Для запуска всей системы предполагается применение ВЭС небольшой мощности карусельного типа [6], обеспечивающей выработку электроэнергии при минимальной скорости ветра. Потребность в подобных и больших ВЭС только в условиях Северо-Запада РФ может составить сотни единиц.

Из года в год приходят тревожные сообщения с Дальнего Востока России об очередном энергетическом кризисе. В то же время проработки ОЭЭП РАН показали, что этот регион весьма богат возобновляемыми источниками энергии. Прежде всего следует отметить исключительную возможность Охотского моря, характеризуемого весьма высокими приливами, не имеющими себе равных. На энергии приливов Охотского моря (например, Тугурской ПЭС) принципиально возможно построить приливную станцию (ПЭС) мощностью порядка 10000 МВт. ПЭС можно выполнить, состоящей из нескольких десятков энергетических модулей: генераторов, работающих в обоих направлениях движения приливной волны, и преобразовательного блока, обеспечивающего необходимые параметры выдаваемой электрической энергии. Учитывая возможную мощность ПЭС, она могла бы обеспечить возобновляемой энергией не только Дальний Восток, остров Сахалин, но и передаваться в Японию, Корею и Китай. Для строительства ПЭС может быть создан международный консорциум. При модульном выполнении ПЭС она может строиться индустриальным способом и сдаваться в эксплуатацию блоками.

Дополнительно на Камчатке возможно строительство значительного количества геотермальных ГеоТЭС, подобных Мутновской ГеоТЭС, с агрегатами мощностью 20–30 МВт, также в модульном исполнении.

Хотя РФ – это, в основном, северные территории, тем не менее во многих местах (Поволжье, Северный Кавказ, Южное Забайкалье, юг Хабаровского края) могут быть сооружены эффективно работающие солнечные установки. При термодинамическом методе использования солнечной энергии (СТЭС) она аккумулируется

в накопителях, преобразуется в теплоту достаточно высокого потенциала с последующим преобразованием в механическую, а затем в электрическую энергию. Единичная мощность агрегатов СТЭС по нашим оценкам 100–300 кВт на 6000 об/мин при применении турбин, работающих на парах легкокипящих жидкостей (не фреона) и одновременно используемых в накопителях энергии. Количество агрегатов по мере развития СТЭС может быть значительным.

В связи со значительными успехами в создании высокоэнергетичных постоянных магнитов появляется все больше крупных синхронных машин и генераторов с возбуждением от постоянных магнитов. Так, фирма АВВ (Хельсинки) сообщила [7] о создании синхронного генератора мощностью 1000 кВт с частотой вращения 125 об/мин, приводимого во вращение ветротурбиной через одноступенчатый планетарный мультипликатор, с возбуждением от постоянных магнитов NdFeB и включением в сеть через преобразователь частоты. Та же фирма разработала, изготовила и успешно испытала синхронный двигатель на постоянных магнитах мощностью 400 кВт, 150 об/мин для привода гребных винтов типа Azipod. Двигатель включается через тиристорный преобразователь частоты.

Постоянно действующей тенденцией электромашиностроения является внедрение новых материалов. На XI международной конференции по электрическим машинам ICEM-2002, которая состоялась 25–28 августа 2002 г. в г. Брюгге, Бельгия, было оглашено несколько докладов, посвященных созданию машин с применением магнитомягких материалов (soft magnetic com-

posites SMC), представляющих композицию из ферромагнитного порошка и эпоксидной смолы. Машины с использованием SMC характеризуются относительно небольшими магнитной проницаемостью и индукцией насыщения, однако их существенным преимуществом является изотропность свойств как электромагнитных, так и тепловых, что обеспечивает возможность создания новых типов электрических машин. Другое направление, получающее постоянное развитие, – создание машин с использованием теплых сверхпроводников, работающих при температурах 25–30 К.

Список литературы

1. Шапиро А.Б., Чсрнявский В.П., Кади-Оглы И.А., Данилсвич Я.Б. Опытный турбогенератор с полным водяным охлаждением // Электротехника. 1974. № 2.
2. Layne D.W. Next-generation turbine systems // IEEE Power Engineering Review. 2001. April. P. 18–23.
3. Burr M.T. Distributed frontiers // Independent Energy. 1999. June. P.29–30.
4. Данилевич Я.Б., Сапожников В.А., Штайнле Л.Ю. Синхронный генератор с постоянными магнитами для гидравлической турбины небольшой мощности на низкую частоту // Электротехника. 2002. № 1.
5. Данилевич Я.Б., Делюкин А.С., Кириченко Б.Э и др. Пилотная ветроэнергетическая станция на острове Котлин // Энергонабзор. 2002. №1. С. 6–9.
6. Данилевич Я.Б., Коваленко А.Н., Шилин В.Л. Автономные системы электро- и теплоснабжения с буферным накоплением энергии // Изв. РАН. Энергетика. 2002. № 1.
7. Waltzer I. Technological trends in large permanent magnet motor applications // ICEM 2002 Proceedings, August 25–28, 2002. Brugge, Belgium. P. 4.

Данилевич Януш Брониславович – директор ОЭЭП РАН, доктор технических наук, профессор. Окончил Ленинградский политехнический институт в 1955 г.

Математическая модель асинхронного двигателя с многофазными обмотками статора и ротора

ГОЛУБЕВ А.Н., ЗЫКОВ В.В.

Предложена математическая модель асинхронного двигателя с многофазными статором и ротором при произвольной форме питающих напряжений с учетом несинусоидального характера распределения магнитного поля вдоль воздушного зазора. Изложена методика расчета индуктивных параметров многофазной машины.

Повышение качества управления асинхронным двигателем с короткозамкнутым ротором (АД) и связанная с этим необходимость углубления исследований электромагнитных процессов в нем, а также его регулировочных характеристик требуют повышения корректности его

математического описания как объекта управления. При этом с позиции одновременного удовлетворения задачам анализа и синтеза математическая модель АД должна сочетать в себе необходимую точность и в то же время достаточно простоту, обеспечивающую, в частно-

сти, возможность получения на ее основе структурных схем АД, используемых при синтезе асинхронного электропривода (ЭП) и его отдельных функциональных элементов, например идентификаторов состояния.

В основе широко используемых для решения задач анализа и синтеза уравнений Парка-Горева лежит ряд известных допущений, важнейшими из которых являются положения о синусоидальном характере распределения магнитной индукции в воздушном зазоре АД и эквивалентности схем короткозамкнутого ротора и обмотки статора [1]. Первое допущение, достаточно корректное для трехфазных АД, не может быть распространено на АД с большим числом фаз, статорная обмотка которого в силу конструктивных ограничений характеризуется обмоточными коэффициентами, стремящимися к единице, вследствие чего высшие пространственные гармоники поля оказывают самое существенное влияние на энергетику АД [2, 3]. Второе допущение снижает корректность описания электромагнитных процессов в роторных цепях при питании АД не синусоидальным напряжением и не обеспечивает возможности их детализации до уровня стержней ротора из-за несоответствия количества последних числу уравнений. Указанное не позволяет получить достаточно достоверной картины распределения МДС ротора, необходимой для исследования общих вопросов энергетики АД, его виброшумовых показателей, а также регулировочных характеристик, особенно на низких скоростях.

В статье поставлена задача разработки математической модели АД, имеющего m -фазную обмотку статора и F -фазную (по числу стержней) обмотку ротора, при произвольной форме питающего напряжения с выхода преобразователя частоты с учетом несинусоидального характера распределения поля вдоль расточки магнитопровода, удобной для решения задач анализа и синтеза.

При выводе уравнений будем считать, что в общем случае m -фазная статорная обмотка выполнена в виде m/N N -фазных симметричных групп (пространственный сдвиг между осями соседних фаз в N -фазной системе составляет $2\pi/N$ рад.), оси одноименных фаз которых смещены по окружности статора на π/m рад. Роторная обмотка симметрична, при этом пространственный сдвиг между ее отдельными фазами, образованными двумя соседними стержнями, составляет $2\pi/F$ рад.

Принимая во внимание сказанное, для k -й фазы i -й N -фазной группы статора и f -й фазы ротора можно записать:

$$u_{sik} = R_s i_{sik} + \frac{d\psi_{sik}}{dt}; \quad (1)$$

$$0 = R_r i_{rf} - R_{rc}(i_{rf-1} + i_{rf+1}) + \frac{d\psi_{rf}}{dt}; \quad (2)$$

$$\begin{aligned} \psi_{sik} = & L_{rl} i_{sik} + L_m \sum_{l=1}^{m/N} \sum_{j=1}^N \sum_{n=1}^{\infty} a(n) i_{sj} \times \\ & \times \cos \left\{ n \left[\frac{2}{N} (j - k) + \frac{l - i}{m} \right] \pi \right\} + M_m \sum_{j=1}^F \sum_{n=1}^{\infty} b(n) i_{rj} \times \\ & \times \cos \left\{ n \left[x + \left[\frac{2}{F} (j - 1) + \frac{2}{N} (1 - k) + \frac{l - 1}{m} \right] \pi \right] \right\}; \quad (3) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \psi_{rf} = & L_{rl} i_{rf} + M_r \sum_{j=1}^F \sum_{n=1}^{\infty} c(n) i_{rj} \cos \left[n \frac{2}{F} (j - f) \pi \right] + \\ & + M_m \sum_{l=1}^{m/N} \sum_{j=1}^N \sum_{n=1}^{\infty} b(n) i_{sj} \times \\ & \times \cos \left\{ n \left[-x + \left[\frac{2}{F} (1 - f) + \frac{2}{N} (j - 1) + \frac{l - 1}{m} \right] \pi \right] \right\}. \quad (4) \end{aligned}$$

При этом электромагнитный момент

$$M_{эм} = \frac{z_p}{2} \frac{\partial}{\partial x} \left[\sum_{i=1}^{m/N} \sum_{k=1}^N \psi_{sik} i_{sik} + \sum_{f=1}^F \psi_{rf} i_{rf} \right]. \quad (5)$$

Здесь u_s , $i_{s(r)}$, $\psi_{s(r)}$ – напряжение, ток, потокосцепление фазы статора (s) и ротора (r) соответственно; $L_{s(r)l}$ – индуктивность рассеяния статора (ротора); L_m , M_m , M_r – взаимоиנדуктивности между фазами статора, статора–ротора и ротора соответственно при совпадении их магнитных осей; $R_{s(r)}$, R_{rc} – сопротивления фаз статора (ротора) и стержня ротора; z_p – число пар полюсов; x – электрический угол поворота ротора относительно статора.

При записи уравнений (2) и (4) было принято, что взаимоиנדуктивность $L(\gamma)$ между фазами обмоток АД описывается функцией вида

$$L(\gamma) = L_m \sum_{n=1}^{\infty} \beta(n) \cos n \gamma, \quad (6)$$

с использованием которой в уравнения вводится спектр пространственных гармоник n поля [4].

Для однозначного определения некоторой электромагнитной переменной Y_{ik} k -й фазы i -й N -фазной системы через соответствующие векторы на комплексной плоскости необходимо иметь $K = [(N - 1)/2 + 0,5]$ векторов ($[]$ – опера-

тор выделения целой части) вида [3, 4]

$$\bar{Y}_{i(q)} = \frac{2}{N} \sum_{k=1}^N Y_{ik} e^{jn \frac{2\pi}{N}(k-1)}. \quad (7)$$

При этом все множество значений n в зависимости от q можно разделить на K групп вида

$$n = q + NQ, \quad (8)$$

где $q = 1; 2; \dots; K; Q = 0; \pm 1; \pm 2; \dots$ для каждой из которых вектор \bar{Y}_{iq} неизменен. Соответственно при рассмотрении всех m переменных Y_{ik} необходимо иметь $D = mK / N$ векторов вида

$$\begin{aligned} \bar{Y}_{(v)} &= \frac{N}{m} \sum_{i=1}^{m/N} \bar{Y}_{i(q)} e^{jv \frac{\pi}{m}(i-1)} = \\ &= \frac{2}{m} \sum_{i=1}^{m/N} \sum_{k=1}^N Y_{ik} e^{jv \left(\frac{2}{N}(k-1) + \frac{1-i}{m} \right) \pi}, \end{aligned} \quad (9)$$

которые в [4] названы спектральными векторами, приведенными к v -м пространственным гармоникам, поскольку в стационарных режимах состав входящих в них временных гармонических и жестко связан с v соотношением $\mu = v + 2mQ$.

Введя векторы

$$\bar{I}_{r(q)} = \frac{2}{F} \sum_{f=1}^F i_{rf} e^{jq \frac{2\pi}{F}(f-1)},$$

где $q = 1; 2; \dots; b = [(F-1)/2 + 0,5]$, перепишем (3) в виде

$$\begin{aligned} \Psi_{sik} &= L_{sl} i_{sik} + L_m \sum_{l=1}^{m/N} \sum_{j=1}^N \sum_{n=1}^{\infty} a(n) i_{sj} \times \\ &\times \cos \left\{ n \left[\frac{2}{N} (j-k) + \frac{l-i}{m} \right] \pi \right\} + \frac{F}{2} M_m \times \\ &\times \sum_{q=1}^B \sum_{n=q+FQ}^{\infty} b(n) \operatorname{Re} \left[\bar{I}_{r(q)} e^{jn \left(\frac{2}{N} (1-k) + \frac{l-i}{m} \right) \pi} e^{jnx} \right]. \end{aligned} \quad (10)$$

Аналогично, введя векторы $\bar{I}_{s(v)}$ вида (9), запишем (4), как

$$\begin{aligned} \Psi_{rf} &= L_{rl} i_{rf} + \frac{m}{2} M_m \sum_{v=1}^D \sum_{n=v+2mQ}^{\infty} b(n) \times \\ &\times \operatorname{Re} \left[\bar{I}_{s(v)} e^{jn \frac{2}{F} (1-f) \pi} e^{-jnx} \right] + \\ &+ M_r \sum_{j=1}^F \sum_{n=1}^{\infty} c(n) i_{rj} \cos \left[n \frac{2}{F} (j-f) \pi \right]. \end{aligned} \quad (11)$$

Умножим (10) на $2 \exp[j2\pi v(k-1)/N]/N$ для каждой группы вида (8) и результаты просуммируем по k N раз:

$$\begin{aligned} \bar{\Psi}_{s(i(v))} &= L_{sl} \bar{I}_{s(i(v))} + \frac{N}{2} L_m \sum_{l=1}^{m/N} \sum_{n=v+NQ}^{\infty} a(n) \times \\ &\times \bar{I}_{s(l(v))} e^{jn \frac{\pi}{m} (l-i)} + \frac{F}{N} M_m \sum_{k=1}^N \sum_{q=1}^B \sum_{n=q+FQ}^{\infty} b(n) \times \\ &\times \operatorname{Re} \left[\bar{I}_{r(q)} e^{jn \left(\frac{2}{N} (1-k) + \frac{1-i}{m} \right) \pi} e^{jnx} \right] e^{jv \frac{2}{N} (k-1) \pi}. \end{aligned} \quad (12)$$

Введя в правую часть (12) вектор $\bar{I}_{s(v)}$, определяемый согласно (9), перепишем последнее соотношение в виде

$$\begin{aligned} \bar{\Psi}_{s(i(v))} &= L_{sl} \bar{I}_{s(i(v))} + \frac{m}{2} L_m \sum_{n=v+NQ}^{\infty} a(n) \times \\ &\times \bar{I}_{s(l(v))} e^{jn \frac{1}{m} (1-i) \pi} + \frac{F}{N} M_m \sum_{k=1}^N \sum_{q=1}^B \sum_{n=q+FQ}^{\infty} b(n) \times \\ &\times \operatorname{Re} \left[\bar{I}_{r(q)} e^{jn \left[\frac{2}{N} (1-k) + \frac{1-i}{m} \right] \pi} e^{jnx} \right] e^{jv \frac{2}{N} (k-1) \pi}. \end{aligned} \quad (13)$$

Для перехода к уравнению, записанному относительно спектральных векторов $\bar{Y}_{s(v)}$, умножим (13) на $N \exp[j\pi v(i-1)/m]/m$, после чего полученные выражения просуммируем по i m/N раз. Тогда, учитывая, что

$$\sum_{i=1}^{m/N} e^{j(v-n) \frac{\pi}{m} (i-1)} = \begin{cases} m/N & \forall n = v + 2mQ; \\ 0 & \forall n \neq v + 2mQ, \end{cases} \quad (14)$$

получим

$$\begin{aligned} \bar{\Psi}_{s(v)} &= L_{sl} \bar{I}_{s(v)} + \frac{m}{2} L_m \sum_{n=v+2mQ}^{\infty} a(n) \times \\ &\times \bar{I}_{s(v)} + \frac{F}{m} M_m \sum_{i=1}^{m/N} \sum_{k=1}^N \sum_{q=1}^B \sum_{n=q+FQ}^{\infty} b(n) \times \\ &\times \operatorname{Re} \left[\bar{I}_{r(q)} e^{jn \left[\frac{2}{N} (1-k) + \frac{1-i}{m} \right] \pi} e^{jnx} \right] e^{jv \left[\frac{2}{N} (k-1) + \frac{1-i}{m} \right] \pi}. \end{aligned} \quad (15)$$

Упростим третье слагаемое в правой части (15), предварительно записав его с учетом обозначений $\bar{I}_{r(q)} = I_{r(q)} e^{j\varphi_q}$ и $\alpha_{qQ} = \varphi_q + nx = \varphi_q + (q + FQ)x$, как:

$$\begin{aligned}
 & \frac{F}{m} M_m \sum_{i=1}^{m/N} \sum_{k=1}^N \sum_{q=1}^B \sum_{Q=0}^{\infty} b(q+FQ) I_{r(q)} e^{jv \left[\frac{2}{N}(k-1) + \frac{1}{m}(i-1) \right] \pi} \times \\
 & \times \left(\frac{e^{j \left\{ (q+FQ) \left[\frac{2}{N}(1-k) + \frac{1}{m}(1-i) \right] \pi + \alpha_{qQ} \right\}}}{2} + \right. \\
 & \left. + \frac{e^{-j \left\{ (q+FQ) \left[\frac{2}{N}(1-k) + \frac{1}{m}(1-i) \right] \pi + \alpha_{qQ} \right\}}}{2} \right) = \frac{1}{2} \frac{F}{m} M_m \times \\
 & \times \sum_{q=1}^B \sum_{Q=0}^{\infty} I_{r(q)} b(q+FQ) \left\{ \sum_{i=1}^{m/N} \sum_{k=1}^N e^{j(v-q-FQ) \frac{2}{N}(k-1) \pi} \times \right. \\
 & \times e^{j(v-q-FQ) \frac{1}{m}(i-1) \pi} e^{j\alpha_{qQ}} + \sum_{i=1}^{m/N} \sum_{k=1}^N e^{j(v+q+FQ) \frac{2}{N}(k-1) \pi} \times \\
 & \times e^{j(v+q+FQ) \frac{1}{m}(i-1) \pi} e^{-j\alpha_{qQ}} \left. \right\}. \quad (16)
 \end{aligned}$$

