

УДК 62-83: 531.3 2

Энергоэффективная модель управления асинхронного электропривода с учетом намагничивания на основе нечеткого логического вывода Такаги–Сугено*

В.З. МАНУСОВ¹, Н.М. ЗАЙЦЕВА², Д.В. АНТОНЕНКОВ³

¹ 630073, РФ, г. Новосибирск, пр. Карла Маркса, 20, Новосибирский государственный технический университет, доктор технических наук, профессор. E-mail: manusov36@mail.ru

² 140064, РК, г. Павлодар, ул. Ломова, 64, Инновационный Евразийский университет, кандидат технических наук, доцент. E-mail: zaitzevns@mail.ru

³ 633224, РФ, Новосибирская обл., Искитимский р-н, п. Листвянский, ул. Советская, 2А, АО «СибАнтрацит», главный энергетик, кандидат технических наук. E-mail: AntonenkovDV@mail.ru

Статья посвящена разработке моделей энергоэффективного управления асинхронными электроприводами. Современная микропроцессорная техника позволяет реализовать любой алгоритм функционирования электропривода, поэтому есть возможность поиска новых алгоритмов оптимального управления асинхронными электроприводами. В связи с этим в работе предложены алгоритмы управления скалярного и векторного типов, основанные на одном из направлений искусственного интеллекта – на нечеткой логике. В статье приведены зависимости электропривода, используемые при реализации скалярного управления, на основе алгоритмов Мамадани и Такаги–Сугено. Выбран вид функций принадлежности интервалов значения $\cos\phi$ как одного из интегральных показателей энергоэффективности работы электропривода. При векторном управлении асинхронного электропривода рассмотрена математическая модель двигателя с учетом нелинейности его характеристики намагничивания. При этом алгоритм, реализующий насыщение магнитной системы двигателя, выполнен с помощью нечеткого логического вывода Такаги–Сугено. Приведены предлагаемые функции принадлежности интервалам модуля вектора намагничивания и вид функций, реализующих кривую намагничивания, для каждого интервала. Реализация предлагаемых моделей выполнена с помощью системы MATLAB Simulink. Предложена графическая интерпретация совмещенных по времени моделей асинхронного короткозамкнутого двигателя, демонстрирующая энергоэффективность предлагаемой модели. Алгоритм, выполненный на основе метода Такаги–Сугено, реализован средствами языка программирования СИ. Полученный новый научный результат может быть применен при программировании микропроцессоров, управляющих асинхронными электроприводами, ввиду более быстрого вычисления требуемых режимных параметров и простоты реализации. Показано, что энергоэффективное управление современных асинхронных электроприводов должно быть основано на более адекватной математической модели, учиты-

* Статья получена 22 мая 2017 г.

вающей насыщение магнитной системы двигателя, что хорошо реализуется с помощью нечеткого логического вывода Такаги–Сугено.

Ключевые слова: модель, асинхронный электропривод, скалярное и векторное управление, оптимизация, насыщение магнитной системы, функции принадлежности, нечеткая логика, нечеткий логический вывод

DOI: 10.17212/1814-1196-2017-3-31-48

ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время в промышленности и в сельском хозяйстве повышаются требования к качеству и энергоэффективности технологических процессов, реализуемых на основе управляемых электроприводов, которые составляют до 70 % электроприводов переменного тока. Среди регулируемых электроприводов лидирующее место занимают электроприводы с асинхронными двигателями [1]. Ввиду того, что в России в последние годы уделяется серьезное внимание вопросам энергосбережения, задача энергоэффективного функционирования производства в целом влечет за собой задачу поиска энергоэффективных режимов функционирования асинхронных электродвигателей [1–4] в каждом отдельном случае.

Управление асинхронными двигателями в настоящее время осуществляется на основе скалярного и векторного алгоритмов [5, 6]. Скалярное управление применяется для асинхронных короткозамкнутых двигателей (АКД), реализующих относительно-стационарный технологический процесс. Векторное управление АКД применяется для реализации более точного управления асинхронными двигателями на основе математического описания электромагнитных процессов в них с учетом механических характеристик, например, при повторно-кратковременных режимах работы.

