



УДК 621.3.078.3

Б. В. Бруслиновский
Филиал ЦНИИ СЭТ ФГУП «Крыловский государственный научный центр»
А. В. Морозов
Санкт-Петербургский государственный электротехнический
университет «ЛЭТИ» им. В. И. Ульянова (Ленина)

Распределение нагрузки в многодвигательном асинхронном электроприводе в статических режимах

Рассматриваются вопросы равномерного распределения нагрузки между двухобмоточными асинхронными двигателями в составе электропривода. Проведен сравнительный анализ характеристик предложенной модели шестифазного асинхронного двигателя и модели классического трехфазного асинхронного двигателя. В качестве системы управления каждого из двигателей используется система векторного управления с ориентацией по полю ротора. Исследование различных способов выравнивания нагрузки показало, что лучших результатов удастся достичь с использованием нечеткого регулятора при формировании сигнала задания скорости.

Многодвигательный электропривод, шестифазный асинхронный двигатель, векторное управление, выравнивание нагрузок

В настоящее время многодвигательный электропривод получает все большее распространение в различных сферах машиностроения, в том числе и в судовых системах электродвижения. Использование нескольких двигателей позволяет уменьшать суммарный момент инерции системы, создавать установки большой мощности при использовании машин относительно небольшой мощности [1]. Недостатком многодвигательного электропривода является вероятность неравномерного распределения нагрузки между двигателями, возникающего вследствие разброса параметров однотипных двигателей. Поэтому эффективное использование мощности двигателей может быть достигнуто лишь при выравнивании нагрузок между ними. Рассматривается совместная работа двух шестифазных асинхронных двигателей (АД) с короткозамкнутым ротором на один вал при жесткой механической связи между ними. Функциональная схема электропривода представлена на рис. 1.

На представленной схеме введены следующие сокращения: АИН – автономный инвертор напряжения; БФ ШИМ – блок формирования широтно-импульсной модуляции; ПК – преобразователь координат; БВУ – блок векторного управления. В представленной схеме осуществляется раздельный принцип управления, согласно которому каждый АД получает напряжение питания от

своих преобразователей частоты (ПЧ). При этом двигатели рассматриваются как электрически не связанные объекты, для управления которыми можно использовать любой из известных способов регулирования.

Выбор двухобмоточного двигателя обусловлен снижением пульсаций крутящего момента, увеличением перегрузочной способности двигателя, высокой надежностью и др. [2]. Принято, что две трехфазные обмотки в статоре АД сдвинуты в пространстве на 30° . При этом каждая обмотка питается от своего преобразователя частоты. Уравнения равновесия напряжений статора и ротора шестифазного АД имеют вид

$$\left\{ \begin{array}{l} U_{qs1} = R_{s1} I_{qs1} + \frac{d\Psi_{qs1}}{dt} + \omega_0 \Psi_{ds1}, \\ U_{ds1} = R_{s1} I_{ds1} + \frac{d\Psi_{ds1}}{dt} - \omega_0 \Psi_{qs1}, \\ U_{qs2} = R_{s2} I_{qs2} + \frac{d\Psi_{qs2}}{dt} + \omega_0 \Psi_{ds2}, \\ U_{ds2} = R_{s2} I_{ds2} + \frac{d\Psi_{ds2}}{dt} - \omega_0 \Psi_{qs2}, \\ U_{qr} = R_r I_{qr} + \frac{d\Psi_{qr}}{dt} + (\omega_0 - Z_P \omega_r) \Psi_{dr}, \\ U_{dr} = R_r I_{dr} + \frac{d\Psi_{dr}}{dt} + (\omega_0 - Z_P \omega_r) \Psi_{qr}, \end{array} \right. \quad (1)$$