В выражении (16)

$$\begin{aligned}
 & \sum_{i=1}^{m/N} \sum_{k=1}^N e^{j(v+q+FQ) \left[\frac{2}{N}(k-1) + \frac{1}{m}(i-1) \right] \pi} = \\
 & = \begin{cases} m \forall v \mp q \mp FQ = 2mS \\ \quad (\text{при } m = N \quad v \mp q \mp FQ = NS); \\ 0 \forall v \mp q \mp FQ \neq 2mS \\ \quad (\text{при } m = N \quad v \mp q \mp FQ \neq NS), \end{cases} \quad (17)
 \end{aligned}$$

где верхние знаки относятся к первой сумме, а нижние – ко второй; $s = 0; 1; 2; \dots$

Поскольку в (15) фиксированное значение имеет параметр v , то на основании (17) слагаемое, определяемое выражением (16), можно записать в виде

$$\begin{aligned}
 & \frac{F}{2} M_m \sum_{S=0}^B \left(\sum_{q=v-FQ-2mS}^B \bar{I}_{r(q)} b(v-2mS) e^{j(v-2mS)x} + \right. \\
 & \left. + \sum_{q=-v-FQ+2mS}^B \hat{I}_{r(q)} b(-v+2mS) e^{-j(-v+2mS)x} \right),
 \end{aligned}$$

где $\hat{I}_{r(q)}$ – вектор, сопряженный с $\bar{I}_{r(q)}$, или, в силу симметрии кривых $L(\gamma)$ относительно оси ординат, определяющей $b(v-2mS) = b(-v+2mS)$, и равенства $\bar{I}_{r(q_1)} = \hat{I}_{r(q_2)}$ для $q_1 = v - FQ - 2mS$ и $q_2 = -v - FQ + 2mS$, в виде

$$\frac{F}{2} M_m \sum_{q=v+2mS}^B \sum_{n=v+2mS}^{\infty} b(n) \bar{I}_{r(q)} e^{jnx}.$$

Таким образом,

$$\begin{aligned}
 \bar{\Psi}_{s(v)} &= L_{sl} \bar{I}_{s(v)} + \frac{m}{2} L_m \sum_{n=v+2mQ}^{\infty} a(n) \bar{I}_{s(v)} + \\
 &+ \frac{F}{2} M_m \sum_{q=v+2mS}^B \sum_{n=v+2mS}^{\infty} b(n) \bar{I}_{r(q)} e^{jnx}. \quad (18)
 \end{aligned}$$

Для записи уравнений вида (11) в векторной форме умножим его левую и правую части на $2e^{j2\pi(f-1)/F}/F$ для каждой группы гармоник вида (8) и результаты просуммируем по $f F$ раз:

$$\begin{aligned}
 \bar{\Psi}_{r(q)} &= L_{rl} \bar{I}_{r(q)} + \frac{F}{2} M_r \sum_{n=q+FQ}^{\infty} c(n) \bar{I}_{r(q)} + \\
 &+ \frac{m}{F} M_m \sum_{f=1}^F \sum_{v=1}^D \sum_{n=v+2mQ}^{\infty} b(n) \times \\
 &\times \operatorname{Re} \left[\bar{I}_{s(v)} e^{jn \frac{2}{F}(1-f)\pi} e^{-jnx} \right] e^{jq \frac{2}{F}(f-1)\pi}. \quad (19)
 \end{aligned}$$

После этого, совершив для третьего слагаемого в правой части (19) преобразования, аналогичные проведенным для (15), получим

$$\begin{aligned}
 \bar{\Psi}_{r(q)} &= L_{rl} \bar{I}_{r(q)} + \frac{F}{2} M_r \sum_{n=q+FQ}^{\infty} c(n) \bar{I}_{r(q)} + \\
 &+ \frac{m}{2} M_m \sum_{v=q+FS}^D \sum_{n=q+FS}^{\infty} b(n) \bar{I}_{s(v)} e^{-jnx}. \quad (20)
 \end{aligned}$$

При переходе к спектральным векторам уравнение (1) после его умножения на $2e^{jv[2(k-1)/N + (i-1)/m]\pi}/m$ и суммирования по $k N$ раз и по $i m/N$ раз сводится к виду

$$\bar{U}_{s(v)} = R_s \bar{I}_{s(v)} + \frac{d\bar{\Psi}_{s(v)}}{dt}. \quad (21)$$

Преобразуя (2), умножим его на $2e^{j2\pi(f-1)/F}/F$ и результаты просуммируем по $f F$ раз:

$$\begin{aligned}
 0 &= R_r \bar{I}_{r(q)} - R_{rc} \frac{2}{F} \sum_{f=1}^F (i_{rf-1} + i_{rf+1}) e^{jq \frac{2}{F}(f-1)\pi} + \\
 &+ \frac{d\bar{\Psi}_{r(q)}}{dt}. \quad (22)
 \end{aligned}$$

Уравнение (22) может быть переписано в виде

$$\begin{aligned}
 0 &= R_r \bar{I}_{r(q)} - R_{rc} \left[e^{jq \frac{2}{F}\pi} \frac{2}{F} \sum_{f=1}^F i_{rf-1} e^{jq \frac{2}{F}(f-2)\pi} + \right. \\
 &+ e^{-jq \frac{2}{F}\pi} \frac{2}{F} \sum_{f=1}^F i_{rf+1} e^{jq \frac{2}{F}f\pi} \left. \right] + \frac{d\bar{\Psi}_{r(q)}}{dt}
 \end{aligned}$$

или после перехода к векторам $\bar{I}_{r(q)}$, как:

$$0 = \bar{I}_{r(q)} \left[R_r - R_{rc} \left(e^{jq \frac{2}{F} \pi} + e^{-jq \frac{2}{F} \pi} \right) \right] + \frac{d\bar{\Psi}_{r(q)}}{dt}. \quad (23)$$

С использованием векторов вида (7) и (9) уравнение (5) для электромагнитного момента трансформируется в соотношение

$$M_{эм} = \frac{z_p}{2} \frac{m}{2} \frac{F}{2} M_m \times \\ \times \text{Im} \left\{ \sum_{v=1}^D \bar{I}_{s(v)} \sum_{q=v+2mS}^B \sum_{n=v+2mS}^{\infty} nb(n) \hat{I}_{r(q)} e^{-jnx} + \right. \\ \left. + \sum_{q=1}^b \hat{I}_{r(q)} \sum_{v=q+FS}^D \sum_{n=q+FS}^{\infty} nb(n) \bar{I}_{s(v)} e^{-jnx} \right\}. \quad (24)$$

В большинстве практических случаев система фазных напряжений не содержит четных гармонических. С другой стороны, это же можно сказать и в отношении разложения в гармонический ряд функции взаимоиндуктивности статора и ротора. В этой связи, как показано в [3], целесообразен переход от четных значений $v(q)$ к нечетным согласно вытекающему из (8) соотношению $v = q_c + NQ$ для $Q \neq 0$, где q_c – четное значение q . При этом порядковый номер v (или q) всегда меньше m (или F). Следует отметить, что при четном значении F для четных q $\bar{Y}_{r(q)} = 0$, что соответствует уменьшению необходимого числа векторов роторных переменных в силу их повторяемости в соответствии с равенством $\bar{Y}_{r(q)} = \bar{Y}_{r(q+FQ)}$.

С учетом указанного перехода от четных к нечетным значениям $v(q)$ верхние индексы у сумм по v и q в уравнениях АД следует исключить. Тогда, сводя воедино соотношения (18), (20), (21), (23) и (24) и вводя обозначения

$$L_{m(n)} = \frac{mL_m a(n)}{2}, M_{sr(n)} = \frac{FM_m b(n)}{2}, \\ M_{rs(n)} = \frac{mM_m b(n)}{2}, M_{r(n)} = \frac{FM_r c(n)}{2},$$

получаем следующую систему уравнений, описывающих АД с многофазными обмотками статора и ротора:

$$\bar{U}_{s(v)} = R_s \bar{I}_{s(v)} + \frac{d\bar{\Psi}_{s(v)}}{dt}; \quad (25)$$

$$0 = \bar{I}_{r(q)} \left[R_r - 2R_{rc} \text{ch} \left(jq \frac{2}{F} \pi \right) \right] + \frac{d\bar{\Psi}_{r(q)}}{dt}; \quad (26)$$

$$\bar{\Psi}_{s(v)} = \left(L_{sl} + \sum_{n=v+2mQ}^{\infty} L_{m(n)} \right) \bar{I}_{s(v)} + \\ + \sum_{q=v+2mS}^{\infty} \sum_{n=v+2mS}^{\infty} M_{sr(n)} \bar{I}_{r(q)} e^{jnx}; \quad (27)$$

$$\bar{\Psi}_{r(q)} = \left(L_{rl} + \sum_{n=q+FQ}^{\infty} M_{r(n)} \right) \bar{I}_{r(q)} + \\ + \sum_{v=q+FS}^{\infty} \sum_{n=q+FS}^{\infty} M_{rs(n)} \bar{I}_{s(v)} e^{-jnx}; \quad (28)$$

$$M_{эм} = \frac{z_p}{2} \times \\ \times \text{Im} \left\{ \sum_{v=1}^D \bar{I}_{s(v)} \sum_{q=v+2mS}^{\infty} \sum_{n=v+2mS}^{\infty} \frac{m}{2} n M_{rs(n)} \hat{I}_{r(q)} e^{-jnx} + \right. \\ \left. + \sum_{q=1}^b \hat{I}_{r(q)} \sum_{v=q+FS}^{\infty} \sum_{n=q+FS}^{\infty} \frac{F}{2} n M_{sr(n)} \bar{I}_{s(v)} e^{-jnx} \right\}. \quad (29)$$

Здесь уравнения вида (25) и (27) записывают D раз, а уравнения вида (26) и (28) – B раз.

Следует отметить, что система уравнений (25)–(29) может быть существенно упрощена путем ограничения порядка учитываемых пространственных гармоник низкочастотными, несущими в себе основной поток энергии: для статорных величин значениями $n < m$ и для роторных – $n < F$. В частном случае при $m = F = 3$ это трансформирует соотношения (25)–(29) в известные уравнения трёхфазного АД. Указанное ограничение n позволяет ввести новый вектор для роторных переменных $\bar{Y}'_{r(q)} = \bar{Y}_{r(q)} e^{jqx}$, что соот-

ветствует приведению $\bar{Y}_{r(q)}$ по q -й пространственной гармонике к системе координат статора и преобразует соотношения (25)–(29) в уравнения с постоянными коэффициентами, не зависящими от угла x поворота ротора. Это позволяет представить структуру m -фазного АД как объекта управления в виде совокупности параллельных аналогичных подструктур, определенных для v -х пространственных гармонических. При этом подструктуру АД для $v = 1$, определяющую основной характер энергетических процессов в m -фазной машине, можно использовать для решения задач синтеза ЭП.

Важным этапом при практическом использовании разработанной модели является получение функций взаимоиндуктивностей фаз, на основе которых в соответствии с (6) определяют-

ся коэффициенты разложения в гармонический ряд $\beta(n)$. Данная задача достаточно удобно решается на основе метода интегральных уравнений, позволяющего определить индуктивные параметры в общем случае с учетом неравномерности воздушного зазора, связанной с зубчатостью статора и ротора, и реальной геометрии обмоток, в том числе стержней короткозамкнутого ротора.

В основе расчета индуктивных параметров методом интегральных уравнений лежит уравнение Фредгольма второго рода относительно поверхностной плотности тока $\sigma(q)$ на границе раздела ферромагнитной и неферромагнитной сред, формируемое с использованием векторного магнитного потенциала [6]

$$\sigma(q) + \frac{\lambda_q}{\pi} \oint_l \sigma(p) K_{pq} dl_p = -\frac{\lambda_q}{\pi} \int_s \delta(N) K_{Nq} dS_N. \quad (30)$$

Получаемые из системы линейных алгебраических уравнений, в которую трансформируется соотношение (30) при его численном решении на ЭВМ, значения вторичных токов $\sigma(q)$ используются для вычисления векторных магнитных потенциалов на сторонах витков фазных катушек. На их основе с применением теоремы Стокса определяются потокосцепления само- и взаимной индукции, а затем – соответствующие индуктивности. В качестве примера на рис.1 в относительных единицах (по отношению к максимальной взаимной индуктивности приведенной трехфазной машины) представлена рассчитанная по указанной методике кривая взаимной индуктивности фаз статора и ротора в функции угла поворота последнего для трехфазного АД

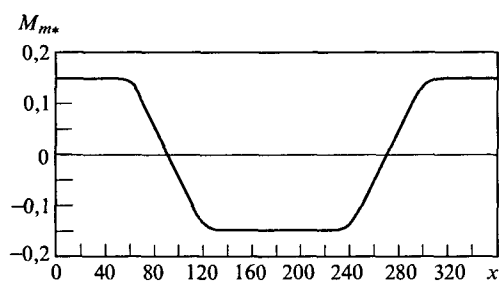


Рис.1.

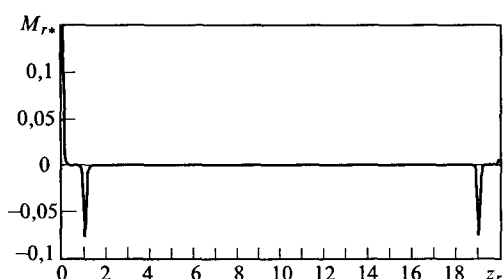


Рис.2.

(число пазов на полюс и фазу статорной обмотки $q = 6$, число стержней на роторе $z_p = 20$). На рис.2 приведена кривая взаимной индуктивности фаз ротора в функции сдвига между ними вдоль его окружности.

Выводы

1. Получена математическая модель m -фазного АД с F -фазным короткозамкнутым ротором с учетом несинусоидального характера распределения магнитной индукции в зазоре машины.

2. Разработанная модель повышает корректность результатов исследования энергетических и регулировочных характеристик АД при несинусоидальном питании, а также его виброакустических показателей.

3. Приведена методика определения индуктивных параметров m -фазного АД на основе метода интегральных уравнений.

Список литературы

1. Ковач К.П., Рац И. Переходные процессы в машинах переменного тока. М.-Л.: Госэнергоиздат, 1963.
2. Бабаев М.Б., Голубев А.Н., Королев А.Н. Особенности применения многофазных асинхронных двигателей в регулируемом приводе // Электричество. 1991. № 11. С. 57–61.
3. Бабаев М.Б., Голубев А.Н. Математическая модель и особенности расчета параметров схемы замещения многофазного АД с симметричной статорной обмоткой // Электротехника. 1992. № 6–7. С. 7–12.
4. Голубев А.Н. Математический аппарат приведенных спектральных векторов как основа описания электромагнитных процессов в многофазном асинхронном двигателе. Иваново, 1996. Деп. в ВИНТИ 22.11.95, № 1.
5. Голубев А.И., Лапин А.А. Математическая модель синхронного двигателя с многофазной статорной обмоткой // Электротехника. 1998. № 9. С. 8–13.
6. Лапин А.А., Голубев А.Н., Кадников С.Н. Расчет индуктивных параметров двигателей переменного тока // Состояние и перспективы развития электротехнологии: Тез. докл. Междунар. науч.-техн. конф. Иваново. 2001. С. 121.

Голубев Александр Николаевич — профессор кафедры теоретических основ электротехники и электротехнологии Ивановского государственного энергетического университета. В 1976 г. окончил электромеханический факультет Ивановского энергетического института. В 1994 г. защитил докторскую диссертацию по теме «Многофазный асинхронный регулируемый электропривод для высокودинамических систем подвижных установок».

Зыков Виктор Валерьевич — магистрант Ивановского государственного энергетического университета. В 2000 г. по окончании электромеханического факультета Ивановского государственного энергетического университета получил степень бакалавра техники и технологии.

Бесконтактный асинхронизированный вентильный двигатель с ортогональным управлением

СОНИН Ю.П., ГУЛЯЕВ И.В., АТАМАНКИН Д.В.

Представлен бесконтактный асинхронизированный вентильный двигатель с неизменным результирующим магнитным потоком в воздушном зазоре $\Psi_{\delta}(\Phi_{\delta}) = \text{const}$ и ортогональным управлением ($\Psi_{\delta} \perp \dot{I}$) как вариант обобщенного бесконтактного двигателя постоянного тока (ДПТ). Этот вариант может полностью удовлетворить требования тяжёлого пуска привода с максимально возможным пусковым моментом, сопровождающегося достаточным длительным режимом упора, а также минимизирующим токовую нагрузку двигателя.

Бесконтактный асинхронизированный вентильный двигатель (БАВД) является обобщенным бесконтактным двигателем постоянного тока (ДПТ) с неизменным результирующим магнитным потоком в воздушном зазоре машины $\Psi_\delta(\Phi_\delta) = \text{const}$ и ортогональным управлением, структурная схема которого приведена на рис.1 [1].

БАВД представляет собой последовательный каскад асинхронизированного вентильного двигателя (АВД) и возбудителя (В). Причем конст-

It is submitted a noncontacting asynchronous thyatron motor with constant resultant magnetic field in entrefer $\Psi_{\delta}(\Phi_{\delta}) = \text{const}$ and orthogonal management ($\dot{\Psi}_{\delta} \perp \dot{I}$), as variant of the generalized noncontacting direct-current (DC) motor. The specified variant can completely satisfy the requirements of heavy start-up of a drive with the greatest possible starting moment, accompanied with a long enough mode of an emphasis, and as minimizing current loading of the engine.

руктивно БАВД может быть выполнен в одно-корпусном или в совмещенном исполнении. Основные свойства и характеристики БАВД те же, что и у вентильного двигателя постоянного тока, но в отличие от последнего БАВД может не иметь ограничений по пусковому току и моменту в режиме упора, а также может обеспечить рекуперативное электрическое торможение до полной остановки привода и др. [1].

Структурная схема БАВД, приведенная на рис.1, содержит кроме последовательного каскада АВД и В, преобразователь частоты (ПЧ) якоря АВД с выходным инвертором тока (ИТ), управляемого от датчика фазы напряжения якоря, ПЧ₂ возбуждения в цепи статора В с выходным инвертором напряжения с широтно-импульсной модуляцией (АИН с ШИМ).