В связи с развитием микропроцессорной техники, позволяющей выполнить фактически любой алгоритм функционирования электропривода, становится актуальной задача поиска алгоритмов оптимального управления асинхронными электроприводами. Поэтому необходим анализ существующих моделей и алгоритмов оптимального управления АКД в свете повышения его энергоэффективности. В последнее время в этой области доказали свои преимущества методы искусственного интеллекта [7–12]. В связи с этим необходимы поиски дополнительных решений и алгоритмов управления, основанных на методах искусственного интеллекта.

Предложенные решения способствуют повышению энергоэффективности режимов работы электроприводов: при скалярном управлении за счет максимального повышения коэффициента мощности и снижения таким образом потребления реактивной мощности самим электроприемником, а при векторном управлении – за счет более адекватного отражения магнитной системы и ускоренного восстановления режимных параметров в процессах динамичности режимов. В обоих случаях решение осуществляется на основе нечеткого логического вывода Такаги–Сугено.

1. РЕШЕНИЕ ЗАДАЧИ

Для осуществления возможности оптимального регулирования асинхронными электроприводами используются методы U/f управления, такие как скалярное и векторное. Наибольшее распространение имеют асинхронные электроприводы со скалярным управлением, используемым в приводах компрессоров, вентиляторов, насосов и прочих механизмов, в которых необходимо удерживать на определенном уровне или скорость вращения вала электродвигателя, которую можно контролировать с помощью датчика скорости, или значение какого-либо технологического параметра (например, давления в трубопроводе). Управление скоростью вращения вала двигателя достигается путем воздействия на амплитуду и частоту питающего напряжения. Способ регулирования базируется на схемах замещения асинхронного электродвигателя [5, 6] и на выражении электромагнитного момента.

Управление асинхронным двигателем осуществляется с помощью регулирования напряжения, подводимого к статору. Имеется исходная формула вычисления механического момента для некоторого АД [7]:

$$M = \frac{pmU^2 R_2 / s}{\omega c [(R_1 + R_2 c / s)^2 + (X_1 + X_2 c)^2]}, \quad (1)$$

где M – момент, развиваемый двигателем; p – количество пар полюсов; m – число фаз; U – фазное напряжение; R_1, R_2 – активное сопротивление обмоток статора и ротора; X_1, X_2 – реактивное сопротивление рассеяния обмоток статора и ротора; ω – угловая частота вращения поля ротора; c – константа преобразования схемы Т-образной в Г-образную; s – скольжение.

Таким образом, имеется зависимость $M = f(\omega, U, s)$. Для добавления инерционности имитационной модели используется основное уравнение движения

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

где M_H – момент нагрузки, J – механический момент инерции, ω – угловая частота вращения ротора.

Активная мощность, потребляемая асинхронным двигателем, с пренебрежением потерь активной мощности в магнитопроводе

$$P = \frac{3U^2 (R_1 + R_2 / s)}{(R_1 + R_2 / s)^2 + (X_1 + X_2)^2}. \quad (3)$$

Реактивная мощность, потребляемая индуктивным сопротивлением, обуславливающим магнитную связь между ротором и статором электродвигателя [7]

$$Q_0 = \frac{3U^2}{X_\mu}. \quad (4)$$

Реактивная мощность, потребляемая индуктивным сопротивлением рассеяния, находится [7] так:

$$Q_1 = I^2(X_1 + X_2) = \frac{3U^2(X_1 + X_2)}{(R_1 + R_2/s)^2 + (X_1 + X_2)^2}. \quad (5)$$

Соответственно, результирующая реактивная мощность, потребляемая асинхронным двигателем из сети, определяется так:

$$Q_\Sigma = Q_0 + Q_1. \quad (6)$$

При оптимальном регулировании напряжения первоначально задается номинальное рабочее напряжение, которое на начальном приближении остается неизменным. По данным, полученным в ходе эксперимента на двигателе АИР80В4 (3 кВт), построены графики механической скорости вращения, скольжения, активных и реактивных мощностей асинхронного двигателя от напряжения [7]. На рис. 1 представлены указанные зависимости от напряжения в относительных единицах при базисной мощности 2 кВт.

Показано, что при данной нагрузочной характеристике значительное уменьшение скольжения наступает при фазном напряжении порядка 80 В. Тогда же наступает спад потребляемой реактивной мощности, обусловленной пусковым током реактивного характера, обтекающего фиктивные сопротивления рассеяния. Наряду с этим имеет место монотонный рост реактивной мощности, обусловленной магнитной связью ротора и статора.