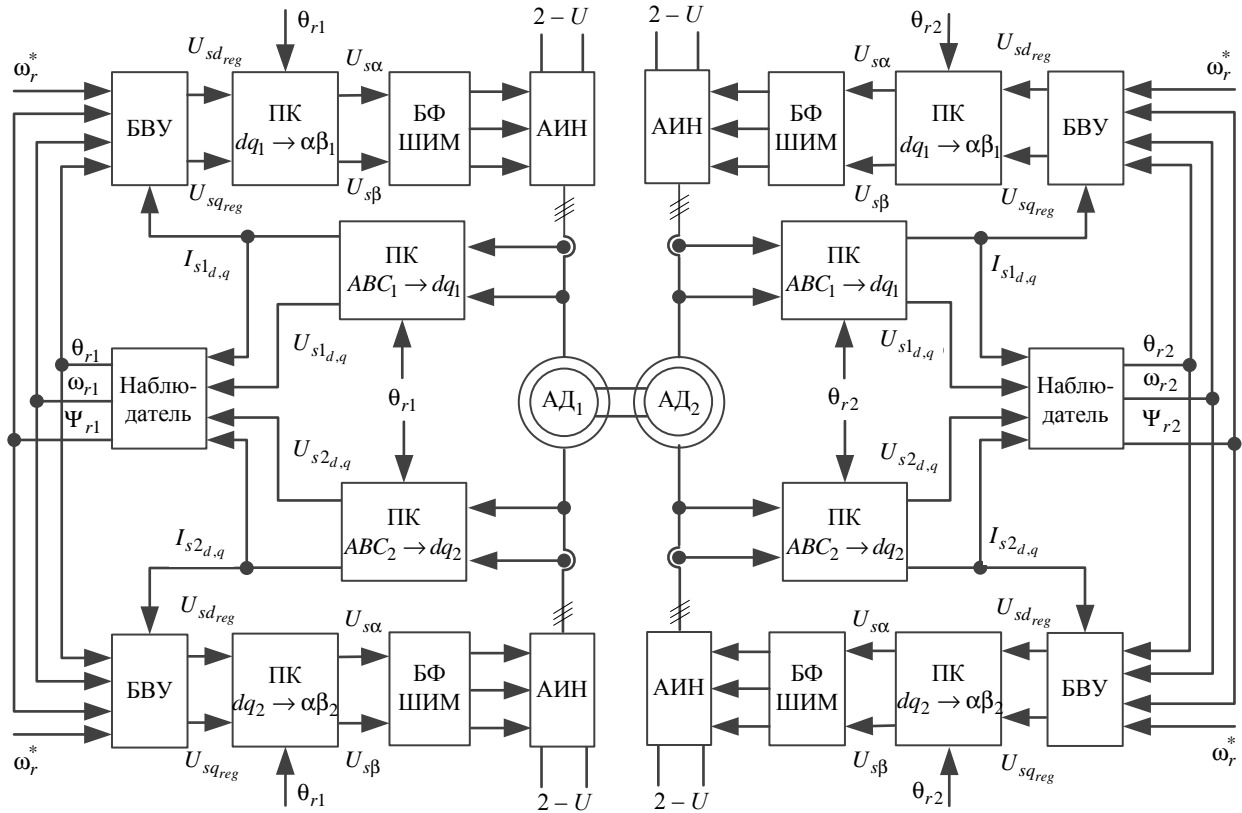


Рис. 1

причем значения потокосцеплений и индуктивностей статора и ротора могут быть определены как

$$\begin{cases}
 \Psi_{qs1} = L_{\sigma s1} I_{qs1} + L_{\sigma m} (I_{qs1} + I_{qs2}) + \\
 + L_m (I_{qs1} + I_{qs2} + I_{qr}), \\
 \Psi_{ds1} = L_{\sigma s1} I_{ds1} + L_{\sigma m} (I_{ds1} + I_{ds2}) + \\
 + L_m (I_{ds1} + I_{ds2} + I_{dr}), \\
 \Psi_{qs2} = L_{\sigma s2} I_{qs2} + L_{\sigma m} (I_{qs1} + I_{qs2}) + \\
 + L_m (I_{qs1} + I_{qs2} + I_{qr}), \\
 \Psi_{ds2} = L_{\sigma s2} I_{ds2} + L_{\sigma m} (I_{ds1} + I_{ds2}) + \\
 + L_m (I_{ds1} + I_{ds2} + I_{dr}), \\
 \Psi_{qr} = L_{\sigma r} I_{qr} + L_m (I_{qs1} + I_{qs2} + I_{qr}), \\
 \Psi_{dr} = L_{\sigma r} I_{dr} + L_m (I_{ds1} + I_{ds2} + I_{dr}), \\
 L_{s1} = L_{\sigma s1} + L_{\sigma m} + L_m, \\
 L_{s2} = L_{\sigma s2} + L_{\sigma m} + L_m, \\
 L_r = L_{\sigma r} + L_m,
 \end{cases} \quad (2)$$