При общепринятых допущениях система векторных уравнений установившегося режима работы БАВД в синхронных координатах якоря (отн. ед.) при поддержании постоянства значений результирующего магнитного потока в воздушном зазоре АВД – $\Psi_{\delta} = \text{const}$:

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

$$\dot{U}_f = (r_f + jv_fx_f)\dot{I}_f + jv_fx_{fr}\dot{I}_r; \quad (2)$$

$$0 = [r_{r_\Sigma} + j s_0(x_{r_{\sigma_\pi}} + x_{r_B})]\dot{I}_r + j s_0 x_{fr} \dot{I}_f + j s_0 \dot{\Psi}_\delta; (3)$$

$$\dot{\Psi}_{\delta} = x_{gr}(\dot{I} + \dot{I}_r); \quad (4)$$

$$M_n = \operatorname{Re} j(\dot{\Psi}_\delta^* I); \quad (5)$$

$$M_B = \operatorname{Re} j(\dot{I}_f \dot{I}_r^*) k_p x_{fr}, \quad (6)$$

где \dot{U} , \dot{U}_f – результирующие комплексные функции напряжений обмоток статоров АД и В;

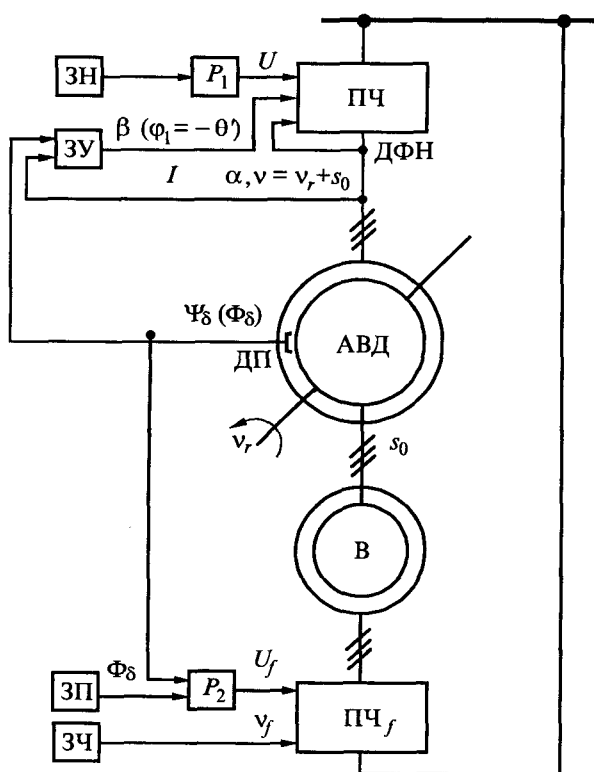


Рис.1. Структурная схема БАВД с ортогональным управлением

$$I_f = \frac{[r_{r\Sigma} \sin \alpha + s_0(x_{r\sigma} + x_{r_b}) \cos \alpha] I_r + s_0 \Psi_\delta \sin \Theta}{s_0 x_{fr} \cos \lambda}. \quad (14')$$

Фаза вектора тока статора B

$$\operatorname{tg} \lambda = \frac{[-r_{r\Sigma} \cos \alpha + s_0(x_{r\sigma} + x_{r_b}) \sin \alpha] I_r + s_0 \Psi_\delta \cos \Theta}{[r_{r\Sigma} \sin \alpha + s_0(x_{r\sigma} + x_{r_b}) \cos \alpha] I_r + s_0 \Psi_\delta \sin \Theta}. \quad (15)$$

Используя результаты предыдущих выкладок и рис.2, определим вектор напряжения статора B из (2)

$$\begin{aligned} \dot{U}_f &= -U_f \cos \delta + j U_f \sin \delta = (r_f \cos \lambda - \\ &- v_f x_f \sin \lambda) I_f + v_f x_{fr} I_r \sin \alpha + j [-(r_f \sin \lambda - \\ &- v_f x_f \cos \lambda) I_f + v_f x_{fr} I_r \cos \alpha]. \end{aligned}$$

Отсюда два выражения модуля вектора напряжения \dot{U}_f и его фазы δ :

$$U_f = \frac{(r_f \sin \lambda + v_f x_f \cos \lambda) I_f - v_f x_{fr} I_r \cos \alpha}{\sin \delta}; \quad (16)$$

$$U_f = \frac{-(r_f \cos \lambda - v_f x_f \sin \lambda) I_f - v_f x_{fr} I_r \sin \alpha}{\cos \delta} \quad (16')$$

и

$$\operatorname{tg} \delta = \frac{-(r_f \sin \lambda + v_f x_f \cos \lambda) I_f + v_f x_{fr} I_r \cos \alpha}{(r_f \cos \lambda - v_f x_f \sin \lambda) I_f + v_f x_{fr} I_r \sin \alpha}. \quad (17)$$

Согласно (6) электромагнитный момент

$$M_B = \operatorname{Re} j (\dot{I}_f \dot{I}_r^*) k_p x_{fr}.$$

После подстановки тригонометрических выражений векторов токов \dot{I}_f и \dot{I}_r получим:

$$M_B = k_p x_{fr} I_f I_r \sin(\lambda - \alpha); \quad M_B = k_p \left(M_d - \frac{r_{r\Sigma}}{s_0} I_r^2 \right), \quad (18)$$

где $\frac{k_p r_{r\Sigma}}{s_0} I_r^2$ – асинхронный тормозной момент B .

Механическая мощность на валу БАВД:

$$P_2 = P_{\text{мех}} = v_{rd} (M_d + M_B), \quad (19)$$

где $v_{rd} = v - s_0$ – относительная частота вращения ротора двигателя.

После подстановки в (19) выражения суммарного электромагнитного момента возбуждателя M_B (18) получим окончательное выражение механической мощности БАВД:

$$P_{\text{мех}} = v_{rd} \left[(1 + k_p) M_d - \frac{k_p r_{r\Sigma}}{s_0} I_r^2 \right]. \quad (20)$$

Согласно векторной диаграмме БАВД (рис.2) активная мощность якоря АВД

$$P = U I \cos \Theta', \quad (21)$$

а активная мощность статора B

$$P = U_f I_f \cos \varphi_f = -U_f I_f \cos(\lambda + \delta). \quad (22)$$

Суммарные КПД и $\cos \varphi_\Sigma$ АВД:

$$\eta_\Sigma = \frac{P_2}{P \pm P_f}; \quad (23)$$

$$\cos \varphi_\Sigma = \frac{P \pm P_f}{S + S_f}, \quad (24)$$

где S и S_f – полные мощности обмоток якоря АВД и статора B .

В соответствии с полученными выражениями рассчитаны рабочие и угловые характеристики БАВД с $\Psi_\delta(\Phi_\delta) = \text{const}$ и $\dot{\Psi}_\delta \perp \dot{I}$, реализованного на базе последовательного каскада асинхронных двигателей 4АНК355М8У3 – АВД и 4АНК200М4У3 – В (с перемоткой на число пар полюсов $p_b = 1$), представленные на рис.3, 4.

Из рис.3, 4 следует, что с ростом нагрузки на валу БАВД частота вращения изменяется мало,

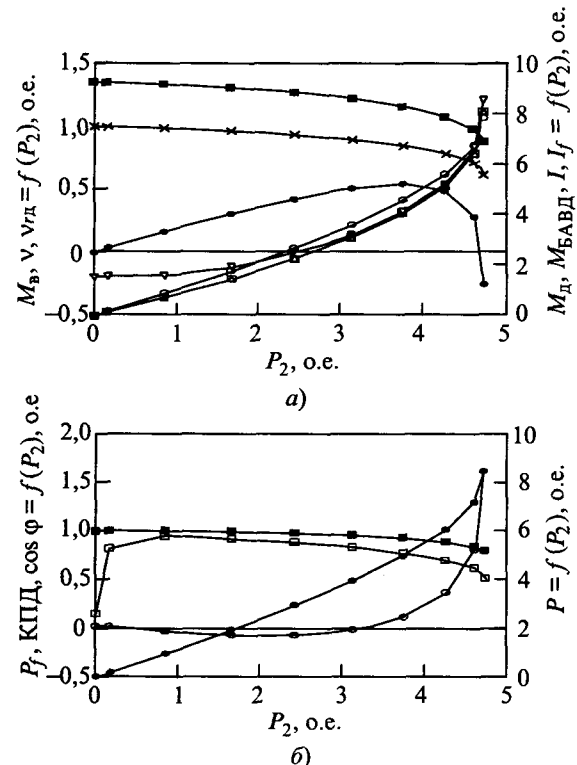


Рис.3. Рабочие характеристики БАВД с ортогональным управлением:

а – \square – M_d ; \bullet – M_B ; \circ – $M_{\text{БАВД}}$; \blacksquare – v ; \times – v_{rd} ; \triangle – I ; ∇ – I_f ; б – \square – КПД; \bullet – P ; \circ – P_f ; \blacksquare – $\cos \varphi$

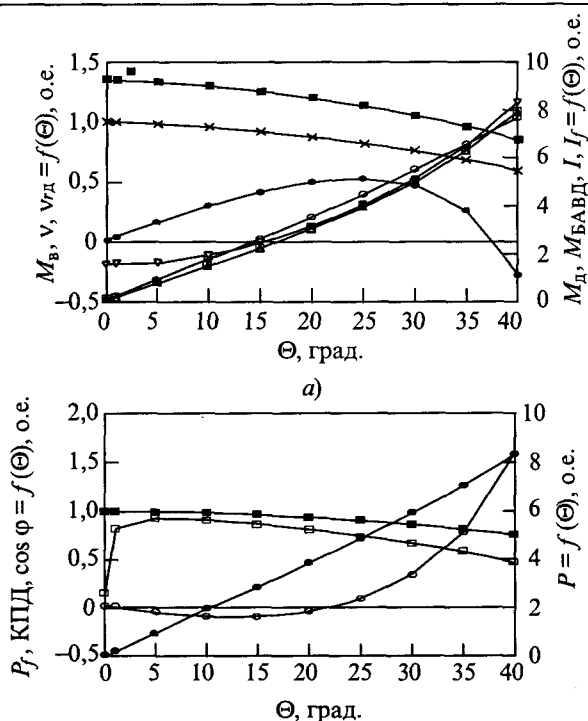


Рис.4. Угловые характеристики БАВД с ортогональным управлением:

а — \square — M_d ; \bullet — M_v ; \circ — $M_{\text{БАВД}}$; \blacksquare — v ;
 \times — v_d ; \triangle — I ; ∇ — I_f ;
 б — \square — КПД; \bullet — P ; \circ — P_f ; \blacksquare — $\cos \varphi$

аналогично двигателю постоянного тока с независимым возбуждением.

Номинальный режим работы БАВД имеет место при угле нагрузки $\theta_n \approx 5,87^\circ$ с суммарным $\eta_n = 0,935$ и $\cos \varphi_n = 0,994$. При этом момент В соответствует значению $M_v = 0,187$, что составляет 22,47% момента АД, имеющего $M_d = 0,832$.

Максимальная перегрузочная способность БАВД с ортогональным управлением по моменту достигает $M_{\max} = 7,749$ при кратности тока якоря АД, тока возбуждения и тока ротора соответственно 8,01, 8,44 и 8,02.

Активная мощность возбудителя отрицательна в значительном интервале углов нагрузки, что соответствует транзиту активной мощнос-

ти из цепи якоря АД в статорную цепь возбудителя.

Выводы

1. БАВД с ортогональным управлением имеет жёсткие скоростные характеристики и высокую перегрузочную способность.

2. Возбудитель в рабочих режимах работы электропривода с БАВД является не только источником реактивной мощности для АД, но и сам создаёт свой собственный вращающий момент.

3. БАВД с ортогональным управлением обладает высокими энергетическими характеристиками, что оправдывает целесообразность его использования в мощном электроприводе.

Список литературы

1. Сонин Ю.П., Юшков С.А., Прусаков Ю.И. Бесконтактный асинхронизированный вентильный двигатель // Электричество. 1989. № 11. С. 41–46.
2. Сонин Ю.П., Гуляев И.В. Асинхронизированные вентильные двигатели. Саранск: изд-во Мордовского университета, 1998.
3. Сонин Ю.П., Гуляев И.В., Байнев В.Ф. Математическая модель БАВД в установившихся режимах работы // Вест. Морд. университета. 1993. № 4. С. 53–56.

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

Гуляев Игорь Васильевич – доцент кафедры автоматики факультета электронной техники Мордовского государственного университета им. Н.П. Огарева, декан факультета электронной техники Мордовского государственного университета им. Н.П. Огарева. Окончил факультет электроники и автоматики Мордовского государственного университета им. Н.П. Огарева в 1977 г. Защитил кандидатскую диссертацию по теме "Асинхронизированный вентильный двигатель" в 1984 г. в ЛПИ им. М.И. Калинина.

Атаманкин Дмитрий Владимирович – аспирант кафедры промышленной электроники Мордовского государственного университета им. Н.П. Огарева, инженер ОАО "Мордовэнерго", Саранская ТЭЦ-2. Окончил факультет электронной техники Мордовского государственного университета им. Н.П. Огарева в 2000 г.

Уравнения вентильного индукторно-реактивного двигателя при одиночной коммутации фаз

ГОЛЛАНДЦЕВ Ю.А.

Рассматриваются дифференциальные уравнения вентильного индукторно-реактивного двигателя в естественных координатах при одиночной коммутации фаз. Предлагается метод записи однополярных дискретных фазных напряжений с помощью коммутационной функции. Решение полученной системы уравнений в пакете Matlab подтверждает правомерность введенных допущений и корректность выполненных преобразований.

Электромагнитные и электромеханические переходные и установившиеся процессы в вентильных индукторно-реактивных двигателях (ВИРД) описываются нелинейными дифференциальными уравнениями. Структура уравнений определяется числом фаз двигателя, режимом работы вентильного коммутатора, под которым понимаем либо одиночную, либо парную коммутацию фаз. Индуктивности обмоток зависят от текущего положения ротора и значения тока, протекающего в обмотке. Фазные напряжения формируются в функции текущего положения ротора и имеют форму несимметричных однополярных импульсов, длительность которых определяется числом фаз двигателя и режимом работы вентильного коммутатора. Нелинейность дифференциальных уравнений ВИРД определяется произведением искомых функций и тригонометрической зависимостью коэффициентов уравнений от угла поворота ротора [1, 2].

Вид коэффициентов уравнений ВИРД и количество переменных зависит от выбранной системы координат, в которой осуществляется запись уравнений. Основой для записи уравнений является естественная система координат $[a, b, c, \dots, m]$, в которой используются напряжения и токи реальных обмоток. В общем случае любое линейное преобразование координат исходной системы уравнений не позволяет уменьшить число независимых переменных и число внешних воздействий. В удачно выбранной искусственной системе координат можно изменить структуру исходных уравнений и устранить периодическую зависимость коэффициентов уравнений от угла поворота ротора, но при этом должны выполняться условия: циклической симметрии связей между фазами и напряжениями, приложенными к обмоткам. К сожалению, данные условия в ВИРД при одиночной коммутации фаз не выполняются.

Рассмотрим обобщенную структурную схему ВИРД, которая приведена на рис.1 и

отражает принципиальные особенности построения и существующие внутренние связи для данного класса двигателя. Основу ВИРД составляет m -фазная синхронная (шаговая) машина с пассивным ротором, у которой соотношение между зубцами статора Z_1 и ротора Z_2 определяется канонической зависимостью: $Z_1 = Z_2 \pm 2k$, где $k = 1, 2, 3$ – натуральный ряд чисел [3]. Вентильный коммутатор содержит m модулей, каждый из которых может быть выполнен по схеме асимметричного моста или нулевой схеме, обеспечивающих формирование однополярных дискретных фазных напряжений.

Датчик угла измеряет текущее положение ротора. Форма сигнала зависит от принципа измерения. Поступающий в систему управления сигнал преобразуется в дискретную коммутационную функцию, которая обеспечивает требуемый алгоритм переключения и необходимую длительность открытого состояния транзисторов вентильного коммутатора. Питание вентильного коммутатора осуществляется от источника напряжения постоянного тока.

При составлении уравнений ВИРД используются следующие допущения:

- магнитная система двигателя является симметричной и линейной, насыщение учитывается использованием в уравнениях ВИРД насыщенных значений параметров индуктивности фаз обмотки;
- питание вентильного коммутатора осуще-

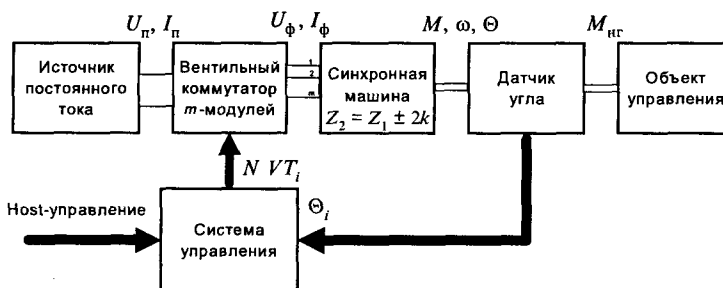


Рис.1. Обобщенная структурная схема ВИРД

ствляется от источника напряжения, который обладает двухсторонней проводимостью, при этом обеспечивается необходимый обмен реактивной энергией между обмотками ВИРД и источником питания постоянного тока, который зашунтирован конденсатором большой емкости;

– параметры вентильного коммутатора и источника питания приводятся к соответствующим параметрам фаз двигателя; транзисторы считаются идеальными ключами; датчик положения ротора и система управления являются безынерционными звеньями и обеспечивают симметричность формируемых напряжений, приложенных к фазам обмотки двигателя.

Математическое описание процессов в ВИРД можно представить в виде трех подсистем уравнений, каждая из которых описывает поведение определенной составной части ВИРД: уравнения идеального вентильного коммутатора, уравнения электромашинной части двигателя, уравнение равновесия моментов на валу двигателя.

Численное решение нелинейных дифференциальных уравнений возможно при известных параметрах двигателя. Для получения обобщенных зависимостей и графиков целесообразно использовать относительные единицы для записи параметров.