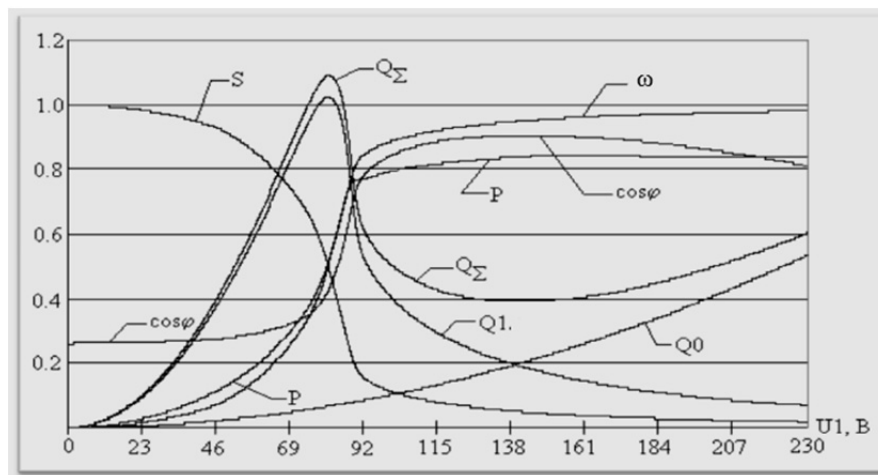


Рис. 1. Зависимость режимных параметров асинхронного двигателя от напряжения

Графики переходных процессов, скольжения, скорости вращения ротора, активных и реактивных мощностей и $\cos \varphi$ при пуске АД в течение пяти секунд представлены на рис. 2. Значения активных и реактивных мощностей нормированы величиной 2 кВт и представлены в относительных единицах. Угловая частота вращения ротора нормирована значением $\omega = 2\pi f / m = 50\pi$, где f — частота переменного напряжения, m — количество пар полюсов. Механический момент инерции составляет 0.6 кг · м.

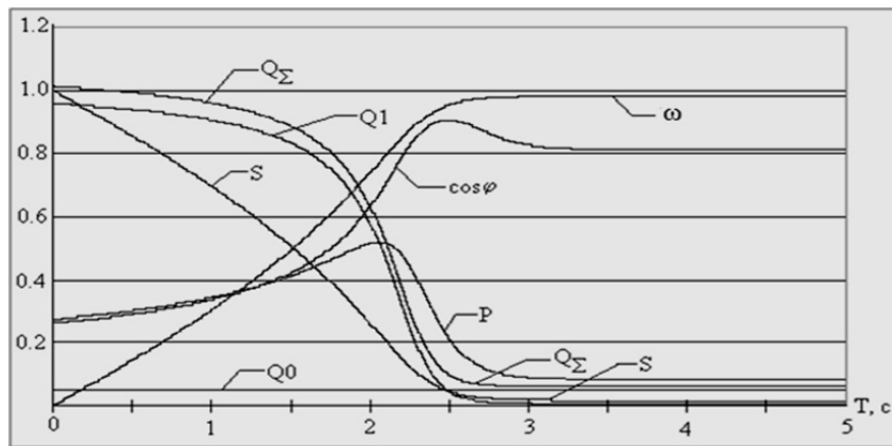


Рис. 2. Графики электрических и механических параметров режимов асинхронного двигателя при номинальном фазном напряжении

Этот алгоритм регулирования напряжения эффективен в системах, обладающих малой инерционностью. В противном случае имеет место такое негативное явление, как качание. Кроме того, система, работающая по этому алгоритму, достаточно долго переходит в равновесное состояние. На рис. 3 представлен переходный электромеханический процесс при включении двигателя. Видно, что разгон до номинальных оборотов завершается приблизительно через 2.5 с, далее следуют механические колебания, обусловленные наличием задержки приращаения оборотов двигателя от напряжения питания.