где Ψ_{ds1} , Ψ_{ds2} , Ψ_{qs1} , Ψ_{qs2} – проекции на оси d и q потокосцеплений первой и второй обмоток статора; Ψ_{dr} , Ψ_{qr} – проекции на оси d и q потокосцепления ротора; I_{ds1} , I_{ds2} , I_{qs1} , I_{qs2} – проекции на оси d и q токов первой и второй обмоток

статора; I_{dr} , I_{qr} – проекции на оси d и q тока ротора; L_{s1} , L_{s2} – индуктивности первой и второй обмоток статора; L_r – приведенная индуктивность ротора; L_m – взаимная индуктивность статора и ротора; $L_{\sigma m}$ – взаимная индуктивность обмоток статора; $L_{\sigma s1}$, $L_{\sigma s2}$, $L_{\sigma r}$ – индуктивности рассеяния обмоток статора и ротора; R_{s1} , R_{s2} , R_r – активные сопротивления обмоток статора и ротора; ω_0 – угловая частота вращения поля статора; ω_r – угловая частота вращения ротора; Z_p – число пар полюсов; U_{ds1} , U_{ds2} , U_{qs1} , U_{qs2} – проекции на оси d и q напряжений первой и второй обмоток статора.

Значение электромагнитного момента АД, согласно [3], определяется как частная производная общего запаса электромагнитной энергии АД и после ряда преобразований может быть определено как

$$M = \frac{3}{2} Z_p \frac{L_m}{L_r} [\Psi_{dr} (I_{qs1} + I_{qs2}) - \Psi_{qr} (I_{ds1} + I_{ds2})], \quad (3)$$

а значение угловой частоты вращения ротора ω_r без учета вязкого трения –

$$\frac{d\omega_r}{dt} = \frac{1}{J} (M - M_c), \quad (4)$$

где J – момент инерции АД; M_c – момент нагрузки.

После ряда преобразований в (1) с использованием (2)–(4) математическое описание двухобмоточного АД с короткозамкнутым ротором в системе координат (d, q) будет иметь следующий вид:

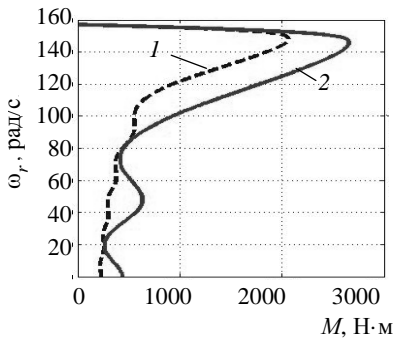
$$\left. \begin{aligned}
 \frac{dI_{qs1}}{dt} &= b_1 U_{qs1} - c_1 U_{qs2} - \left(b_1 R_{s1} + (b_1 - c_1) R_r \frac{L_m^2}{L_r^2} \right) I_{qs1} - \left((b_1 - c_1) R_r \frac{L_m^2}{L_r^2} - c_1 R_{s2} \right) I_{qs2} + \\
 &+ R_r \frac{L_m}{L_r^2} (b_1 - c_1) \Psi_{qr} - \omega_0 I_{ds1} - \frac{L_m}{L_r} Z_P \omega_r (b_1 - c_1) \Psi_{dr}, \\
 \frac{dI_{ds1}}{dt} &= b_1 U_{ds1} - c_1 U_{ds2} - \left(b_1 R_{s1} + (b_1 - c_1) R_r \frac{L_m^2}{L_r^2} \right) I_{ds1} - \left((b_1 - c_1) R_r \frac{L_m^2}{L_r^2} - c_1 R_{s2} \right) I_{ds2} + \\
 &+ R_r \frac{L_m}{L_r^2} (b_1 - c_1) \Psi_{dr} + \omega_0 I_{qs1} + \frac{L_m}{L_r} Z_P \omega_r (b_1 - c_1) \Psi_{qr}, \\
 \frac{dI_{qs2}}{dt} &= a_1 U_{qs2} - c_1 U_{qs1} - \left((a_1 - c_1) R_r \frac{L_m^2}{L_r^2} - c_1 R_{s1} \right) I_{qs1} - \left(a_1 R_{s2} + (a_1 - c_1) R_r \frac{L_m^2}{L_r^2} \right) I_{qs2} + \\
 &+ R_r \frac{L_m}{L_r^2} (a_1 - c_1) \Psi_{qr} - \omega_0 I_{ds2} - \frac{L_m}{L_r} Z_P \omega_r (a_1 - c_1) \Psi_{dr}, \\
 \frac{dI_{ds2}}{dt} &= a_1 U_{ds2} - c_1 U_{ds1} - \left((a_1 - c_1) R_r \frac{L_m^2}{L_r^2} - c_1 R_{s2} \right) I_{ds1} - \left(a_1 R_{s1} + (a_1 - c_1) R_r \frac{L_m^2}{L_r^2} \right) I_{ds2} + \\
 &+ R_r \frac{L_m}{L_r^2} (a_1 - c_1) \Psi_{qr} + \omega_0 I_{qs2} + \frac{L_m}{L_r} Z_P \omega_r (a_1 - c_1) \Psi_{qr}, \\
 \frac{d\Psi_{qr}}{dt} &= R_r \frac{L_m}{L_r} I_{qs1} + R_r \frac{L_m}{L_r} I_{qs2} - \frac{R_r}{L_r} \Psi_{qr} - (\omega_0 - Z_P \omega_r) \Psi_{dr}, \\
 \frac{d\Psi_{dr}}{dt} &= R_r \frac{L_m}{L_r} I_{ds1} + R_r \frac{L_m}{L_r} I_{ds2} - \frac{R_r}{L_r} \Psi_{dr} + (\omega_0 - Z_P \omega_r) \Psi_{qr}, \\
 \frac{d\omega_r}{dt} &= \frac{1}{J} \left\{ \frac{3}{2} Z_P \frac{L_m}{L_r} \left[\Psi_{dr} (I_{qs1} + I_{qs2}) - \Psi_{qr} (I_{ds1} + I_{ds2}) \right] - M_C \right\},
 \end{aligned} \right. \quad (5)$$

где $a_1 = \frac{a}{ab - c^2}$; $b_1 = \frac{b}{ab - c^2}$; $c_1 = \frac{c}{ab - c^2}$;
 $a = \frac{L_{s1} L_r - L_m^2}{L_r}$; $b = \frac{L_{s2} L_r - L_m^2}{L_r}$; $c = \frac{L_m L_r - L_m^2}{L_r}$.

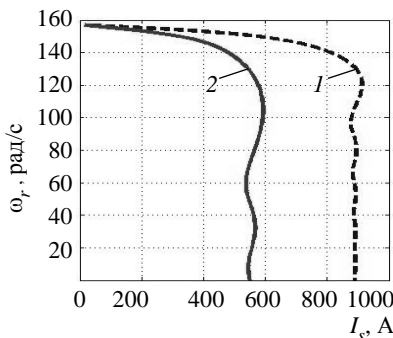
При составлении математической модели двухобмоточного АД были приняты следующие

допущения: воздушный зазор – однородный; насыщение магнитной цепи и потери в стали отсутствуют. На рис. 2, а–в приведены механические, электромеханические характеристики, а

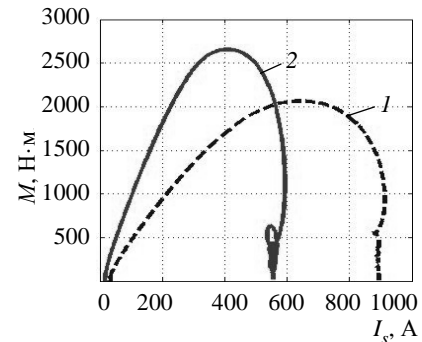
также зависимости значения электромагнитного момента от тока статора соответственно трехфазного (1) и шестифазного (2) двигателя на примере АД мощностью 55 кВт. Из сравнения характеристик двигателей видно, что использование двухобмоточного АД вместо классического АД с одной обмоткой на статоре сопровождается увели-



а



б
Рис. 2



в

чением перегрузочной способности двигателя, снижением амплитудных значений токов статора, а также сравнительно большим значением электромагнитного момента при одном и том же значении тока статора.