Уравнения идеального вентильного коммутатора описывают преобразование текущего угла поворота ротора в дискретную коммутационную функцию и формируют однополярные импульсные напряжения, приложенные к фазным обмоткам статора. Аналитически записать фазные напряжения можно с помощью коммутационной функции, учитывающей дискретность переключения транзисторов коммутатора. Коммутационная функция ротора

$$\gamma_p = E \left[\frac{\Theta_i + \Theta_{см} + \beta}{\alpha_{SRM}} \right], \quad (1)$$

где Θ_i – текущий угол поворота ротора, $\Theta_{см}$ – начальное угловое смещение, обеспечивающее совпадение оси фазы А обмотки статора по отношению к оси зубца ротора; β – регулируемый угол опережения включения транзисторов вентильного коммутатора; α_{SRM} – шаг ВИРД.

Принципиальное угловое смещение на 90° , обеспечивающее опережающее переключение фаз обмотки статора по отношению к текущему положению ротора, учитывается в коммутационной функции вентильного коммутатора.

Коммутационная функция ротора γ_p представляет собой неограниченный натуральный ряд чисел. Для ограничения численных значений

коммутационную функцию можно нормировать в пределах одного электрического оборота с помощью R -функции, определяющей целочисленный остаток от деления:

$$\gamma_{эл} = R[\gamma_p / m]; \quad \gamma_{эл} = 0, 1, 2, \dots, (m-1), 0, 1, 2, \dots \quad (2)$$

Введение коммутационной функции, имеющей целочисленное значение, позволяет не только аналитически записать дискретные напряжения вентильного коммутатора, но и получить простой алгоритм переключения транзисторов вентильного коммутатора при микропроцессорной реализации системы управления ВИРД.

Аналитически записать в общем случае формируемые фазные напряжения ВИРД не представляется возможным. В частных случаях при ограниченном числе фаз (трех или четырех) и одиночной или парной коммутации обмоток двигателя возможно простое математическое описание с помощью ограниченного набора элементарных функций с использованием введенной коммутационной функции. Рассмотрим особенности записи уравнений напряжений вентильного коммутатора U_k и их преобразования для четырехфазного двигателя [2].

Система управления четырехфазным ВИРД при реализации режима одиночной коммутации

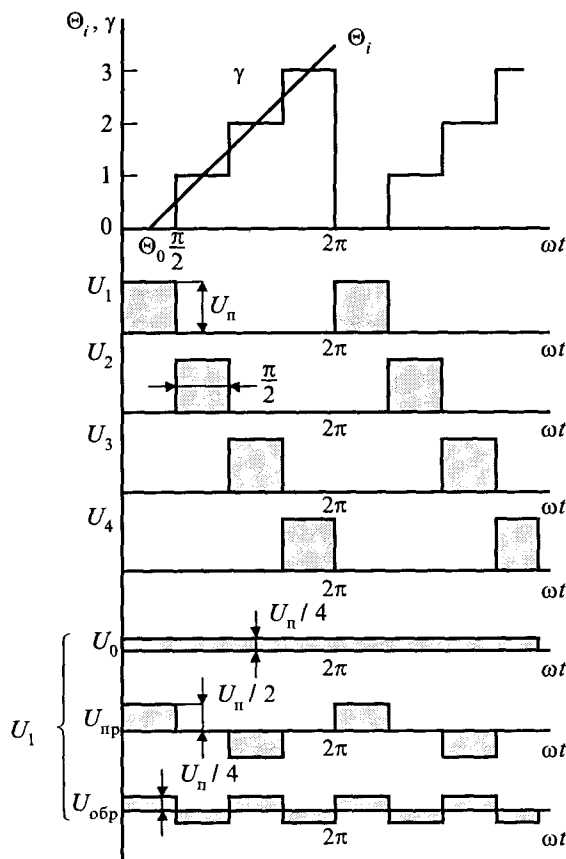


Рис.2. Формирование фазных напряжений при одиночной коммутации

фаз формирует однополярные фазные напряжения, форма которых приведена на рис.2. Длительность открытого состояния транзисторов коммутатора составляет: $\lambda_{\min} = 2\pi/m = \pi/2$. Нормированные значения коммутационной функции принимают четыре значения: $\gamma_{\text{эл}} = 0, 1, 2, 3, 0, 1, 2, \dots$. Фазное напряжение записывается в виде трех составляющих: постоянного напряжения U_0 , прямой последовательности $U_{\text{пр}}$ и обратной последовательности $U_{\text{обр}}$:

$$U_k = U_0 + U_{\text{пр}} + U_{\text{обр}} = \frac{U_{\text{п}}}{4} + \frac{U_{\text{п}}}{2} \times \cos\left[\frac{\pi}{2}(\gamma - (k-1))\right] + \frac{U_{\text{п}}}{4} \cos[\pi(\gamma - (k-1))], \quad (3)$$

где $U_{\text{п}}$ – напряжение питания вентильного коммутатора; $k = 1, 2, 3, 4$ – порядковый номер фазы обмотки статора.

Выбор данных базисных функций разложения фазных напряжений не является случайным. Каждая составляющая исходного напряжения имеет определенный физический смысл. Первый член уравнения (3), являющийся постоянной составляющей, может трактоваться как эквивалентное напряжение возбуждения, которое постоянно по значению и не зависит от текущего положения ротора; соответствует среднему значению фазного напряжения. Вектор эквивалентного напряжения возбуждения вращается синхронно с ротором.

Вторая составляющая (прямая последовательность) – это переменное прямоугольное напряжение, частота вращения которого соответствует частоте вращения поля статора. Третья составляющая вращается с двойной частотой, которую условно назовем обратной составляющей. Обратная составляющая существует, когда длительность открытого состояния транзисторов меньше π . Средние значения второй и третьей составляющих за период равны нулю.

Токи, протекающие под действием напряжений, вычисленных по формуле (3), не создают электромагнитного момента. Для обеспечения вентильного режима работы необходима опережающая подача напряжения на соответствующую фазу двигателя. В ВИРД направления частот вращения поля статора и ротора зависят от соотношения зубцов статора (Z_1) и ротора (Z_2). Направление вращения поля статора определяется порядком переключения фаз обмотки: прямая последовательность – "1-2-3-4-1", обратная – "1-4-3-2-1". Направления вращения поля стато-

ра и ротора совпадают, если $Z_2 > Z_1$. При обратном соотношении зубцов статора и ротора поля статора и ротора вращаются в противоположных направлениях. Данное условие учитывается в вычислении коммутационной функции вентильного коммутатора:

$$\begin{aligned} \text{если } Z_1 > Z_2, \text{ то } \gamma &= \gamma_{\text{эл}} \pm 1; \\ \text{если } Z_1 < Z_2, \text{ то } \gamma &= \gamma_{\text{эл}} \mp 1. \end{aligned} \quad (4)$$

Смещение коммутационной функции на ± 1 соответствует необходимому сдвигу оси датчика положения ротора при установке в сторону опережения на 90° четырехфазного ВИРД. Для частного случая, когда $\gamma = \gamma_{\text{эл}} + 1$ фазные напряжения ВИРД в матричной форме, после необходимых преобразований, имеют вид:

$$U_e = \begin{bmatrix} U_1 \\ U_2 \\ U_3 \\ U_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{U_{\text{п}}}{4} - \frac{U_{\text{п}}}{2} \sin\left(\frac{\pi}{2}\gamma\right) - \frac{U_{\text{п}}}{4} \cos(\pi\gamma) \\ \frac{U_{\text{п}}}{4} + \frac{U_{\text{п}}}{2} \cos\left(\frac{\pi}{2}\gamma\right) + \frac{U_{\text{п}}}{4} \cos(\pi\gamma) \\ \frac{U_{\text{п}}}{4} + \frac{U_{\text{п}}}{2} \sin\left(\frac{\pi}{2}\gamma\right) - \frac{U_{\text{п}}}{4} \cos(\pi\gamma) \\ \frac{U_{\text{п}}}{4} - \frac{U_{\text{п}}}{2} \cos\left(\frac{\pi}{2}\gamma\right) + \frac{U_{\text{п}}}{4} \cos(\pi\gamma) \end{bmatrix}. \quad (5)$$

Уравнения электромашиной части ВИРД в матричной форме составим в естественной системе координат $[a, b, c, \dots, m]$, связанной с реальными обмотками m -фазного двигателя. Число уравнений определяется количеством фаз. При одиночной коммутации считаем, что взаимодействия магнитных потоков между фазами (включаемой и выключаемой) не происходит. Индекс "е" используем для обозначения матриц, элементы которых записаны в естественной системе координат.

Уравнения равновесия напряжений и ЭДС двигателя в естественной системе координат запишем по второму закону Кирхгофа [4]:

$$U_e = \frac{d\Psi_e}{dt} + R_e I_e. \quad (6)$$

Матрицы напряжений U_e , потокосцеплений Ψ_e , токов I_e являются столбцовыми, количество элементов которых определяется числом фаз обмотки статора. Матрица сопротивлений R_e является диагональной, численные значения активных сопротивлений фаз равны между собой:

$$U_e = \begin{bmatrix} U_1 \\ U_2 \\ \dots \\ U_m \end{bmatrix}, \quad \Psi_e = \begin{bmatrix} \Psi_1 \\ \Psi_2 \\ \dots \\ \Psi_m \end{bmatrix}, \quad I_e = \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ \dots \\ i_m \end{bmatrix}, \quad R_e = \begin{bmatrix} R_1 & & \\ & R_2 & \\ & & \dots \\ & & & R_m \end{bmatrix}. \quad (7)$$

Потокосцепления вводятся в качестве дополнительных переменных, устанавливающих необходимую связь между токами и собственными и взаимными индуктивностями обмоток двигателя:

$$\Psi_e = L_e I_e. \quad (8)$$

Подставим уравнение потокосцеплений в исходное уравнение равновесия напряжений, выполним необходимое дифференцирование по времени, при этом введем промежуточную переменную – угол поворота ротора Θ , учитывая зависимость индуктивностей от угла поворота:

$$U_e = L_e \frac{dI_e}{dt} + \frac{d\Theta}{dt} \frac{dL_e}{d\Theta} I_e + R_e I_e. \quad (9)$$

Производная угла поворота ротора по времени является мгновенной частотой вращения ротора ω . Полученное уравнение содержит матрицу индуктивностей и ее производную, которые полностью определяют структуру уравнений ВИРД.

Система дифференциальных уравнений ВИРД (9) является нелинейной. Нелинейность существует в виде произведений искомых функций тока, частоты вращения и угла поворота. Последняя функция в уравнениях представлена тригонометрическими зависимостями. Для численного интегрирования нелинейной системы дифференциальных уравнений необходимо исходную систему уравнений привести к форме Коши, т.е. разрешить относительно производных токов. Приведение к форме Коши осуществляется умножением матричного уравнения (9) на обратную матрицу L_e^{-1} . После простых преобразований имеем:

$$\frac{dI_e}{dt} = L_e^{-1} U_e - \omega L_e^{-1} \frac{dL_e}{d\Theta} I_e + L_e^{-1} R_e I_e. \quad (10)$$

Определим матрицы и элементы матриц в уравнении (10), которые зависят от режима работы вентильного коммутатора двигателя. Магнитная проводимость воздушного зазора при двойной зубчатости статора и ротора является периодической функцией угла поворота ротора, которая может быть представлена рядом Фурье. При рассмотрении процессов в ВИРД с позиции теории цепей можно воспользоваться допущением, которое используется в большинстве реальных приложений при анализе электрических машин, когда учитываются только первые два члена разложения, пренебрегая всеми остальными членами этого ряда. Базовые параметры разложения Λ_0 и Λ_m вычисляются через проводимости Λ_d и Λ_q , которые соответствуют двум фиксированным взаимным положениям осей статора

и ротора "d" и "q". В согласованном положении, когда оси зубцов статора и ротора совпадают, определяют проводимость Λ_d . Проводимость Λ_q соответствует рассогласованному положению, когда совпадают оси зубца статора и паза ротора. Введение индекса "m" для обозначения разности проводимостей вместо принятого термина Λ_l связано с тем, что численные индексы в данной работе используются для наименования порядкового номера проводимости соответствующей фазы ВИРД. Кроме того, необходимо напомнить, что момент в двигателе определяется разностью проводимостей по ортогональным осям. Магнитная проводимость при возбуждении одной фазы записывается в виде:

$$\Lambda_k \approx \Lambda_0 + \Lambda_m \cos[Z_2 \Theta - \frac{2\pi}{m}(k-1)]; \quad L_k = w^2 \Lambda_k, \quad (11)$$

где $\Lambda_0 = (\Lambda_d + \Lambda_q)/2$; $\Lambda_m = (\Lambda_d - \Lambda_q)/2$;

$\Theta_{эл} = Z_2 \Theta_i$ – приведенный угол поворота ротора Θ_i ; Z_2 – число зубцов ротора; $\alpha_k = 2\pi(k-1)/m$ – угловой сдвиг между фазами двигателя; $k = 1, 2, \dots, m$ – порядковый номер фазной обмотки; w – число витков фазной обмотки.

При одиночной коммутации, когда к источнику питания в любой момент времени подключена только одна фаза, матрица индуктивности является диагональной, существуют только собственные индуктивности фаз и отсутствуют взаимные индуктивности. Собственные индуктивности четырехфазного двигателя в матричной форме записи имеют вид:

$$L_e = \begin{vmatrix} L_0 + L_m \times & & & \\ \times \cos Z_2 \Theta & L_0 + L_m \times & & \\ & \times \sin Z_2 \Theta & L_0 - L_m \times & \\ & & \times \cos Z_2 \Theta & L_0 - L_m \times \\ & & & \times \sin Z_2 \Theta \end{vmatrix}. \quad (12)$$

Производная матрицы индуктивности ВИРД по углу поворота ротора равна:

$$\frac{dL_e}{d\Theta} = Z_2 \begin{vmatrix} -L_m \times & & & \\ \times \sin[Z_2 \Theta] & L_m \times & & \\ & \times \cos[Z_2 \Theta] & L_m \times & \\ & & \times \sin[Z_2 \Theta] & -L_m \times \\ & & & \times \cos[Z_2 \Theta] \end{vmatrix}. \quad (13)$$

Обратная матрица L_e^{-1} является диагональной, каждый элемент которой получается делением единицы на соответствующий элемент исходной матрицы индуктивности (12). Вычислим произведения матриц параметров, входящих в уравнение (10). Введем промежуточное обозначение произведений матриц:

$$A = L_e^{-1}; \quad B = L_e^{-1} \frac{dL_e}{d\Theta}; \quad C = L_e^{-1} R_e.$$

Диагональные элементы указанных матриц распишем в виде:

$$a_{11} = \frac{1}{L_0 + L_m \cos(Z_2\Theta)}; \quad a_{22} = \frac{1}{L_0 + L_m \sin(Z_2\Theta)};$$

$$a_{33} = \frac{1}{L_0 - L_m \cos(Z_2\Theta)}; \quad a_{44} = \frac{1}{L_0 - L_m \sin(Z_2\Theta)}; \quad (14)$$

$$b_{11} = \frac{-L_m \sin(Z_2\Theta)}{L_0 + L_m \cos(Z_2\Theta)}; \quad b_{22} = \frac{L_m \cos(Z_2\Theta)}{L_0 + L_m \sin(Z_2\Theta)};$$

$$b_{33} = \frac{L_m \sin(Z_2\Theta)}{L_0 - L_m \cos(Z_2\Theta)}; \quad b_{44} = \frac{-L_m \cos(Z_2\Theta)}{L_0 - L_m \sin(Z_2\Theta)}; \quad (15)$$

$$c_{11} = \frac{R_1}{L_0 + L_m \cos(Z_2\Theta)}; \quad c_{22} = \frac{R_2}{L_0 + L_m \sin(Z_2\Theta)};$$

$$c_{33} = \frac{R_3}{L_0 - L_m \cos(Z_2\Theta)}; \quad c_{44} = \frac{R_4}{L_0 - L_m \sin(Z_2\Theta)}. \quad (16)$$

Для вычисления частоты вращения и угла поворота ротора ВИРД необходимо располагать уравнением момента, которое получим как частную производную магнитной энергии по углу поворота ротора. Полная магнитная энергия W_m , запасенная m -фазной обмоткой статора ВИРД, записывается в виде:

$$W_m = \frac{1}{2} \sum_{k=1}^m (\Psi_k i_k) = \frac{1}{2} (\Psi_1 i_1 + \dots + \Psi_k i_k + \dots + \Psi_m i_m).$$

Для формализации преобразования уравнений ВИРД исходное выражение магнитной энергии представим как произведение двух матриц: матрицы потокосцеплений Ψ_e и матрицы токов I_e . Первая матрица должна быть транспонированной, которую обозначим индексом "t". Данную матрицу запишем через транспонированные матрицы токов I_e^t и индуктивности L_e^t :

$$W_m = \frac{1}{2} \Psi_e^t I_e = \frac{1}{2} I_e^t L_e^t I_e, \quad (17)$$

где $\Psi_e^t = [\Psi_1, \dots, \Psi_k, \dots, \Psi_m]$; $I_e^t = [i_1, \dots, i_k, \dots, i_m]$.

Матрица индуктивностей ВИРД является симметричной, для которой исходная и транспонированная матрицы идентичны. Данное условие выполняется и для производных указанных матриц.

Электромагнитный момент в теории цепей можно определить как частную производную магнитной энергии по углу поворота ротора, причем дифференцирование выполняется при допущении постоянства фазных токов двигателя. Не вдаваясь в подробное обоснование этого утверждения [4], обратимся к электромеханическим аналогиям. Согласно принятой системе электромеханических аналогий магнитная энергия трактуется как кинетическая. Проекция механической силы на любую ось системы координат есть частная производная кинетической энергии по этой координате. В ВИРД в качестве обобщенных координат используются фазные токи и одна механическая координата – угол поворота. Обобщенная сила (электромагнитный момент для вращательных степеней свободы) есть частная производная магнитной энергии по углу поворота ротора при фиксированных остальных обобщенных координатах. Электромагнитный момент записывается в виде:

$$M_e = \frac{dW_m}{d\Theta} = \frac{1}{2} I_e^t \frac{dL_e^t}{d\Theta} I_e. \quad (18)$$

Выполнив умножение матриц, входящих в формулу (18), получаем уравнение электромагнитного момента четырехфазного ВИРД при одиночной коммутации фаз:

$$M_e = -\frac{Z_2 L_m}{2} [(i_1^2 - i_3^2) \sin(Z_2\Theta) - (i_2^2 - i_4^2) \cos(Z_2\Theta)]. \quad (19)$$

Уравнение равновесия моментов на валу двигателя и уравнение для определения текущего угла поворота ротора записываются в виде:

$$J_\Sigma \frac{d\omega}{dt} = M_e - M_{нг}; \quad \frac{d\Theta}{dt} = \omega, \quad (20)$$

где J_Σ – суммарный момент инерции на валу двигателя; $M_{нг}$ – момент нагрузки.