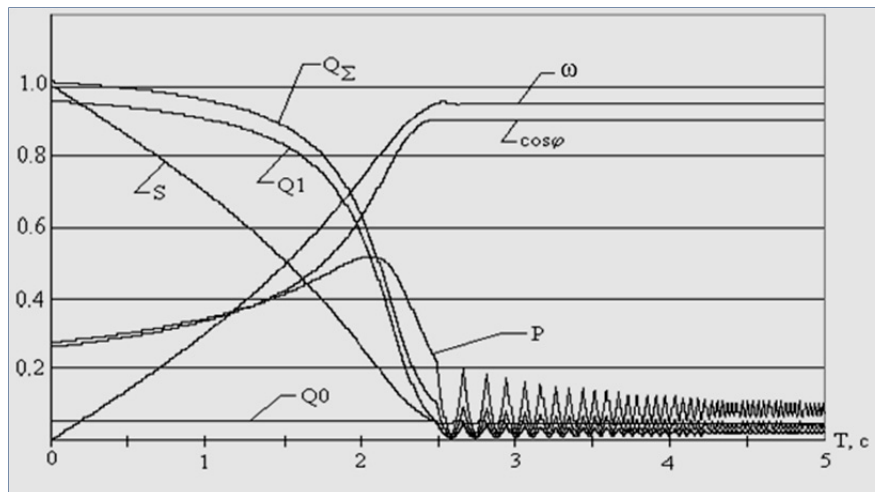


Рис. 3. График электрических и механических характеристик двигателя при регулировании напряжения по знаку производной $\cos \varphi$

Во избежание механических колебаний ротора можно применить регулирование с малым отклонением напряжения через некоторые интервалы времени, либо пропорционально-интегрально-дифференциальное регулирование с использованием модели системы ($U1 = f(\cos \varphi, t)$, где t – время), либо регулирование на основе нечеткой логики.

2. РЕШЕНИЕ ЗАДАЧИ НА ОСНОВЕ НЕЧЕТКОЙ ЛОГИКИ

Рассмотрим некоторые нечеткие логические алгоритмы на примере управления асинхронным двигателем под нагрузкой с некоторым моментом инерции, точнее, регулирования напряжения на его статорных обмотках. Все значения предпосылок и нечетких выводов представлены в виде лингвистических термов. Для коэффициента мощности приняты следующие пять терм-множеств: Z(ZERO) – нулевое значение напряжения, S(SMALL) – малое значение, N(NORMAL) – номинальное значение, M(Middle HIGHT) – повышенное (выше нормального напряжения), H(HIGHT) – высокое значение.

База правил нечеткого регулятора

		cosφ				
		Z	S	N	M	H
d(cosφ)/dt	dNL	dPL	dPL	dPL	dNS	dNL
	dNS	dPL	dPL	dPS	dNS	dNL
	dZ	dPL	dPS	dZ	dNS	dNL
	dPS	dPS	dZ	dNS	dNS	dNL
	dPL	dPS	dZ	dNL	dNS	dNL

Для значений производной: dNL – отрицательное (негатив, низкое значение производной cos φ), dPL – положительное (низкое значение производной cos φ), dNS (dPS) – отрицательное (положительное) малое значение производной cos φ, dZ – нулевое значение производной cos φ; U – очень высокое значение напряжения на статорных обмотках АД, H – высокое значение напряжения, N – нормальное значение напряжения, S – малое значение напряжения, Z – нулевое значение напряжения. В таблицу сведены правила, применяемые в рассматриваемом примере, которые представляют собой матрицу нечетких отношений коэффициента мощности и производной для использования в качестве правил нечеткого регулятора.

Таким образом, АД как электрическая нагрузка, имеющая сложно формализуемую зависимость параметров режима от подводимого напряжения и механической нагрузки, с большим успехом может быть описана нечеткой базой правил при заданных термах входных и выходных величин.

На первом этапе формируются функции принадлежности каждого предложения, являющегося в правиле предпосылкой (т. е. находящегося до индикатора «то») и связанного через «и» или «или». С найденными функциями принадлежности предложений-предпосылок выполняют далее логическое произведение по Заде [9–12], что соответствует операции взятия минимума: $\alpha_i = \min(\mu_1, \dots, \mu_n)$.

Эти действия повторяются для каждого правила, имеющегося в базе правил и имеющего ненулевые функции принадлежности. Таким образом получается k рассчитанных α -уровней. На следующем этапе выполняется нечеткая импликация [9, 10], что соответствует в данном случае операции взятия минимума для всех членов нечеткого множества, принадлежащего к предложению логического вывода и стоящего в правиле после «то» или «тогда». Таким образом, из одного терм-множества $dU_i = \{dU; \mu_{dU_i}\}$ получается другое терм-множество $dU'_i = \{dU; \min(\alpha_i, \mu_{dU_i})\}$, усеченное по вершине.

На третьем этапе проводится нечеткая композиция для всех ненулевых терм-множеств dU'_i в виде $Z = dU'_1 \vee \dots \vee dU'_k$.