В качестве системы управления для каждого из двигателей принята система векторного управления с косвенной ориентацией по вектору потокосцепления ротора. Такое управление обеспечивает раздельное регулирование магнитного потока и электромагнитного момента двигателя, а также предельно допустимое быстродействие при управлении моментом [3]. На основе измеренных значений тока и напряжения статора в наблюдателе рассчитываются оценки переменных состояния АД (см. рис. 1). Параметры контурных регуляторов вычисляются согласно стандартным настройкам подчиненного регулирования. При этом с учетом компенсации перекрестных связей в системе управления можно получить следующие ПФ контуров тока:

$$\frac{I_{ds1}}{U_{ds1}} = \frac{I_{qs1}}{U_{qs1}} = \frac{1}{R_{s1} + R_r \left(\frac{L_m}{L_r} \right)^2 + \sigma L_{s1} p}, \quad (6)$$

$$\frac{I_{ds2}}{U_{ds2}} = \frac{I_{qs2}}{U_{qs2}} = \frac{1}{R_{s2} + R_r \left(\frac{L_m}{L_r} \right)^2 + \sigma L_{s2} p}. \quad (7)$$

Кроме того, из уравнений системы (2), а также из уравнений (3) и (4), в предположении, что потокосцепление ротора поддерживается с высокой степенью точности, а момент нагрузки на валу отсутствует, можно получить ПФ контура потокосцепления ротора и контура скорости

$$\frac{\Psi_{dr}}{I_{ds}^*} = \frac{L_m}{1 + \frac{L_r}{R_r} p}; \quad \frac{\omega_r}{I_{qs}^*} = \frac{3Z_p L_m \Psi_{drz}}{2J L_r p}, \quad (8)$$

где I_{ds}^* , I_{qs}^* – значения тока статора, являющиеся входами для внутренних контуров проекций тока статора на оси d и q соответственно; Ψ_{drz} – заданное значение потокосцепления ротора.

Разброс параметров однотипных двигателей, в частности значений их скольжения, обусловлен технологией изготовления и неоднородностью применяемых материалов. При номинальной нагрузке электропривода роторы двигателей будут

вращаться с одинаковой угловой частотой, но моменты, передаваемые двигателями, будут различны. На рис. 3, а представлены механические характеристики двухобмоточного АД мощностью 55 кВт с математическим описанием вида (5) при различных значениях скольжения.

Моменты двигателей могут быть рассчитаны следующим образом:

$$M_1 = M_H \frac{s_0}{s_1}; \quad M_2 = M_H \frac{s_0}{s_2}, \quad (9)$$

где M_1 , M_2 – моменты первого и второго двигателя, при номинальной нагрузке двухдвигательного электропривода; M_H – номинальный момент АД; s_1 , s_2 – номинальные скольжения роторов первого и второго АД; s_0 – общее скольжение двух АД, работающих на один вал.

Максимальный вращающий момент АД пропорционален квадрату напряжения и при колебаниях напряжения питающей сети будет изменяться. Таким образом, регулируя напряжение, можно изменять жесткость механической характеристики двигателя. При этом регулирование должно быть построено так, чтобы не нарушалось условие устойчивой работы АД. Графическая интерпретация предложенного способа показана на рис. 3, б.

Необходимое значение напряжения может быть определено как

$$U_S = \sqrt{\frac{M_2}{C_2}}, \quad (10)$$

где C_2 – коэффициент, зависящий от параметров обмоток, а также угловых частот вращения статора и ротора [4].

Другим вариантом выравнивания нагрузок является частотный способ регулирования. Значения частоты и напряжения питания статора АД в этом случае вычисляются как

$$\tilde{f}_S = f_S (1 + s_1 - s_2); \quad \tilde{U}_S = U_S (1 + s_1 - s_2), \quad (11)$$

где f_1 , U_1 – номинальные значения частоты и напряжения питающей сети.