Полученные уравнения являются основой для построения математической модели ВИРД. Постоянными параметрами, необходимыми для получения решения, являются число фаз, число зубцов ротора, шаг ВИРД, сопротивление фазы, насыщенные значения индуктивностей по продольной и поперечной осям, суммарный момент инерции на валу двигателя. Внешнее возмущение имитируется функцией момента нагрузки. Основное регулирование момента, и соответственно, частоты вращения осуществляется двухканальным способом. Модуль момента регулируется изменением среднего значения напряжения питания U_n . Знак момента определяется порядком следования фаз, который можно задать условным признаком DIR, принимающим

только два целочисленных значения. При $DIR = 0$ имеет место левое направление вращения, а при $DIR = 1$ – правое направление вращения. Кодировка условная. Дополнительное регулирование момента возможно изменением угла β в пределах межкоммутационного интервала. Кроме того, необходимо задать начальные значения интегрируемых функций: токов, частоты вращения и угла поворота; пределы и шаг интегрирования. Математическое описание процессов в ВИРД распишем в виде отдельных блоков:

коммутационная функция:

$$\gamma_p = E \left[\frac{\theta + \theta_{cm} + \beta}{\alpha_{SRM}} \right]; \quad \gamma_{эл} = R[\gamma_p/m], \text{ если}$$

$DIR = 1$, то $\gamma = \gamma_{эл} + 1$, иначе $\gamma = \gamma_{эл} - 1$;
вентильный коммутатор:

$$U_1 = \frac{U_n}{4} + \frac{U_n}{2} \cos \left[\frac{\pi}{2} \gamma \right] + \frac{U_n}{4} \cos [\pi \gamma];$$

$$U_2 = \frac{U_n}{4} + \frac{U_n}{2} \sin \left[\frac{\pi}{2} \gamma \right] - \frac{U_n}{4} \cos [\pi \gamma];$$

$$U_3 = \frac{U_n}{4} - \frac{U_n}{2} \cos \left[\frac{\pi}{2} \gamma \right] + \frac{U_n}{4} \cos [\pi \gamma];$$

$$U_4 = \frac{U_n}{4} - \frac{U_n}{2} \sin \left[\frac{\pi}{2} \gamma \right] - \frac{U_n}{4} \cos [\pi \gamma];$$

фазные токи:

$$\frac{di_1}{dt} = \frac{1}{L_0 + L_m \cos(z_2 \theta)} [U_1 + z_2 \omega L_m \sin(z_2 \theta) i_2 - R_1 i_1];$$

$$\frac{di_2}{dt} = \frac{1}{L_0 + L_m \sin(z_2 \theta)} [U_2 - z_2 \omega L_m \cos(z_2 \theta) i_2 - R_2 i_2];$$

$$\frac{di_3}{dt} = \frac{1}{L_0 - L_m \cos(z_2 \theta)} [U_3 - z_2 \omega L_m \sin(z_2 \theta) i_3 - R_3 i_3];$$

$$\frac{di_4}{dt} = \frac{1}{L_0 - L_m \sin(z_2 \theta)} [U_4 + z_2 \omega L_m \cos(z_2 \theta) i_4 - R_4 i_4];$$

электромагнитный момент:

$$M = -\frac{z_2}{2} L_m [(i_1^2 - i_3^2) \sin(z_2 \theta) - (i_2^2 - i_4^2) \cos(z_2 \theta)];$$

частота вращения и угол поворота:

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{1}{J_\Sigma} (M - M_{нг}); \quad \frac{d\theta}{dt} = \omega.$$

Численное решение системы алгебраических и дифференциальных уравнений возможно с помощью существующих программных средств: MatLab, Maple, SWS, Mathcad, Mathematica, Derive и др. Наиболее доступна и проста в эксплуатации расширенная версия MatLab5.x, в со-

став которой входит пакет Simulink, являющийся ядром интерактивного программного комплекса, предназначенного для математического моделирования линейных и нелинейных динамических систем, представленных своей функциональной блок-схемой. В пакете реализуется подход блочного программирования. Это означает, что моделируемая динамическая система представляется в виде структурной схемы, блоки которой выбираются из библиотеки типовых блоков. Данная библиотека является частью пакета, но может быть модифицирована или дополнена пользователем.

Составленное математическое описание ВИРД используется для построения модели в пакете программ Mathlab. Основу модели ВИРД составляют блок-схемы: вентильного коммутатора, вычислителя тока фазы, формирователя момента, интегратора частоты вращения. Объединение всех решающих блоков в систему осуществляется в соответствии с блок-схемой, приведенной на рис.3.

На рис.4 приведены результаты моделирования прямого пуска четырехфазного ВИРД при одиночной коммутации фаз при постоянном моменте нагрузки. На рис.4 использованы следующие обозначения: U_ϕ – фазное напряжение; ω – частота вращения; I_π – потребляемый ток от источника; I_ϕ – фазный ток; M – момент нагрузки. Представленные данные подтверждают правомерность принятых допущений и адекватность предложенного математического описания процессов в ВИРД.

Достоверность полученных результатов определяется в основном двумя факторами. Погрешностью воспроизведения тригонометрических функций в коэффициентах дифференциальных уравнений, что определяет целесообразность записи уравнений ВИРД во вращающейся системе координат, связанной с ротором. Необходимо заметить, для ВИРД ни одна искусственная система координат не позволяет устранить зависимость всех коэффициентов от тригонометрических функций угла поворота.

Второй причиной погрешности результатов моделирования является используемый метод вычисления реактивного тока в обмотке. В данном случае используется допущение о двухсторонней проводимости источника питания, что справедливо для нулевой схемы вентильного коммутатора: запасенная в обмотке энергия рассеивается на активном сопротивлении. Для ВИРД, вентильный коммутатор которого выполнен по схеме асимметричного моста, для вы-

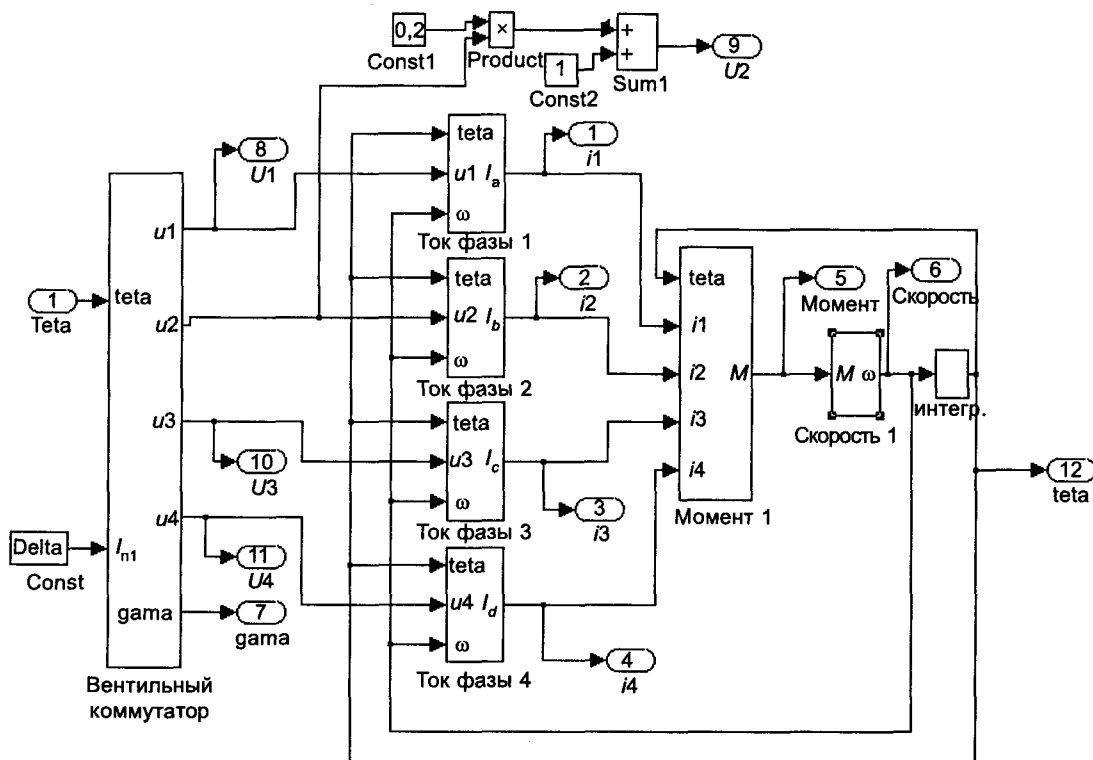


Рис.3. Объединяющая блок-схема модели ВИРД

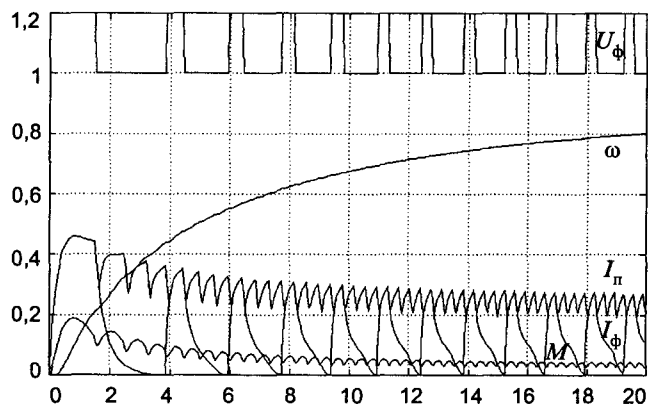


Рис.4. Результаты моделирования прямого пуска ВИРД

числения токов необходимо иметь две системы уравнений. Первая система уравнений описывает процессы на активной и пассивной стадиях формирования токов и соответствует уравнениям, рассмотренным в статье. Вторая вспомогательная система уравнений определяет реактивные токи, замыкающиеся через конденсатор источника питания. Для этого необходимо в исходных уравнениях поменять знак напряжения питания и добавить условие, фиксирующее пе-

реход реактивного тока через нуль и "отключающее" дополнительную систему уравнений. Детальный расчет реактивных токов существенно повышает порядок системы и снижает достоверность результатов. Поэтому целесообразно использовать упрощенный метод расчета реактивных токов в ВИРД, если реальные соотношения параметров не приводят к существенным погрешностям.

Список литературы

1. Miller J.E. Switched reluctance motors and their control // Magna Physics Publishing and Clarendon Press. Oxford, 1993.
2. Дискретный электропривод с шаговыми двигателями / Под общ. ред. М.Г.Чиликина. М.: Энергия, 1971.
3. Голландцев Ю.А., Гутнер И.Е. Вентильный индукторно-реактивный двигатель // Изв. вузов. Приборостроение. 2002. Т. 45. № 8.
4. Хенкок Е. Матричный анализ электрических машин. М.: Энергия, 1967.

Голландцев Юрий Алексеевич – ведущий научный сотрудник ЦНИИ «Электроприбор», С.-Петербург. Окончил Ленинградский институт авиационного приборостроения (ЛИАП) в 1967 г. по специальности «Электрооборудование летательных аппаратов». Кандидатскую диссертацию по теме «Исследование переходных процессов в вентильных двигателях» защитил в ЛИАП в 1978 г.

Расчет магнитных систем с левитационными обмотками

АБДУЛЛАЕВ Я.Р.

Разработан метод расчета магнитных систем с левитационными обмотками, позволяющий предварительно определить основные геометрические размеры, удовлетворяющие принцип соразмерности с учетом заданной температуры перегрева обмоток и условий выполнения однородности магнитного поля в рабочем воздушном зазоре левитационной обмотки.

На основе уравнений левитации подвижной части, перегрева и намагничивающих сил обмоток выведены функционально простые и удобные для практического применения формулы для расчета безразмерных величин магнитной системы.

Магнитные системы (МС) с удлинненным Ш-образным магнитопроводом (рисунок), на котором расположены неподвижная обмотка переменного тока или обмотка возбуждения (ОВ) и левитационная обмотка (ЛО) составляют основу ряда электротехнических устройств [1, 2]. В этих системах тепло выделяется в основном в ОВ и ЛО. Из-за перегрева обмоток координата левитации (положения) подвижной обмотки изменяется и нарушается стабильность характеристик устройств с ЛО. При неточном определении геометрических размеров ЛО температура последнего может достигать настолько большого значения, что обмотка может расплавиться в самом начале движения, не успев дойти до установившегося положения после подключения ОВ к источнику питания [2].

В ряде устройств, например в преобразователях усилий, ОВ выполняет функцию катушки напряжения, где в нижнем положении ЛО токи обмоток максимальные, так как их индуктивности минимальные. А в других устройствах ОВ

The method of calculation of magnetic system with levitation winding, permitting preliminarily to determine basic geometric sizes satisfying principals in proportion with given temperature of overheating the windings and conditions of carrying out the homogeneity of magnetic field in working air gap of levitation winding is elaborated.

On the base of equations of levitation in the travelling part, of overheat and magnetiz force of winding functionally simple and comfortable for practical application formulas for calculation of one-size values of magnetic system are carried out.

выполнена как токовая катушка, где токи не зависят от положения ЛО. Независимо от типа катушек или устройств учет перегрева должен быть осуществлен для максимальных значений токов. При этом минимальные размеры обмоток должны обеспечить заданный перегрев. Кроме этого, при определении геометрических размеров МС, удовлетворяющих заданному перегреву обмоток, необходимо выполнить условие однородности магнитного поля рабочего зазора в окне магнитопровода и принципа соразмерности [1, 3]:

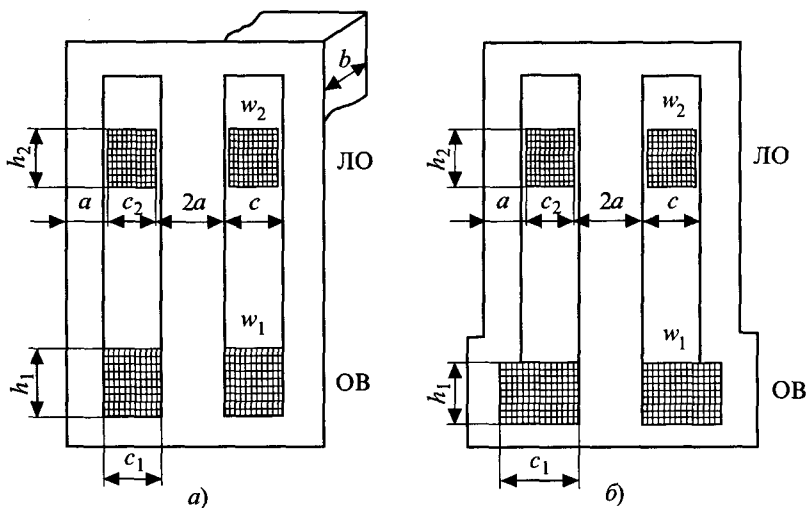
$$m_a = b/a = 2 \div 6; m_c = b/c = 2 \div 6; n_{e2} = h_2 / c_2 = 2 \div 8.$$

Размеры стержней магнитопровода и обмоток указаны на рисунке.

При нарушении принципа соразмерности высота МС может оказаться значительно больше ее толщины или ширины, что приводит к сильному увеличению потоков выпучивания и уменьшению подъемной электродинамической силы.

Цель данной работы – разработать метод определения геометрических размеров МС с ЛО с учетом указанных факторов. При этом принято во внимание, что магнитное сопротивление стали по сравнению с магнитным сопротивлением рабочего воздушного зазора окна магнитопровода пренебрежимо мало. Расчетные формулы выводятся для МС с прямым и ступенчатым магнитопроводами, имеющими каркасные и бескаркасные обмотки.

Для решения поставленной задачи используем уравнения левитации подвижной части, уравнения перегрева и намагничивающих сил обмоток [1]:



Прямые (а) и ступенчатые (б) магнитные системы с левитационными обмотками

$$F_3 = \frac{1}{2} I_1^2 \frac{dL}{dx} = P_b = g \gamma l_{cp} k_{32} S_{02}; \quad (1)$$

$$P = I^2 r = K_T S_{ox} \tau \neq K_T S_{ox} (\theta - \theta_{ок}); \quad (2)$$

$$F_1 = I_1 w_1 = J_1 K_{31} S_{01};$$

$$F_2 = I_2 w_2 = J_2 K_{32} S_{02} = b_2 I_1 w_1, \quad (3)$$

где F_3 и P_b – подъемная электродинамическая сила и сила тяжести, действующие на ЛО; K_T и S_{ox} – коэффициент теплоотдачи и площадь охлаждения поверхности обмотки; J , K_3 , S_o , l_{cp} – плотность тока, коэффициент заполнения, площадь сечения и средняя длина витка обмотки; $F = Iw$ – нс обмотки.

В инженерных расчетах обычно принимаются: $K = 9 \div 14$ Вт/(м²·°C); $\gamma = 8,9 \cdot 10^3$ кг/м³; $g = 9,8$ м/с²;

$$\tau = \theta - \theta_{ок} = \theta - 35^\circ.$$

Согласно условию однородности магнитного поля можно записать [4]:

$$\frac{dL}{dx} = w^2 \lambda, \quad F_3 = \frac{1}{2} (Iw)^2 \lambda. \quad (4)$$

Поэтому уравнение левитации (1) примет вид

$$F_3 = 0,5(Iw) \lambda = P_b = g \gamma l_{cp} S_{02} K_{32}, \quad (5)$$

где λ – удельная магнитная проводимость рабочего воздушного зазора в зоне перемещения ЛО,

$$\lambda = 2\mu_0 \frac{b}{c} \sigma_b. \quad (6)$$

Коэффициент σ_b учитывает выпучивание магнитных потоков с боковых граней параллельных стержней магнитопровода:

$$\sigma_b = 1 + \frac{2,92}{m_c} \ln \left(1 + \frac{\pi}{m_a} \right). \quad (7)$$

Численные значения λ и σ_b для Ш-образного магнитопровода при $m_a = 2 \div 6$, $m_c = 2 \div 6$ приведены в [1].