На четвертом этапе определяется четкое значение величины добавляемого или вычитаемого изменения напряжения путем дефазификации полученного множества $Z = \{dU; \mu_{dU}\}$ с помощью метода центра масс [9, 10]. Нечеткий алгоритм обеспечивает лучшее регулирование, чем управление по точному значению выбранного критерия оптимальности, а именно максимума коэффициента мощности $\cos \varphi$. При достаточной простоте реализации он позволяет осуществлять астатическое регулирование напряжения и апериодический процесс перехода из одного устойчивого состояния в другое при смене параметров режима.

Метод построения модели объекта управления, предложенный Такаги и Сугено (TS) [14, 15], основан на нечетком разбиении входного пространства. В каждом нечетком подпространстве формируется линейный «вход/выход». Для построения нечеткой модели системы по Такаги–Сугено создается система правил продукции:

$$IF \dots, THEN \dots, \quad (7)$$

где IF – антецедент – условие, а $THEN$ – консеквент – следствие. В конкретных условиях это записывается в форме

$$Если (x есть A), ТО (y = f(x)). \quad (8)$$

В общем виде функция заключений $f(x)$ может быть нелинейной, но чаще используются функции линейного вида. Следовательно, можно записать

$$Если (x есть A), ТО (y = ax + b). \quad (9)$$

Если существует несколько нечетких интервалов значений переменной x , то база правил записывается следующим образом:

$$\begin{aligned} &1\text{-й интервал: } Если (x есть A_1), ТО (y = f_1(x)), \\ &2\text{-й интервал: } Если (x есть A_2), ТО (y = f_2(x)), \\ &\dots \\ &N\text{-й интервал: } Если (x есть A_N), ТО (y = f_N(x)). \end{aligned} \quad (10)$$

В этом случае значение на выходе модели вычисляется с помощью выражения, называемого центром масс:

$$y = \frac{\sum_{i=1}^N \mu_{A_i}(x) \cdot f_i(x)}{\sum_{i=1}^N \mu_{A_i}(x)}, \quad (11)$$

где $\mu_{A_i}(x)$ – функции принадлежности переменной x интервалу A_i , а $f_i(x)$ – функции заключений.

Для решения задачи оптимального управления асинхронным двигателем, когда в качестве критерия оптимальности принято достижение максимального $\cos \varphi$, выделено три интервала со своими функциями принадлежности, которые представлены на рис. 4.

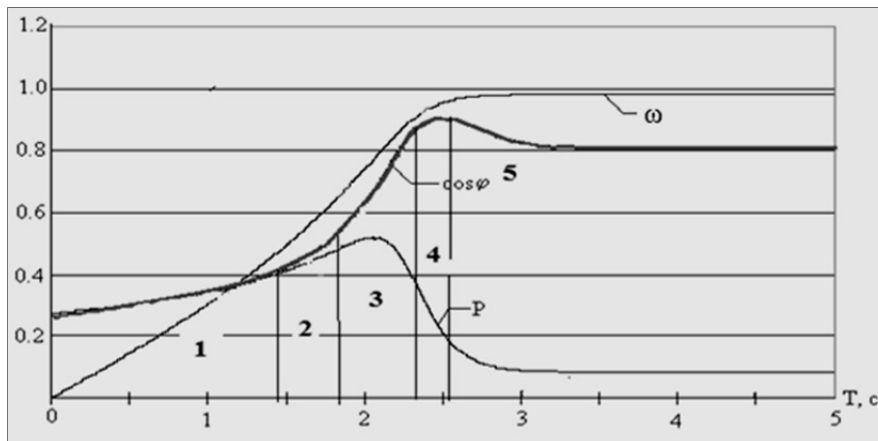


Рис. 4. Определение интервалов разбиения входного пространства по Такаги–Сугено: значений активной мощности, частоты вращения вала и $\cos \varphi$

Интервалы, где может быть определен один вид управляющего воздействия, т. е. функция заключения, обозначены на рисунке цифрами 1, 3, 5. Цифрами 2 и 4 обозначены интервалы пересечений между этими функциями. Пересечения могут быть выполнены на основе функций принадлежности вида трапеций (рис. 5).