С учетом допустимых отклонений скольжения АД из выражений (11) можно определить допустимые изменения напряжения и частоты питающей сети в целях выравнивания нагрузок:

$$\Delta U_S = 0.4 U_{Sn} s_n; \quad \Delta f_S = 0.4 f_{Sn} s_n. \quad (12)$$

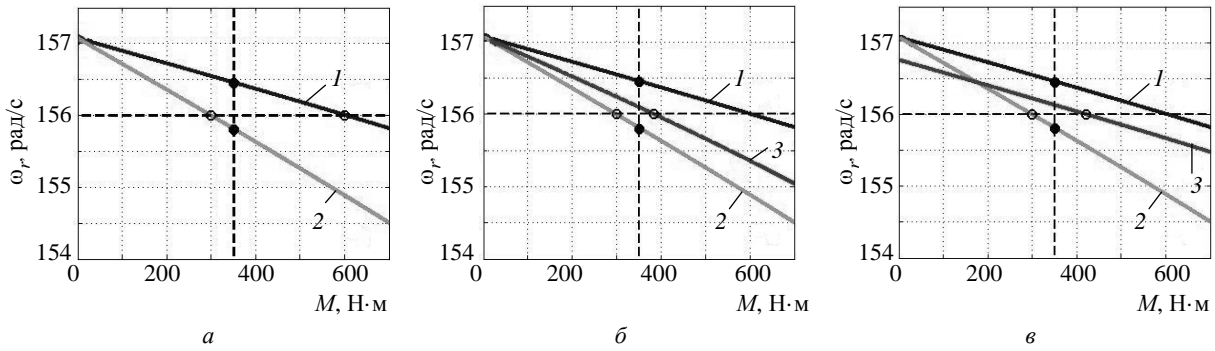


Рис. 3

Соответствующие механические характеристики АД представлены на рис. 3, в. Здесь 1 и 2 – механические характеристики первого и второго АД с номинальными параметрами сети, 3 – механическая характеристика первого АД с измененными параметрами сети.

Равномерное распределение нагрузки в рассматриваемом электроприводе также может быть организовано с помощью использования аппарата нечеткой логики при формировании сигнала задания скорости. Структура нечеткого регулятора представлена на рис. 4.

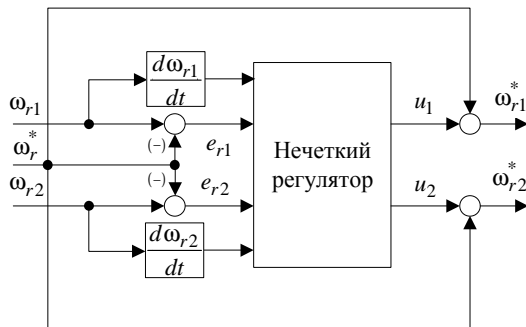


Рис. 4

На вход нечеткого регулятора подаются производные скорости вращения ротора каждого двигателя, а также отклонения скорости вращения от заданного значения e_{r1} и e_{r2} . Соответствующие входным значениям лингвистические переменные задаются терм-множествами тре-

угольного и Z-образного типов. Область значений входных лингвистических переменных соответствует максимальному положительному и отрицательному значениям входных переменных. Процесс дефазификации осуществляется методом центра тяжести функций степени принадлежности выходных лингвистических переменных. Выходные четкие переменные u_1 и u_2 складываются с заданным значением скорости ω_r^* , в результате чего формируется задание скорости вращения каждого двигателя ω_{r1}^* и ω_{r2}^* .

На рис. 5, а-в показано сравнение полученных в результате моделирования установившихся значений электромагнитного момента первого (1) и второго (2) АД при номинальном значении скорости в двухдвигательном электроприводе без выравнивания нагрузок, с классической схемой выравнивания нагрузок и с использованием нечеткого регулятора соответственно.