На основе (2), (3) и (5) с учетом выражений:

$$r = \Delta' r_o \text{ и } \tau = \Delta' \tau_T$$

для НС ОВ получаем:

$$(I_1 w_1)^2 = \tau_{T1} \left(\frac{k_T}{\rho_0} k_{31} \right) \left(\frac{S_{01}}{l_{cp}} S_{ox1} \right); \quad (8)$$

$$(I_1 w_1)^2 = 2g\gamma S_{02} l_{cp2} \frac{k_{32}}{\lambda}, \quad (9)$$

где

$$r = r_o [1 + \alpha_m (\tau + \theta_{ок} - 20)]; \Delta' = \Delta_{ок} + \alpha_m \tau; \quad (10)$$

$$r_o = \rho_0 w \frac{l_{cp}}{q} = \rho_0 \frac{l_{cp} w^2}{k_{3об} S_{об}}; \quad (11)$$

$$\Delta_{ок} = 1 + \alpha_m (\theta_{ок} - 20) = 1 + 0,004(35 - 20) = 1,063; \quad (12)$$

$$\tau_{T1} = (I_1 w_1)^2 \left(\frac{\rho_0}{k_T k_{31}} \right) \left(\frac{l_{cp}}{S_{01} S_{ox1}} \right) = \frac{\tau_1}{\Delta_{ок} + \alpha_m \tau_1}. \quad (13)$$

Аналогично НС ЛО

$$(I_2 w_2)^2 = \tau_{T2} \left(\frac{k_T}{\rho_0} k_{32} \right) \left(\frac{S_{02}}{l_{cp2}} S_{ox2} \right); \quad (14)$$

$$(I_2 w_2)^2 = 2g\gamma S_{02} l_{cp2} \frac{k_{32}}{\lambda} b_2^2, \quad (15)$$

где

$$\tau_{T2} = (I_2 w_2)^2 \left(\frac{\rho_0}{k_T k_{32}} \right) \left(\frac{l_{cp}}{S_{02} S_{ox2}} \right) = \frac{\tau_2}{\Delta_{ок} + \alpha_m \tau_2}. \quad (16)$$

Допустимые температуры перегрева обмоток $\tau_1 = \tau_{д1}$ и $\tau_2 = \tau_{д2}$, как правило, в соответствии с классом изоляции проводника задаются, поэтому температуры τ_{T1} и τ_{T2} известны.

Уравнения (8), (9) и (14), (15) позволяют получать необходимые полезные соотношения для прямой и ступенчатой МС с левитационными обмотками (рисунок).

Из (8), (9) после ряда преобразований относительно температуры τ_{T1} ОВ получим весьма полезное и наглядное выражение:

$$\tau_{T1} = 2\tau_{T0} \frac{B_1}{A_1}, \quad (17)$$

где τ_{T0} – температура, определяемая через постоянные МС; B_1 и A_1 – безразмерные величины;

$$\tau_{T0} = \frac{g\gamma\rho_0}{k_T\mu_0}; \quad (18)$$

$$A_1 = \frac{\lambda S_{ox1}}{\mu_0 l_{cp1} l_{cp2}}; \quad (19)$$

$$B_1 = \frac{k_{32} S_{02}}{k_{31} S_{01}}. \quad (20)$$

Учитывая в (18) значения известных постоянных:

$$g = 9,8 \text{ Н/кг}; \gamma = 8,9 \cdot 10^3 \text{ кг/м}^3; K_T = 13 \text{ Вт/(м}^2 \cdot \text{°C)};$$

$$\rho_0 = 1,72 \cdot 10^{-8} \text{ Ом}; \mu = 1,256 \cdot 10^{-6} \text{ Гн/м},$$

получим:

$$\tau_{T0} = \frac{9,8 \cdot 8,9 \cdot 10^3 \cdot 1,72 \cdot 10^{-8}}{13 \cdot 1,256 \cdot 10^{-6}} = 91,6^\circ \text{C}. \quad (21)$$

Поскольку между НС ОВ и ЛО существует элементарная аналитическая связь в виде

$$F_2 = b_2 F_1, \quad (22)$$

то согласно выражениям

$$F_1 = J_1 K_{31} S_{o1} \text{ и } F_2 = J_2 K_{32} S_{o2} \quad (23)$$

можно записать:

$$F_2 = b_2 J_1 w_1 = J_2 K_{32} C_2 h_2 = b_2 J_1 K_{31} C_1 h_1. \quad (24)$$

В этом случае

$$B_1 = \frac{k_{32} S_{o2}}{k_{31} S_{o1}} = b_2 j_{12}, \quad (25)$$

где $J_{12} = J_1/J_2$ – отношение плотностей токов обмоток.

Коэффициент b_2 учитывает неполноту магнитной связи между обмотками. Как известно [2], для замкнутых магнитопроводов значение постоянной b_2 очень близко к единице и

$$b_2 = F_2 / F_1 = 0,98 \div 0,99. \quad (26)$$

Аналогично для ЛО из меди согласно (11), (12)

$$\tau_{r2} = 2\tau_{r0} \frac{B_2}{A_2}, \quad (27)$$

где

$$B_2 = b_2^2; \quad A_2 = \frac{\lambda S_{ox2}}{\mu_0 l_{cp2}^2}. \quad (28)$$

Аналитические выражения (18)–(23), (25) и (27), (28) составляют основу расчета геометрических размеров МС с ЛО через безразмерные величины. Такой подход сильно упрощает расчет и полученные формулы оказываются наглядными и практичными.

Для бескаркасных обмоток теплоотдающая поверхность равна полной поверхности обмотки. В этом случае поверхности охлаждения прямоугольных обмоток

$$S_{ox1} = 2l_{cp1}(c_1 + h_1); \quad S_{ox2} = 2l_{cp2}(c_2 + h_2),$$

где средняя длина витков обмотки

$$l_{cp1} = 2(a + b + 2c_1); \quad l_{cp2} = 2(a + b + 2c_2).$$

Вводим обозначения, учитывающие воздушные зазоры между стенками магнитопровода и обмотками:

$$n_{o1} = c / c_1; \quad n_{o2} = c / c_2,$$

и находим безразмерные величины, определяемые через размеры обмоток и магнитопровода.

$$A_1 = \frac{\lambda S_{ox1}}{\mu_0 l_{cp1} l_{cp2}} = \frac{2(1 + n_{e1})}{n_{o1} m_0^*}; \quad (29)$$

$$A_2 = \frac{\lambda S_{ox2}}{\mu_0 l_{cp2}^2} = \frac{2(1 + n_{e2})}{n_{o2} m_0^*}, \quad (30)$$

где

$$n_{e1} = h_1 / c_1; \quad n_{e2} = h_2 / c_2 \quad (31)$$

– коэффициенты кратности размеров ОВ и ЛО.

Безразмерный коэффициент m^* определяется через m_a, m_c :

$$m_0^* = \frac{b\sigma_b}{a + b + 2c_2} \frac{2m_a + m_c n_{o2} + m_a m_c n_{o2}}{m_a m_c n_{o2} \left[1 + \frac{2,92}{m_c} \ln \left(1 + \frac{\pi}{2m_a} \right) \right]}. \quad (32)$$

Согласно (17), (29) и (31)

$$\frac{2(1 + n_{e1})}{n_{o1} m_0^*} = 2b_2 j_{12} \frac{\tau_{r0}}{\tau_{r1}}.$$

Отсюда коэффициент кратности размеров ОВ

$$n_{e1} = \frac{h_1}{c_1} = b_2 n_{o1} m_0^* j_{12} \left(\frac{\tau_{r0}}{\tau_{r1}} \right) - 1. \quad (33)$$

Из совместного решения (24), (28) для ЛО получим:

$$\frac{2(1 + n_{e2})}{n_{o2} m_0^*} = 2b_2^2 \frac{\tau_{r0}}{\tau_{r2}}. \quad (34)$$

Отсюда для ЛО

$$n_{e2} = \frac{h_2}{c_2} = b_2^2 n_{o2} m_0^* \left(\frac{\tau_{r0}}{\tau_{r2}} \right) - 1. \quad (35)$$

Для обмоток с каркасами принято, что теплоотдающая поверхность равна боковой поверхности обмотки. Боковые поверхности охлаждения ОВ и ЛО определяются из выражений:

$$S_{ox1} = 2h_1(a + b + 4c_1); \quad S_{ox2} = 2h_2(a + b + 4c_2).$$

В этом случае безразмерные величины находятся из выражений:

$$A_1 = \frac{\lambda S_{ox1}}{\mu_0 l_{cp1} l_{cp2}} = \frac{h_1}{ck_{c1} m_0^*} = \frac{n_{e1}}{n_{o1} k_{c1} m_0^*}; \quad (36)$$

$$A_2 = \frac{\lambda S_{ox2}}{\mu_0 l_{cp2}^2} = \frac{h_2}{ck_{c2} m_0^*} = \frac{n_{e2}}{n_{o2} k_{c2} m_0^*}. \quad (37)$$

$$B_1 = b_2 J_{12}; \quad B_2 = b_2^2. \quad (38)$$

Выражения (27), (28) и (36)–(38) позволяют найти коэффициенты кратности обмоток:

$$n_{e1} = \frac{h_1}{c_1} = 2b_2 n_{o1} m_0^* k_{c1} j_{12} \left(\frac{\tau_{r0}}{\tau_{r1}} \right); \quad (39)$$

$$n_{e2} = \frac{h_2}{c_2} = 2b_2^2 n_{o2} m_0^* k_{c2} \left(\frac{\tau_{r0}}{\tau_{r2}} \right). \quad (40)$$

Безразмерные величины K_{c1} и K_{c2} определяются через геометрические соотношения магнитопровода m_a, m_c :

$$k_{c1} = \frac{a + b + 2c_1}{a + b + 4c_1} = \frac{2m_a + m_c n_{o1} + m_a m_c n_{o1}}{4m_a + m_c n_{o1} + m_a m_c n_{o1}}; \quad (41)$$

$$k_{c2} = \frac{a + b + 2c_2}{a + b + 4c_2} = \frac{2m_a + m_c n_{o2} + m_a m_c n_{o2}}{4m_a + m_c n_{o2} + m_a m_c n_{o2}}. \quad (42)$$

Отсюда видно, что при $n_{o1} = n_{o2}$ коэффициенты K_{c1} и K_{c2} равны, а при $J_1 = J_2$, $n_{o1} = n_{o2}$, $\tau_1 = \tau_2$ всегда $n_{e2} < n_{e1}$.

Подставив значения n_{e1} , n_{e2} из (33)–(35) в (29) и (30), получим:

$$A_1 = 2b_2 j_{12} \frac{\tau_{T0}}{\tau_{T1}}; \quad A_2 = 2b_2^2 \frac{\tau_{T0}}{\tau_{T2}}, \quad (43)$$

т.е. безразмерные величины A_1 и A_2 не зависят от геометрических отношений m_a , m_c , n_{o1} , n_{o2} , а обратнопропорциональны температуре перегрева. Полученные выражения справедливы для обоих вариантов выполнения обмоток. При $J_{12} = 1$ и $\tau = 90^\circ$ (или при $\tau_{T1} = \tau_{T2} = 62,5^\circ\text{C}$) имеем $A_1 = 2,871$ и $A_2 = 2,837$, т.е. эти коэффициенты практически равны.

Полученные формулы для коэффициентов n_{e1} и n_{e2} показывают, что при одной и той же температуре перегрева высота обмотки с каркасом получается больше высоты бескаркасной обмотки, причем с увеличением расчетного значения температуры перегрева высота обмоток умень-

шается. При этом уменьшается и высота магнитной системы. Установленные функциональные связи между параметрами показывают пути выполнения требований к магнитным системам с левитационными обмотками.

Список литературы

1. Абдуллаев Я.Р. Теория магнитных систем с электромагнитными экранами. М.: Наука, 2000.
2. Абдуллаев Я.Р. Теория и применение многофункциональных линейных индукционных подвесов. Баку: Военное издательство, 1996.
3. Абдуллаев Я.Р. Магнитные системы с подвижными экранами. М.: Изд-во МЭИ, 1973.
4. Абдуллаев Я.Р. Электромеханические преобразователи с использованием принципа индукционной подвески // Электротехника. 1979. № 9. С.19–22.



Абдуллаев Яшар Рухуллы оглы – профессор кафедры "Электрические машины и аппараты" Азербайджанской Государственной Нефтяной Академии. Окончил энергетический факультет Азербайджанского института нефти и химии им. М. Азизбекова в 1963 г. В 1969 г. в МЭИ защитил кандидатскую диссертацию по магнитным системам с подвижными экранами. Докторскую диссертацию по теме "Теория и применение многофункциональных линейных индукционных подвесов" защитил в 1998 г. в Азербайджанском НИИ энергетики и энергопроекта.

Особенности применения постоянных магнитов в вентильных электродвигателях авиационных электроприводов

ВОЛОКИТИНА Е.В., СВИРИДОВ В.И., ШАЛАГИНОВ В.Ф.

Основой современных перспективных регулируемых электроприводов авиационного назначения является вентильный электродвигатель постоянного тока (ВДПТ), представляющий собой бесконтактную синхронную машину с возбуждением от постоянных магнитов, датчиком положения ротора и преобразовательным устройством с микропроцессорным управлением. Использование в ВДПТ высококоэрцитивных магнитов и конфигурированных мозаичных магнитных систем позволяет создать электроприводы, способные заменить широко применяемые на самолетах гидродвигатели.

Непрерывное улучшение летно-технических, экономических и эксплуатационных характеристик воздушных судов является характерной чертой федеральной целевой программы "Развитие гражданской авиационной техники России на 2002–2010 гг. и на период до 2015 г.". В области опытно-конструкторских работ по авиаци-

A basis of modern perspective regulated electric drives for aircraft is the thyatron direct-current electromotor (TDCEM), representing a contactless synchronous machine with excitation from permanent magnets, rotor position detector and converting device with microprocessor control. Usage in TDCEM of high-coercitivity magnets and configured magnetic systems allows to create electric drives which may replace hydraulic drives widely applicable on aircraft.

онным агрегатам и системам предусматривается разработка нового поколения бортового оборудования, обеспечивающего снижение аэродинамического сопротивления на крейсерских режимах полета на 10–20%, уменьшение массы силовой конструкции до 20%, увеличение ресурса самолетов нового поколения в 2–3 раза и повы-

шение безопасности полета путем создания высокоавтоматизированных систем управления.

Выполнение задач, поставленных в программе, по нашему мнению, должно привести к возрождению научной концепции "самолет с полностью электрифицированным оборудованием" (СПЭО). Одним из ключевых элементов реализации концепции СПЭО является разработка силовых электроприводов систем управления полетом на базе вентильных электродвигателей постоянного тока (ВДПТ) с постоянными магнитами [1].

ВДПТ авиационного автоматизированного электропривода (рис.1) содержит синхронную машину с постоянными магнитами, инвертор напряжения, датчик положения ротора (ДПР), устройство управления инвертором и электромагнитный тормоз (Т). Фазы статорной обмотки синхронной машины подключены к источнику постоянного тока через полупроводниковые ключи инвертора, управляемые по сигналам ДПР. Тормоз Т удерживает вращающиеся части электропривода при длительных остановках и отсутствии напряжения питания.

Непрерывное возрастание интереса к ВДПТ объясняется достижениями в области технологии производства постоянных магнитов, силовой электронной техники и средств микропроцессорного управления. Приборы силовой электроники коммутируют токи в широком диапазоне мощностей, имея малые потери, а микропроцессоры расширяют функциональные возможности электропривода, позволяя реализовывать сложные алгоритмы управления.

Применение постоянных магнитов с высокой энергией позволяет получить наилучшую по удельным характеристикам электрическую машину и создать авиационный электропривод, который не уступает по основным показателям гидравлическому приводу.

Магнитная энергия $(BH)_{\max}$ (B и H – индукция и напряженность, соответствующие точке максимальной энергии на кривой размагничивания) является наиболее важной характеристикой постоянных магнитов, используемых в авиационном электроприводе.

Анализ отечественных и зарубежных образцов ВДПТ с постоянными магнитами показывает, что при прочих равных условиях масса электродвигателя обратно пропорциональна корню квадратному из величины магнитной энергии.

Динамические показатели электропривода поверхностей управления самолетом определяются в основном быстродействием электродвигателя. Это объясняется тем, что приведенный к валу электродвигателя момент инерции рулевой поверхности составляет, как правило, не более 10% момента инерции вращающихся масс электродвигателя, передающего свое движение через редуктор с большим передаточным отношением. Быстродействие ВДПТ характеризуется электромеханической постоянной времени T_m , которая может быть выражена через параметры двигателя [2]:

$$T_m = \frac{JR(2\pi a)^2}{(pN\Phi)^2},$$

где J – момент инерции вращающихся масс электродвигателя, $\text{кг} \cdot \text{м}^2$; R – сопротивление цепи якоря, Ом; a – число пар параллельных ветвей обмотки; p – число пар полюсов; N – число активных проводников обмотки; Φ – магнитный поток в воздушном зазоре, Вб.

Анализ путей снижения T_m позволяет сделать вывод, что увеличение быстродействия в ВДПТ в основном может быть получено за счет применения магнитных материалов с высокой энергией, повышающих магнитный поток в воздуш-

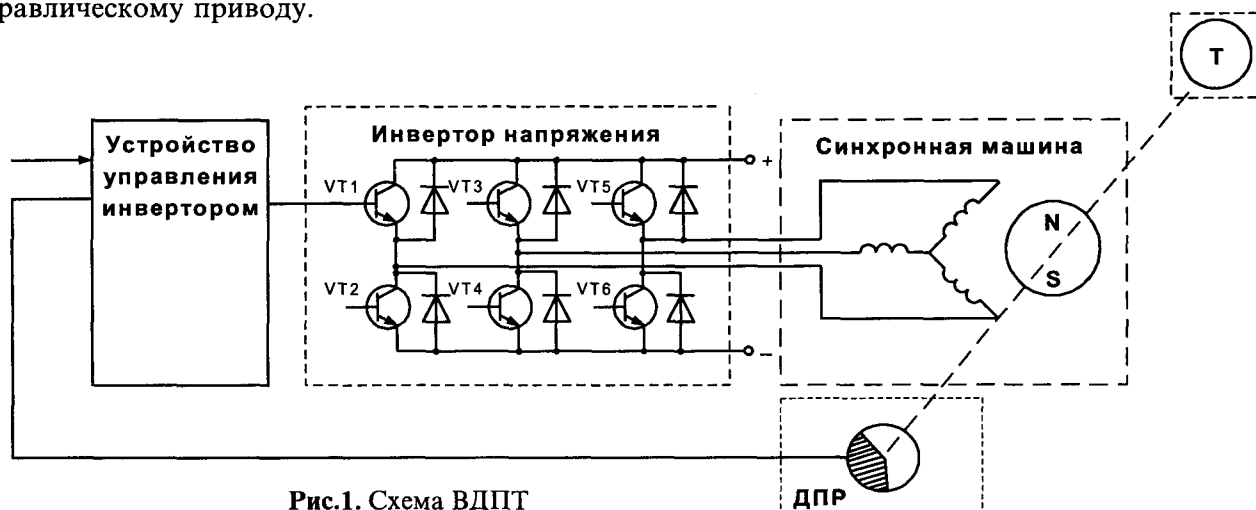


Рис.1. Схема ВДПТ

ном зазоре при уменьшении объема и момента инерции ротора.