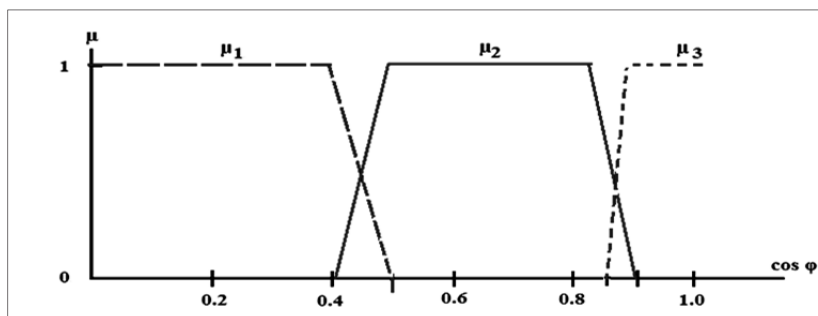


Рис. 5. Вид функций принадлежности интервалов значений $\cos \varphi$ для функций управления по Такаги–Сугено

Параметры функций управления могут быть определены с помощью метода наименьших квадратов для каждого рассматриваемого нечеткого интервала в отдельности.

Первый этап алгоритма Такаги–Сугено: по значению $\cos \varphi$ находятся значения μ_1 , μ_2 и μ_3 , т. е. уровни отсечения для каждого из правил.

На втором этапе находятся индивидуальные выходы для каждого интервала вида

$$y = a_i x + b_i, \quad (12)$$

где x – четкие значения величин исходных данных (напряжение, ток и т. п.).

На третьем этапе определяется четкое значение переменной вывода методом взвешенного среднего (11).

Этот алгоритм управления имеет больше постоянных в предложении вывода, чем в предыдущем случае. Кроме того, четкое значение вывода изменяется вместе с изменением четких предпосылок. Управление по такому алгоритму более подходит для задач нечеткой идентификации сложных функциональных зависимостей, упрощения интегральных и дифференциальных расчетов. Такой алгоритм позволяет осуществлять еще более быстрое управление системой по хорошо идентифицированному к объекту управления набору правил). В отличие от алгоритмов Мамдани, алгоритмы Такаги–Сугено [12, 13] не используют процесс дефазификации, а получают четкие локальные выводы, которые применяются для управляющего воздействия.

3. МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ С УЧЕТОМ НАСЫЩЕНИЯ МАГНИТНОЙ СИСТЕМЫ

В большинстве случаев рассматривается работа асинхронных двигателей на основе предположения, что насыщение магнитной системы в них отсутствует. Это выражается в постоянстве коэффициентов индуктивности L_m , L_1 и L_2 . Машину, при описании которой существует такое допущение, называют ненасыщенной. С одной стороны, предположение такого допущения, например, при ее описании в виде схемы замещения позволяет получить простые и удобные формулы для расчета и структурные схемы для моделирования, но, с другой стороны, при таком упрощении точность расчетов может оказаться недостаточной [3, 4, 6].

С достаточной степенью точности считается, что насыщение проявляет себя только в изменении коэффициента, связывающего главный магнитный поток (полезный поток в зазоре) с намагничивающим током (током в намагничивающем контуре схемы замещения). Связь между потоками рассеяния статора и ротора и соответствующими токами остается такой же, как в ненасыщенной машине, что характеризуется постоянными индуктивностями рассеяния статора и ротора $L1\sigma$ и $L2\sigma$.

Характеристика намагничивания машины $|\tilde{\Psi}_m| = f(|\tilde{I}_m|)$, как зависимость между модулями пространственных векторов главного потокосцепления и намагничивающего тока, показана на рис. 6, а. При записи уравнений, описывающих насыщенную машину, эту связь представляют в виде зависимости

$$|\tilde{\Psi}_m| = L'_m \cdot |\tilde{I}_m|, \quad (13)$$

где L'_m – переменный коэффициент индуктивности, характеризующий нелинейную связь между главным потокосцеплением и намагничивающим током.