Таким образом, в статье была предложена система управления двухдвигательным асинхронным электроприводом с шестифазными АД, а также рассмотрены различные способы выравнивания нагрузки между ними. Существенным недостатком частотного способа является ограниченность изменения частоты и напряжения питания статора. Более равномерное распределение нагрузок может быть достигнуто при использова-

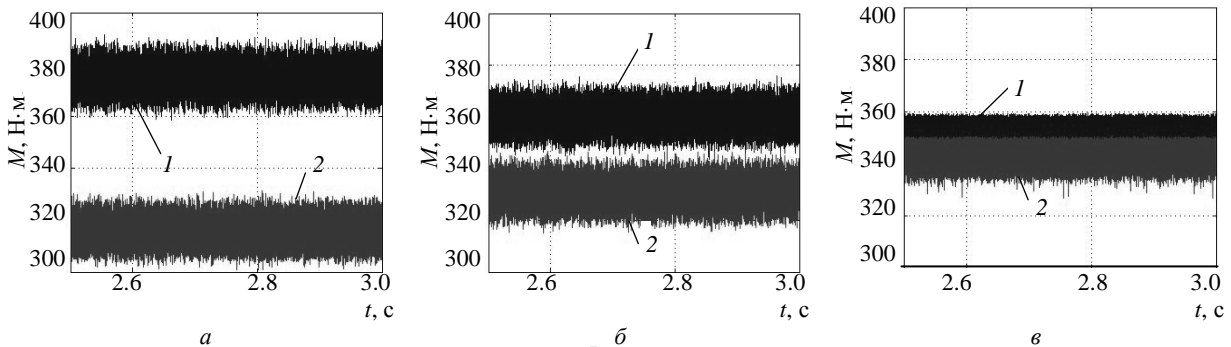


Рис. 5

нии нечеткого регулятора (рис. 5, в). В дальнейшем необходимо рассматривать вопросы устой-

чивости предложенной схемы асинхронного многодвигательного электропривода.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Гейлер Л. Б. Электропривод в тяжелом машиностроении. М.: Машгиз, 1958. 588 с.
2. Singh G. K. Multi-phase induction drive research // Electric Power Systems Research. 2002. № 61. P. 139–147.
3. Виноградов А. Б. Векторное управление электроприводами переменного тока / ГОУВПО «Ивановский государственный энергетический университет В. И. Ленина». Иваново, 2008. 297 с.
4. Шевченко В. И. Выравнивание нагрузок в многодвигательном асинхронном электроприводе // Изв. вузов: Горный журн. 1999. № 1–2. С. 168–171.

V. V. Bruslinovskiy
Ship Electric Engineering and Technology Institute (KSRC Branch)

A. V. Morozov
Saint-Petersburg state electrotechnical university «LETI»

INDUCTION MULTI-MOTOR DRIVE'S LOAD DISTRIBUTION IN STATIC MODES

Problems of uniform load distribution between dual stator induction motors are considered. A comparative analysis of the proposed six-phase induction motor model and the conventional three-phase induction motor model is carried out from the viewpoint of static performance. An algorithm of indirect field-oriented control is used in the motor's control system. Investigation of different load balancing methods shows that the best results are achieved by using fuzzy logic control in the formation of the speed reference signal.

Multi-motor drive, dual stator induction motor, indirect vector control, load balancing

УДК 621.3.078.3

А. Д. Стоцкая, Т. О. Кузьмина
Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ» им. В. И. Ульянова (Ленина)

О робастности селективного регулятора положения ротора в электромагнитном подвесе

Предложена селективная система автоматического управления положением ротора в электромагнитном подвесе. Рассматриваются вопросы динамики системы в различных штатных и нештатных режимах работы. Результаты моделирования доказывают работоспособность регулятора и робастные свойства спроектированной селективной системы автоматического управления. Приводятся результаты разработки аппаратной части системы селективного управления положением ротора с применением Real-Time Windows Target Toolbox.

Электромагнитный подвес, селективный регулятор, робастность, Real-Time Windows Target Toolbox

В практических целях электромагнитный подвес (ЭМП) ротора при помощи активных магнитных подшипников (АМП), применяется в различных быстроходных машинах, работающих в условиях, не допускающих использование традицион-

ных подшипников с механическим контактом. Активный магнитный подшипник является сложным мехатронным устройством, позволяющим выполнить бесконтактный подвес ротора электрической машины относительно статора. Однако значитель-