Другим наиболее важным требованием к постоянным магнитам, с точки зрения их успешного применения в электрических машинах, является практически линейная форма кривой размагничивания во втором квадранте и частично в третьем. Если такой материал подвергается воздействию размагничивающего поля в пределах диапазона линейности кривой размагничивания, то изменения свойств магнита будут обратимыми при любых имеющих место в электрических машинах размагничивающих полях. Это свойство обеспечивает устойчивую работу ВДПТ при больших пусковых токах, включая токи КЗ, что способствует улучшению динамических показателей электропривода.

И, в-третьих, магнитная проницаемость магнита должна быть низкой, что обеспечивает малое значение индуктивности обмотки и электромагнитной постоянной времени электродвигателя, более жесткую механическую характеристику электродвигателя, снижает потери в роторе от высших гармоник.

Перечисленным требованиям соответствуют магниты на основе интерметаллических соединений редкоземельных металлов с металлами группы железа, обладающие наибольшими значениями магнитной энергии при высоких значениях коэрцитивной силы. Их можно подразделить на две группы: самарий-кобальтовые магниты (Sm-Co) и магниты на основе неодима, железа и бора (Nd-Fe-B). В большинстве случаев наиболее приемлемыми для ВДПТ являются самарий-кобальтовые магниты, несмотря на то, что магниты на основе неодима, железа и бора имеют более высокую магнитную энергию и низкую стоимость. Ограничения по температурной стабильности постоянных магнитов из сплавов Nd-Fe-B, а также их невысокая коррозионная стойкость и способность поглощать водород из окружающей среды, сдерживают их использование в ВДПТ авиационных электроприводов [3].

Дальнейшее совершенствование постоянных магнитов для ВДПТ авиационного назначения должно быть направлено на повышение магнитной энергии высококоэрцитивных постоянных магнитов с высокой температурной стабильностью типа Sm-Co, на развитие новых качественных магнитных материалов на основе Nd-Fe-B, обладающих более высоким значением магнитной энергии, и устранение присущих этой группе недостатков.

Конструкция магнитных систем. Эффективность использования энергии постоянных магнитов может быть повышена за счет конструкции магнитной системы, позволяющей при одном и том же объеме ротора обеспечивать увеличение потока в рабочем зазоре. Наиболее известными магнитными системами возбуждения ВДПТ являются сборные конструкции с тангенциальным (рис.2,а) и радиальным (рис.2,б) намагничиванием постоянных магнитов.

В сборной конструкции с тангенциальным намагничиванием призматические магниты 1 устанавливаются на немагнитную втулку 3, пространство между полюсами заполняется магнитомягким материалом 2, способствующим концентрации магнитного поля в воздушном зазоре. Бандаж 4 обеспечивает механическую прочность магнитной системы. В конструкции с радиальным намагничиванием дугообразные магниты 1 размещаются на магнитомягкой втулке 2, установленной на вал 3.

Недостатком перечисленных магнитных систем является наличие в них магнитомягкого материала, приводящего к неполному использованию объема ротора, увеличению проводимости потоков реакции якоря и росту индуктивных сопротивлений, снижающих жесткость механической характеристики ВДПТ.

Конструкция ротора с радиальным намагничиванием для регулируемого электропривода с точки зрения обеспечения динамических и массоэнергетических показателей наиболее приемлема в связи с тем, что указанные недостатки в данной конструкции проявляются в меньшей степени.

Особого внимания заслуживает конфигурированная мозаичная магнитная система (рис.3), позволяющая получить максимальное значение магнитного потока с единицы объема, увеличить индукцию в воздушном зазоре, обеспечить требуемое распределение магнитной индукции

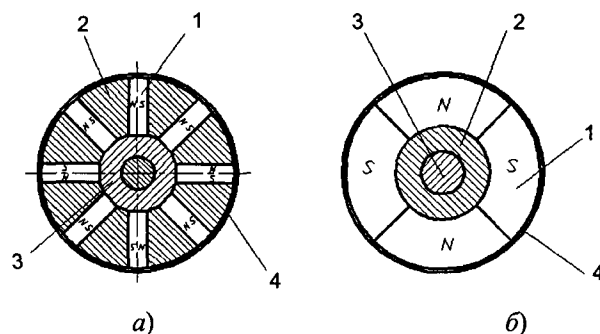


Рис. 2. Конструкции магнитных систем: а – с тангенциальным намагничиванием; б – с радиальным намагничиванием

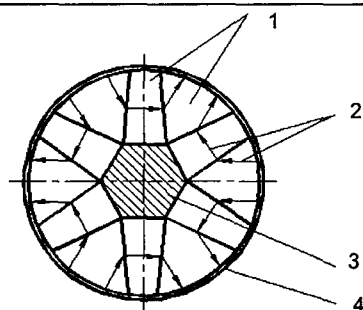


Рис.3. Конфигурированная мозаичная магнитная система

над полюсом, повысить удельный момент машины. Ротор с такой магнитной системой получил название РОМС – ротор оптимизированный мозаичный сборный, в котором концентрация магнитного поля обеспечивается непосредственно магнитами без применения магнитомягкого материала. Полюс конфигурированной мозаичной магнитной системы состоит из полюсных и межполюсных анизотропных магнитов 1, прямолинейно намагниченных по направлениям 2. Вал 3 в сечении выполнен в виде многогранника. Ротор может быть собран путем склейки и наложения бандажа 4.

Опытные образцы роторов с мозаичной магнитной системой были изготовлены ОАО НПО "Магнетон", имеющим опыт расчета и разработки таких систем. Экспериментальные исследования, проведенные ОАО "Электропривод" (г. Киров), подтвердили эффективность применения мозаичной магнитной системы в ВДПТ авиационного электропривода. На рис.4 приведены зависимости КПД η и частоты вращения n от момента нагрузки M электродвигателя ДБ120-5500-18. Кривые 1 и 2 получены с ротором, имеющим радиальное намагничивание, кривые 3 и 4 – с ротором, имеющим мозаич-

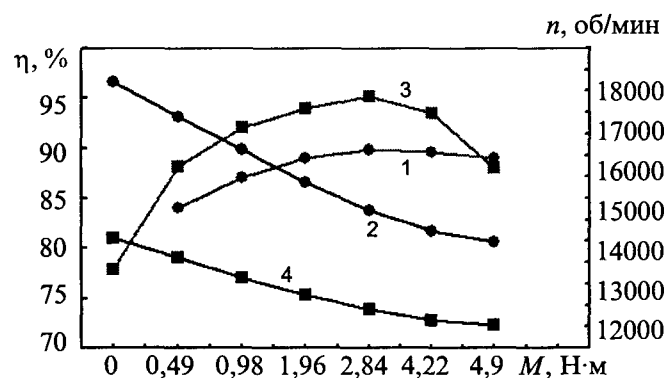


Рис.4. Зависимость КПД и частоты вращения от момента электродвигателя ДБ120-5500-18 с радиальным подмагничиванием (1, 2) и РОМС (3, 4):

1, 3 – η ; 2, 4 – n

ную магнитную систему. Сравнительный анализ данных показывает увеличение КПД на 7%, а жесткости механической характеристики в 1,4 раза за счет использования РОМС.

В настоящее время предприятия, изготавливающие постоянные магниты, оговаривают минимальное значение потока. Для ВДПТ авиационного электропривода необходимы постоянные магниты с заданными минимальным и максимальными значениями потока в диапазоне не выше $\pm 5\%$. Необходимость таких требований связана с обеспечением минимального разброса момента вращения электродвигателя и высокой прочности трансмиссии при минимальной массе передающего звена и разумном коэффициенте запаса. Кроме того, необходимо свести к минимуму пространственную асимметрию внешнего поля ротора, обусловленную неоднородностью свойств магнитных материалов. С целью получения сбалансированных по магнитному потоку систем используется подбор магнитов, комплектующих сборный ротор по разработанной в ОАО "Электропривод" методике с предварительным измерением магнитного потока отдельных магнитов. Подбор и комплектование магнитов магнитных систем являются обязательной составляющей технологического процесса изготовления ВДПТ авиационного электропривода. Следует признать целесообразным изготовление не только магнитов, но и магнитных систем на предприятиях, занимающихся разработкой и производством магнитов.

Еще одной особенностью работы ВДПТ является наличие дополнительных потерь в меди обмотки и в стали от высших гармоник. В связи с этим предъявляются повышенные требования к симметрии магнитного поля, создаваемого магнитной системой. Для снижения дополнительных потерь в электродвигателе от высших гармоник, связанных с нарушением симметрии магнитного поля, необходимо обеспечивать отклонение оси максимальной индукции относительно оси симметрии полюса не более 10%.

В ОАО "Электропривод" создан автоматизированный электропривод ЭПЗ-77 на базе электродвигателя ДБ100-3700-8 мощностью 6 кВт с высококоэрцитивными самарий-кобальтовыми магнитами и напряжением питания постоянного тока 270 В. ЭПЗ-77 является первым и единственным электроприводом нового поколения не только в отечественной, но и в зарубежной авиационной технике, внедренным вместо гидравлического привода в систему управления механизацией крыла современного самолета ко-

Основные технические характеристики авиационных электроприводов, разработанных ОАО «Электропривод» на базе ВДПТ с постоянными магнитами

Технические характеристики	ЭПЗ-77 (АН-70)	ЭПЗ-324 (ТУ-324)	ЭПС-324 (ТУ-324)	ЭПТ-324 (ТУ-324)
Выходная мощность, кВт	8	2,2	0,085	0,025
Частота вращения (скорость движения), об/мин (мм/с):				
– при противодействующей нагрузке	250	760	(2 – 8)	(3)
– при помогающей нагрузке	250	560	(2 – 8)	(3)
Напряжение питания, В				
– трёхфазное переменное, 400 Гц	115/200	115/200	115/200	–
– постоянное инвертора	270	270	48	27
цепей управления	27	27	27	27
Электрохимическая постоянная, с	0,05	0,05	0,075	0,025
Масса, кг:				
– суммарная	70	38	21	3,1
– электрохимизма	26	9	12	1,9
– системы управления	44	29	9	1,2

роткого взлета и посадки АН-70.

Накопленный опыт по созданию вентильных электродвигателей позволил возродить интерес фирм-разработчиков самолетов к автоматизированным электроприводам, в частности АНТК им. А.Н. Туполева, для которой разработаны и изготовлены опытные образцы ВДПТ с постоянными магнитами на основе самария и кобальта для авиационных электроприводов закрылков ЭПЗ-324, стабилизатора ЭПС-324 и триммирования ЭПТ-324 для пассажирского самолета ТУ-324 (таблица).

Выводы

1. Применение высокоэнергетических магнитов в ВДПТ позволяет создавать авиационные электроприводы, способные заменить во многих случаях гидравлические приводы и повысить эксплуатационные характеристики самолетов.

2. Наилучшей конструкцией магнитной системы, обеспечивающей максимальный поток в ВДПТ, является конфигурированная мозаичная магнитная система.

3. Перспективными направлениями работ в области магнитных материалов для ВДПТ авиационных электроприводов являются:

- разработка магнитных материалов с энергией более 300 кДж/м³;
- создание мозаичных оптимизированных конструкций магнитных систем;
- внедрение высококоэрцитивных магнитов Nd-Fe-B с температурой эксплуатации до 200°C и сроком службы до 25 лет;
- разработка постоянных магнитов с жестким допуском на величину индукции.

Список литературы

1. Брускин Д.Э., Зубакин С.И. Самолеты с полностью электрифицированным оборудованием // Итоги науки и техники. Сер. Электрооборудование транспорта. Т. 6. М.: ВИНТИ, 1986.
2. Адволаткин Н.П., Гращенков В.Т., Лебедев Н.И. и др. Управляемые бесконтактные двигатели постоянного тока. Л.: Энергоатомиздат, 1984.
3. Менушенков В.П. Новые магнитотвердые материалы, вопросы использования и область применения // Электротехника. 1999. №10. С. 1–4.



Волокитина Елена Владимировна – руководитель проекта ОАО «Электропривод» (г. Киров). Окончила в 1982 г. электрохимический факультет Кировского политехнического института.



Свиридов Вячеслав Иванович – технический директор ОАО «Электропривод» (г. Киров). Окончил в 1962 г. энергетический факультет Уральского политехнического института им. С.М. Кирова.



Шалагинов Владимир Федотович – руководитель проекта. Окончил в 1963 г. радиотехнический факультет Уральского политехнического института им. С.М. Кирова. В 1981 г. защитил кандидатскую диссертацию по теме «Исследование и разработка двухдвигательного электропривода с синхронно вращаемыми вентильными двигателями».

Применение немагнитных щек полюсов ротора гидрогенератора

КУЧИНСКАЯ З.М.

Рассмотрена новая конструкция полюсов ротора мощных гидрогенераторов с использованием немагнитных материалов, что позволяет повысить КПД, увеличить надежность и долговечность, а также расширить область допустимых режимов работы генераторов в режимах с потреблением реактивной мощности из сети. Решается проблема передачи электроэнергии на большие расстояния без применения дорогостоящих компенсирующих устройств. Приведены расчетные и экспериментальные данные, показана новая конструкция полюсов и ее преимущества.

В связи с ростом протяженности линий электропередач и напряжений на них многие энергосистемы испытывают трудности из-за избытка реактивной мощности, генерируемой линиями. У потребителей возникает недопустимое повышение напряжения. К примеру, на линии с номинальным напряжением 500 кВ на приемном конце у потребителя может наблюдаться напряжение до 539 кВ, на линии с номинальным напряжением 220 кВ – до 229 кВ, на линии 110 кВ – до 119 кВ. Во избежание этих нежелательных и опасных явлений энергосистемы вынуждены строить дорогостоящие компенсирующие устройства, такие как реакторы или синхронные компенсаторы, что, естественно, связано со значительными дополнительными затратами. В качестве альтернативы возможно оснащение энергосистем новым генераторным оборудованием либо реконструкция существующих генераторов таким образом, чтобы генераторы могли работать в режиме потребления избыточной реактивной мощности. На тепловых электростанциях таким оборудованием могут стать асинхронизированные турбогенераторы, а на гидравлических электростанциях целесообразно использовать гидрогенераторы, специально разработанные или реконструированные с учетом их возможной работы в условиях глубокого недовозбуждения.

Крупные гидрогенераторы, как правило, имеют существенные ограничения по длительно допустимым нагрузкам в режимах работы с потреблением реактивной мощности из сети. Эти ограничения, прежде всего, зависят от степени электромагнитного использования активного объема машин, которое, в свою очередь, определяется значением так называемой линейной нагрузки тока статора – объемом тока в пазу, приходящимся на величину пазового деления. В

The new design of powerfull hydrogenerator's rotor poles is considered with use of nonmagnetic materials; that allows to rise the efficiency, to increase the reliability and longevity, and also to extend the range of hydrogenerator's operation with the consumption of reactive power from electrical net. The problem of energy transmission on the large distances without the use of expensive compensative equipment. The calculation and experimental data have been done in the paper. The new pole's design and it's advantages have been shown.

настоящее время создание конкурентоспособных на мировом рынке гидрогенераторов требует поддержания линейной нагрузки для генераторов с косвенным воздушным охлаждением не менее 700 А/см. Чем выше линейная нагрузка, тем меньше зона длительно допустимых комбинаций активной и реактивной мощностей в режимах недовозбуждения. На рис.1 представлены зоны длительно допустимой работы для типовых конструкций гидрогенераторов в зависимости от мощности и линейной нагрузки в режимах недовозбуждения. Эти зависимости были получены эмпирическим путем в результате обработки экспериментальных данных по многим типам гидрогенераторов с различными размерами, электромагнитными нагрузками и параметрами.

Для исследования проблемы эксплуатации гидрогенераторов в режимах потребления реактивной мощности из сети, т.е. их работы в ре-

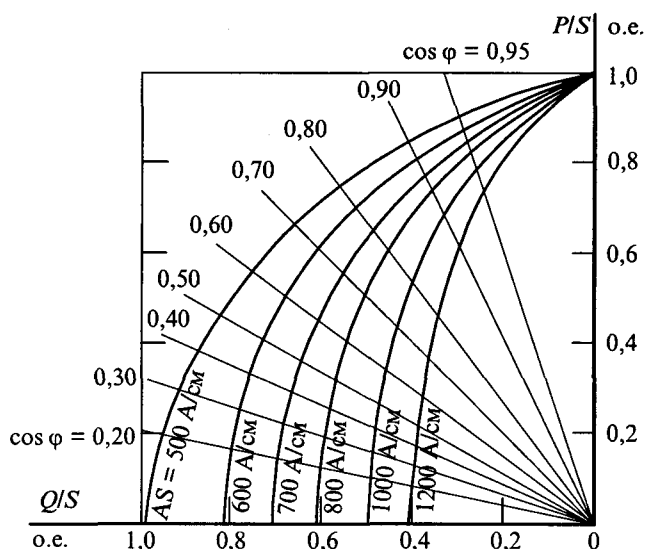


Рис.1. Диаграмма длительно разрешённых нагрузок для гидрогенераторов в режимах недовозбуждения

жмах недовозбуждения, в 70-е годы прошлого века были проведены теоретические и экспериментальные исследования. В процессе испытаний гидрогенераторов, помимо стандартных опытов, искусственно создавались режимы работы с потреблением реактивной мощности из сети. Производилось тщательное исследование распределения электромагнитных и тепловых полей в торцевых частях статоров и примыкающих к ним зонах. По результатам этих испытаний было установлено, что именно нагрев торцевых зон статоров является фактором, ограничивающим область длительно допустимых режимов работы при недовозбуждении. При высоких уровнях линейной нагрузки другие факторы, такие как предел статической устойчивости или минимально допустимый ток ротора, как правило, не являются лимитирующими. Кривые зависимости реактивной мощности от активной при опережающем коэффициенте мощности представлены на рис.1. Эти кривые получены именно из условия предельно допустимого нагрева торцевых зон статора.

Основные цели проводимых испытаний: создание методики расчетов, позволяющих заранее определить границы допустимых режимов работы; разработка рекомендаций по проектированию и эксплуатации и, в конечном итоге, попытка найти решение, которое позволило бы принципиально снизить нагрев торцевых зон сердечников статоров.