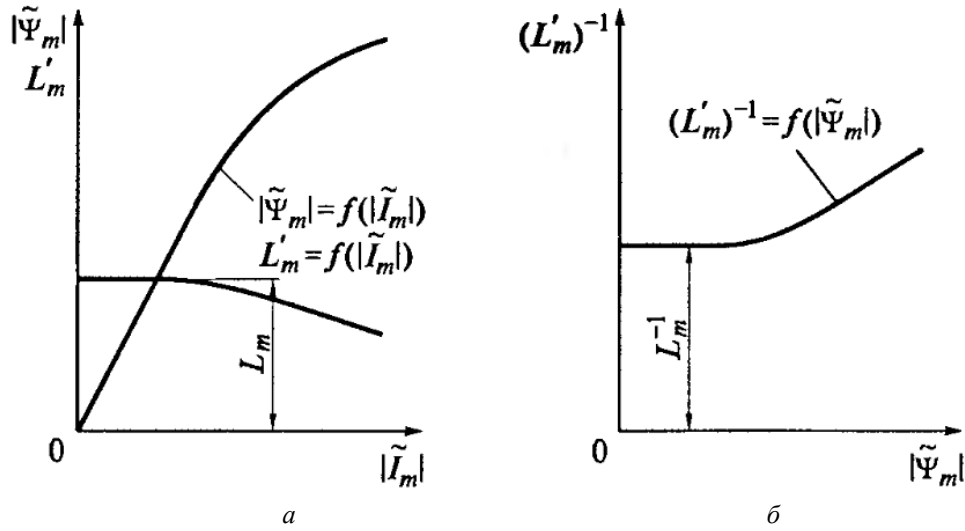


Рис. 6. Характеристика насыщения магнитной системы асинхронного двигателя:

a – характеристика намагничивания $|\tilde{\Psi}_m| = f(|\tilde{I}_m|)$ и зависимость $L'_m = f(|\tilde{I}_m|)$;

b – обратная зависимость $(L')^{-1} = f(|\tilde{\Psi}_m|)$

Обратная зависимость записывается следующим образом:

$$|\tilde{I}_m| = (L'_m)^{-1} \cdot |\tilde{\Psi}_m|.$$

На рис 6, a показано уменьшение коэффициента L'_m по мере насыщения магнитной системы, а на рис. 6, b – рост коэффициента $(L'_m)^{-1}$. Это характеризуется тем, что для получения некоторого значения потокосцепления $|\tilde{\Psi}_m|$ в зоне насыщения требуется больший намагничивающий ток, чем для получения того же значения потокосцепления в ненасыщенной машине. В линейной части характеристики намагничивания выполняются равенства

$$L'_m = L_m \text{ и } (L'_m)^{-1} = (L_m)^{-1}. \quad (14)$$

Построить зависимость $(L')^{-1} = f(|\tilde{\Psi}_m|)$ можно, выбирая в рабочей зоне характеристики намагничивания ряд значений $|\tilde{I}_m|$ и определяя соответствующие им значения $|\tilde{\Psi}_m|$. Так, в литературе приводятся зависимости, полученные таким образом с помощью аппроксимации степенным полиномом [3]:

$$|\tilde{I}_m|(|\tilde{\Psi}_m|) = 0.1484|\tilde{\Psi}_m| + 0.2773|\tilde{\Psi}_m|^3 - 0.5464|\tilde{\Psi}_m|^5 + 0.4173|\tilde{\Psi}_m|^7. \quad (15)$$

Изменение коэффициента взаимоиנדукции обмоток статора и ротора $(L'_m)^{-1}$ вследствие насыщения с учетом полинома [3] предлагается представить следующим образом:

$$(L'_m)^{-1} = 0.1484 + |\tilde{\Psi}_m|^2 \left(0.2773 + |\tilde{\Psi}_m|^2 \left(-0.5464 + 0.4173 |\tilde{\Psi}_m|^2 \right) \right). \quad (16)$$

Для описания процессов, описывающих насыщенную машину, запишем уравнения. Имея в виду, что полные потокосцепления статора и ротора отличаются от главного потокосцепления на величины потокосцеплений рассеяния, их пространственные векторы равны:

$$\tilde{\Psi}_1 = \tilde{\Psi}_m + L_{1\sigma} \cdot \tilde{I}_1,$$

$$\tilde{\Psi}_2 = \tilde{\Psi}_m + L_{2\sigma} \cdot \tilde{I}_2.$$

Вектор главного потокосцепления в насыщенной машине связан с векторами токов выражением

$$\tilde{\Psi}_m = L'_m (\tilde{I}_1 + \tilde{I}_2) = L'_m \cdot \tilde{I}_m. \quad (17)$$