Для проверки и подтверждения результатов трудоемких расчетов была построена специальная физическая модель, позволяющая изменять положение ферромагнитных границ. Анализ результатов исследований, а в дальнейшем и расчетов, показал, что аксиальная составляющая электромагнитного поля в торцевой зоне сердечника статора гидрогенератора, обусловленная электромагнитным полем ротора, вызывает замыкание вихревых токов в сегментах сердечника статора, в нажимной плите в тангенциальной плоскости; соответственно, в этой зоне наблюдается увеличение потерь от вихревых токов и повышенный нагрев. Значение аксиальной составляющей электромагнитного поля в торцевой зоне в конечном итоге зависит от конфигурации, взаимного расположения и конструкции торцевых зон как ротора, так и статора. Результаты лабораторных исследований и испытаний непосредственно на действующих гидрогенераторах, особенно в режимах недовозбуждения, позволили выработать ряд рекомендаций для достижения оптимальной геометрии торцевых зон: на-

личие "ступенек" на крайних пакетах сердечников статоров, различная длина сердечников статора и ротора и применение наиболее радикального средства при высоких уровнях электромагнитных нагрузок – выполнение нажимных щек полюсов ротора с использованием немагнитного материала.

В 1975 г. на одном из шести гидрогенераторов Зейской ГЭС мощностью 215 МВт был проведен уникальный эксперимент – с одной стороны генератора полюса ротора были выполнены обычной конструкции, а с другой – составными из двух частей, причем часть полюса, обращенная к статору, была изготовлена из немагнитного материала. Эксперимент показал, что новая конструкция торцевых частей полюсов позволила существенно уменьшить краевой эффект.

На рис.2 показаны результаты эксперимента – распределение аксиальной составляющей индукции на поверхности нажимных щек полюсов гидрогенератора Зейской ГЭС, а на рис.3 для того же генератора приведены результаты численного расчета и экспериментальные данные по распределению температур в крайнем пакете сердечника статора при наличии магнитных и немагнитных нажимных щек полюсов ротора. В численном расчете на основе единого математического обеспечения методом конечных элемен-

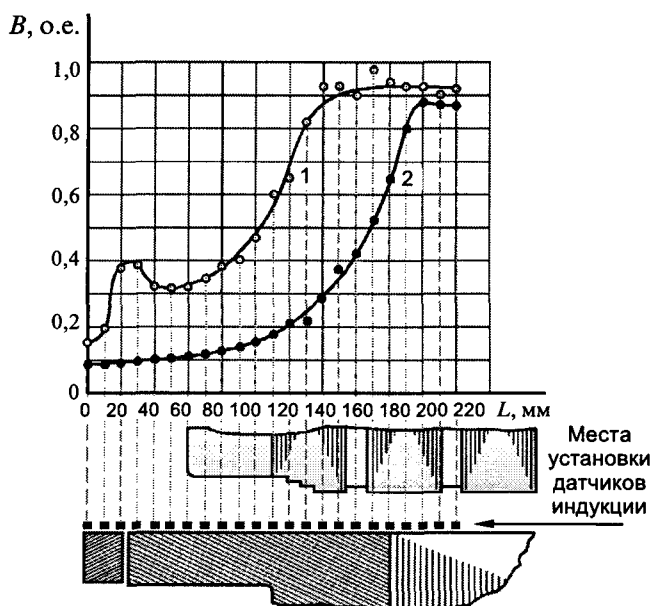


Рис.2. Распределение осевой составляющей индукции на поверхности нажимных щёк полюсов гидрогенератора Зейской ГЭС:

1 – магнитные нажимные щёки полюсов; 2 – немагнитные составные щёки полюсов

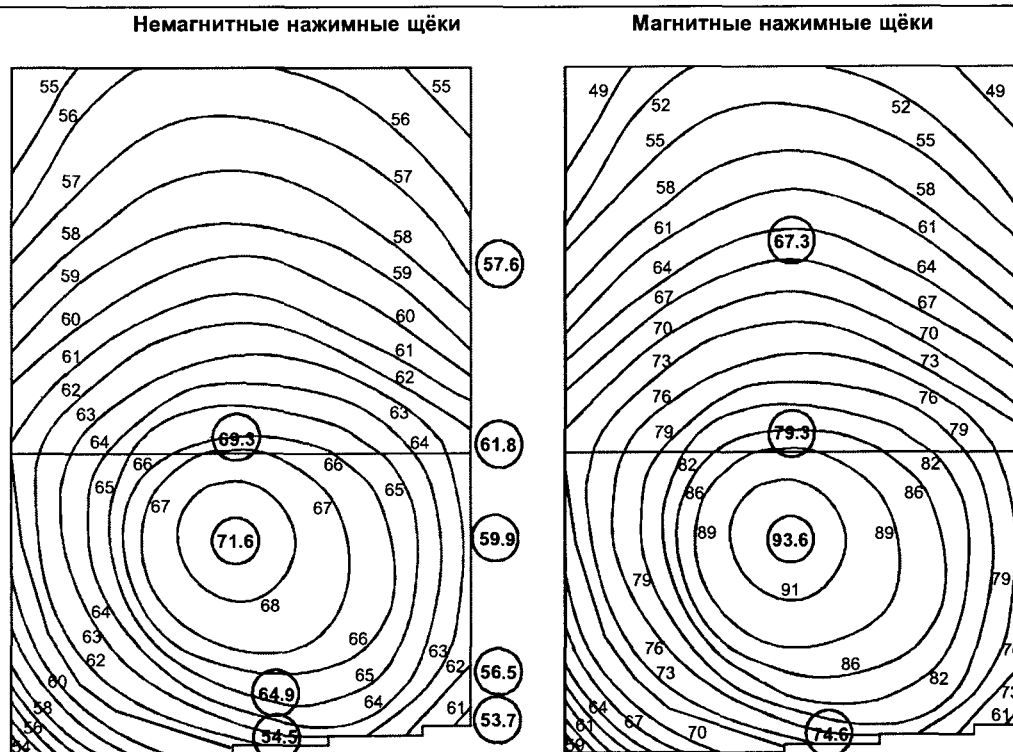


Рис.3. Распределение температур в крайнем пакете сердечника статора гидрогенератора Зейской ГЭС в режимах недовозбуждения (55 – расчёт; 57,6 – опыт)

тов решалась задача расчета стационарного магнитного поля, поля вихревых токов, вызванных аксиальной составляющей индукции, потерь, обусловленных вихревыми токами, а также задача распределения тепла в элементах торцевой зоны сердечника статора. Максимальная осевая составляющая магнитной индукции в торцевой зоне со стороны составных немагнитных нажимных щек в 2,6 раза меньше, чем со стороны магнитных нажимных щек полюсов ротора (рис.2). При этом средний нагрев торцевых пакетов сердечника статора со стороны составных немагнитных нажимных щек уменьшился более чем на 30% (рис.3).

Аналогичные результаты дали и сравнительные испытания явнополюсных синхронных двигателей с номинальной мощностью 22 МВ·А, напряжением 10 кВ, номинальной частотой вращения 375 об/мин с немагнитными и магнитными щеками полюсов: осевая составляющая индукции вблизи расточки статора снизилась более чем в 2 раза, а потери в сердечнике статора уменьшились на 60 кВт, что эквивалентно повышению КПД на 0,3%.

Широкое промышленное использование новой конструкции полюсов началось с конца 70-х годов прошлого века на крупнейших гидрогенераторах Саяно-Шушенской ГЭС. Эти гидрогенераторы с непосредственным охлаждением

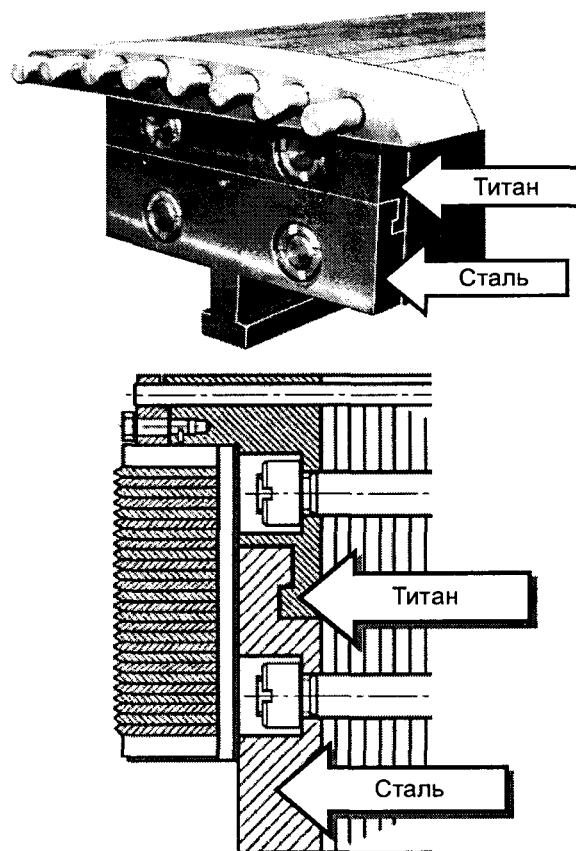


Рис.4. Составная нажимная щека полюса

ГЭС	СТРАНА	Количество	Мощность, МВт	cos φ	Напряжение, кВ	Скорость вращения, об/мин	Частота, Гц	Год изготовления, гг.
Саяно-Шушенская	Россия	10	640	0,90	15,75	142,8	50	1977–1984
Пурнари	Греция	3	100	0,90	15,75	150	50	1978–1979
Пьедра-дель-Агила	Аргентина	4	370,5	0,95	15,75	125	50	1989–1990
Агуамильпа	Мексика	3	323,9	0,95	13,8	150	60	1992–1993
Красноярская	Россия	5	500	0,85	15,75	93,8	50	1994–2001
Бурейская	Россия	3	335	0,90	15,75	125	50	2001
Юлхья	Финляндия	1	21,78	0,90	10,5	115,4	50	2002

обмотки статора дистиллятом имеют линейную нагрузку 1200 А/см, и, соответственно, очень высокую напряженность магнитного поля в торцах. Применение составных нажимных щек полюсов ротора позволило добиться практически одинаково низкого уровня нагрева крайних и средних пакетов сердечников статоров. Сравнение теплового состояния крайних пакетов сердечников статоров генераторов Саяно-Шушенской ГЭС с нагревом аналогичных пакетов генераторов Красноярской ГЭС, имеющих магнитные щеки полюсов ротора, отчетливо показало эффективность новой конструкции. Для одного и того же режима нагрузки с $\cos \varphi = 1,0$ температура крайних пакетов сердечника статора гидрогенератора Саяно-Шушенской ГЭС ниже, чем температура крайних пакетов сердечника статора гидрогенератора Красноярской ГЭС: со стороны расточки на 62°C, у основания зубцов – на 33°C, со стороны спинки – на 30°C. При этом нагрев средних пакетов сердечников статоров этих гидрогенераторов практически одинаков. Именно поэтому при реконструкции гидрогенераторов Красноярской ГЭС, при сохранении существующих обмоток возбуждения реконструируются также и сердечники полюсов – с выполнением части нажимной щеки из немагнитного материала.

Принципиально конструкция составных щек полюсов предполагает выполнение нажимной щеки полюса из двух частей, скрепленных между собой замковым соединением: нижняя часть щеки стальная, верхняя часть – немагнитная. Часть щеки вблизи основания полюса желательно выполнять магнитной во избежание увеличения плотности магнитного потока и, как следствие, тока ротора; часть щеки вблизи статора должна быть немагнитной для снижения торцевого поля, вызванного полем рассеяния ротора, то есть, для снижения краевого эффекта. На

рис.4 показано конструктивное исполнение составной нажимной щеки полюса ротора с частью, обращенной к сердечнику статора, выполненной из немагнитного материала. В качестве материала немагнитной части щеки используется сплав на основе титана. Выбор титанового сплава преследует цели как электромагнитного, так и механического характера, поскольку, с одной стороны, титановые сплавы обладают высокой механической прочностью при существенно меньшем (по сравнению со сталью) удельном весе и одновременно, с другой стороны, высоким электрическим сопротивлением, что попутно позволяет снизить потери от пульсаций магнитного поля с зубцовой частотой на поверхности полюсных башмаков. Даже в тех гидрогенераторах, единичная мощность которых существенно меньше, чем в гидрогенераторах Саяно-Шушенской и Красноярской ГЭС, и проблема нагрева торцевых зон статоров не стоит столь остро, применение нажимных щек полюсов с немагнитными материалами позволяет существенно расширить область допустимых режимов работы с недо возбуждением.

Более чем за 25 лет работы было изготовлено более 1300 полюсов с использованием составных нажимных щек с немагнитной частью, обращенной к статору. Опыт, приобретенный для 23 новых и 6 реконструированных гидрогенераторов, полностью подтвердил эффективность новой конструкции полюсов. В таблице приведены основные данные этих гидрогенераторов.

Выводы

1. Эффективность применения составных нажимных щек полюсов ротора гидрогенератора с использованием немагнитной части, обращенной к статору, доказана более чем 25-летним опытом эксплуатации подобных гидрогенераторов.

2. Преимущества составных нажимных щек полюсов ротора с применением немагнитной части нажимной щетки, обращенной к воздушному зазору:

– снижение нагрева торцевых зон сердечников статоров, повышение надежности и долговечности гидрогенераторов;

– расширение области длительно допустимых режимов работы гидрогенераторов в режимах недовозбуждения (в режимах с потреблением реактивной мощности из сети), что позволяет решить проблемы передачи электроэнергии на большие расстояния без применения дорогостоящих компенсирующих устройств;

– снижение потерь в торцевых зонах сердечников статоров, повышение КПД гидрогенераторов.

Литература

Домбровский В.В., Кучинская Э.М., Матвеев А.В., Репко Б.А. Влияние немагнитного материала нажимных щек полюсов ротора на добавочные потери и распределение температур в крайних пакетах сердечника статора гидрогенератора // Электротехника. 1987. №9. С.32–35.



Кучинская Зинаида Моисеевна – начальник сектора отдела гидрогенераторов ОАО "Электросила", канд. техн. наук. Окончила электромеханический факультет Ленинградского политехнического института в 1972 г. Защитила диссертацию "Разработка методики комплексного расчета электромагнитного поля, вихревых токов, потерь и нагрева в элементах торцевой зоны крупных электрических машин" в 1989 г.

БУХГАЛТЕРСКИЙ БАЛАНС ОАО "Электропривод" за 2002 год

тыс.руб.

Актив	На начало 2002 г.	На конец 2002 г.	Пассив	На начало 2002 г.	На конец 2002 г.
I. Внеоборотные активы	15360	12669	III. Капитал	15193	26832
II. Оборотные активы	214473	95801	IV. Долгосрочные обязательства	—	—
			V. Краткосрочные обязательства	214640	81638
Баланс	229833	108470	Баланс	229833	108470

АУДИТОРСКОЕ ЗАКЛЮЧЕНИЕ

фирмы ООО "Финэкоцентр"

(лицензия «Е000496 от 25.07.2002 г. Минфина РФ)

"... порядок ведения бухгалтерского учёта соответствует Законодательству РФ, прилагаемая к настоящему заключению финансовая (бухгалтерская) отчётность (Приложение № 1) достоверна, т.е. подготовлена таким образом, чтобы обеспечить во всех существенных отношениях отражение финансового положения на 31.12.2002 г. ОАО "Электропривод" и результаты финансово-хозяйственной деятельности за период с 01.01.2002 г. по 31.12.2002 г. включительно".

Юридический адрес ОАО "Электропривод":

107078, г. Москва, Садовая Спасская ул., д. 1/2, строение № 5.

Тел. **208-21-60**, факс **208-26-23**.

Вадим Борисович Козлов

15 июня 2003 г. скоропостижно скончался Генеральный директор ГУП ВЭИ имени В.И.Ленина Вадим Борисович Козлов, президент Ассоциации государственных научных центров РФ, действительный член Академии электротехнических наук России, член-корреспондент Международной инженерной академии и Инженерной академии РФ, доктор электротехники, лауреат Государственной премии, лауреат Премии Правительства РФ.



В 1987 г. Вадим Борисович Козлов был назначен директором, а в 1996 г. — Генеральным директором ВЭИ.

Его деятельность была отмечена правительственными наградами, благодарностями министерств и ведомств.

Вадим Борисович принимал активное участие в руководстве всей отраслевой российской наукой, в течение многих лет был

президентом Ассоциации государственных научных центров РФ, исполнял обязанности вице-президента Академии электротехнических наук России, был президентом Международной ассоциации "ТРАВЭК" и президентом Ассоциации "Прогрессэлектро".

У него было стратегическое мышление, его отличала широта взглядов, он был абсолютно доступен и демократичен, был верным другом и помощником, мягким в общении с людьми, вызывал уважение людей и сам уважительно относился к людям.

Добрая память о Вадиме Борисовиче Козлове навсегда останется в сердцах всех кто его знал.

Вадим Борисович родился 25 февраля 1938 г. в селе Прилуки Вологодской области. После окончания средней школы с золотой медалью он поступил в Московский энергетический институт. В 1959 г. он пришел в ВЭИ на работу. В 1961 г. был направлен на работу в Республику Гвинею — преподавать на курсах Высшего технического колледжа. В 1962 г. вернулся в ВЭИ и стал заниматься разработкой высоковольтных коммутационных аппаратов. Под его руководством были выполнены работы по созданию воздушных выключателей 1150 кВ для уникальной линии электропередачи 1150 кВ переменного тока.

Правила оформления статей, направляемых в журнал "Электротехника"

Индекс
71111

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

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

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

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

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

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

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

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

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

7. Список литературы приводится в конце статьи, в порядке последовательности ссылок в тексте. Ссылки на литературу заключаются в квадратные скобки.

Для книг должны быть указаны: фамилия и инициалы всех авторов, название книг, город, издательство, год выпуска. Для журнальной статьи: фамилия и инициалы всех авторов, название статьи, журнала, год издания, номер журнала (том), страницы. Для сборников и продолжающихся изданий: фамилия и инициалы всех авторов конкретной статьи, ее название, название сборника или издания, город, издательство, год, выпуск, страницы.

В список литературы не должны включаться неопубликованные материалы, материалы для служебного пользования, а также малораспространенные издания и материалы, отпечатанные литографическим способом, и т.д.

8. Статью в двух экземплярах следует высылать в редакцию простой или заказной бандеролью.

9. К статье желательно приложить дискету с набранным текстом.

ISSN 0013-5860 Электротехника. 2003. № 7. 1-64.