Система уравнений [6] для пространственных векторов во вращающейся системе координат будет иметь вид

$$\begin{aligned} p\tilde{\Psi}_1 &= \tilde{U}_1 - \tilde{I}_1 \cdot R_1 - j \cdot \omega_{0\text{эл}} \cdot \tilde{\Psi}_1, \\ p\tilde{\Psi}_2 &= -\tilde{I}_1 \cdot R_1 - j \cdot \omega_p \cdot \tilde{\Psi}_2, \\ \tilde{I}_1 &= (\tilde{\Psi}_1 - \tilde{\Psi}_m) / L_{1\sigma}, \\ \tilde{\Psi}_m &= \tilde{\Psi}_2 - L_{2\sigma} \cdot \tilde{I}_2, \\ \tilde{I}_2 &= \tilde{I}_m - \tilde{I}_1, \\ \tilde{I}_m &= (L'_m)^{-1} \cdot \tilde{\Psi}_m. \end{aligned} \quad (18)$$

Входные величины в данной модели – угловая частота напряжения питания $\omega_{0\text{эл}}$, проекции вектора напряжения \tilde{U}_1 на оси системы координат и момент нагрузки M_c ; выходные – скорость двигателя, проекции токов статора, ротора и намагничивающего тока, проекции потокосцепления статора и ротора, главного потокосцепления и роторная частота:

$$\begin{aligned} M_d &= \frac{3}{2} p_{\Pi} (\Psi_{1\alpha} \cdot i_{1\beta} - \Psi_{1\beta} \cdot i_{1\alpha}), \\ p\omega &= \frac{(M_d - M_c)}{J}; \\ \omega_p &= \omega_{0\text{эл}} - p_{\Pi} \omega. \end{aligned} \quad (19)$$

4. ИДЕНТИФИКАЦИЯ НА ОСНОВЕ НЕЧЕТКОГО ЛОГИЧЕСКОГО ВЫВОДА ТАКАГИ–СУГЕНО

При решении задачи поиска энергоэффективного [1–4, 6, 7] режима функционирования асинхронного электропривода на основе векторного управления, которое осуществляется с помощью современных микропроцессорных устройств, необходим учет насыщения магнитной системы [3, 4, 6] электродвигателя при описании его процессов с целью формирования управляющих сигналов. Описание выполняется с помощью средств программирования, и чем проще код программы, прописанный в микропроцессоре, тем быстрее он выполняется и, следовательно, тем быстрее будет сформировано соответствующее конкретному состоянию двигателя в конкретный момент времени управляющее воздействие.

Существуют проверенные на практике рекомендации по учету насыщения магнитной системы [3] в виде полинома седьмой степени для аппроксимации нелинейной функции коэффициента индуктивности L'_m (15) и полинома шестой степени – для коэффициента взаимоиндукции обмоток статора и ротора $(L'_m)^{-1}$ (16). С помощью коэффициента $(L'_m)^{-1}$ вычисляются проекции вектора намагничивающего тока $i_{m\alpha}$ и $i_{m\beta}$, которые необходимы для определения состояния двигателя в каждый очередной для анализа момент времени. В микропроцессорах возведение в целую степень выполняется путем многократного умножения, представляющего собой микропрограмму или подключение специального аппаратного средства для вычисления результата. Такое арифметическое действие наряду с делением требует самого большого относительного интервала времени.

Исходя из этого возникает задача упрощения функции (16), учитывающей насыщение магнитной системы асинхронного электродвигателя. Упрощение было выполнено на основе идентификации Такаги–Сугено. Необходимость решения задачи идентификации параметров системы намагничивания асинхронного короткозамкнутого двигателя показана в работе [13]. В исследовании [3] зависимость модуля вектора намагничивания ψ аппроксимирована полиномом 6-й и 7-й степени, что создает достаточную сложность при составлении программ для микропроцессоров.

Предложена существенно новая модель, а именно: полиномы высокой степени эквивалентно заменяются системой правил продукции. Кривая насыщения магнитной системы представляется в виде двух участков, аппроксимируемых линейными зависимостями с функциями принадлежности с одним интервалом пересечения:

$$\mu_1 = \begin{cases} 1 & \text{при } 0 \leq \psi < 0.85 \\ \frac{1-\psi}{0.15} & \text{при } 0.85 \leq \psi < 1, \\ 0 & \text{при } \psi \geq 1 \end{cases}, \quad \mu_2 = \begin{cases} 0 & \text{при } 0 \leq \psi < 0.85 \\ 1 - \frac{1-\psi}{0.15} & \text{при } 0.85 \leq \psi < 1 \\ 1 & \text{при } \psi \geq 1. \end{cases} \quad (20)$$

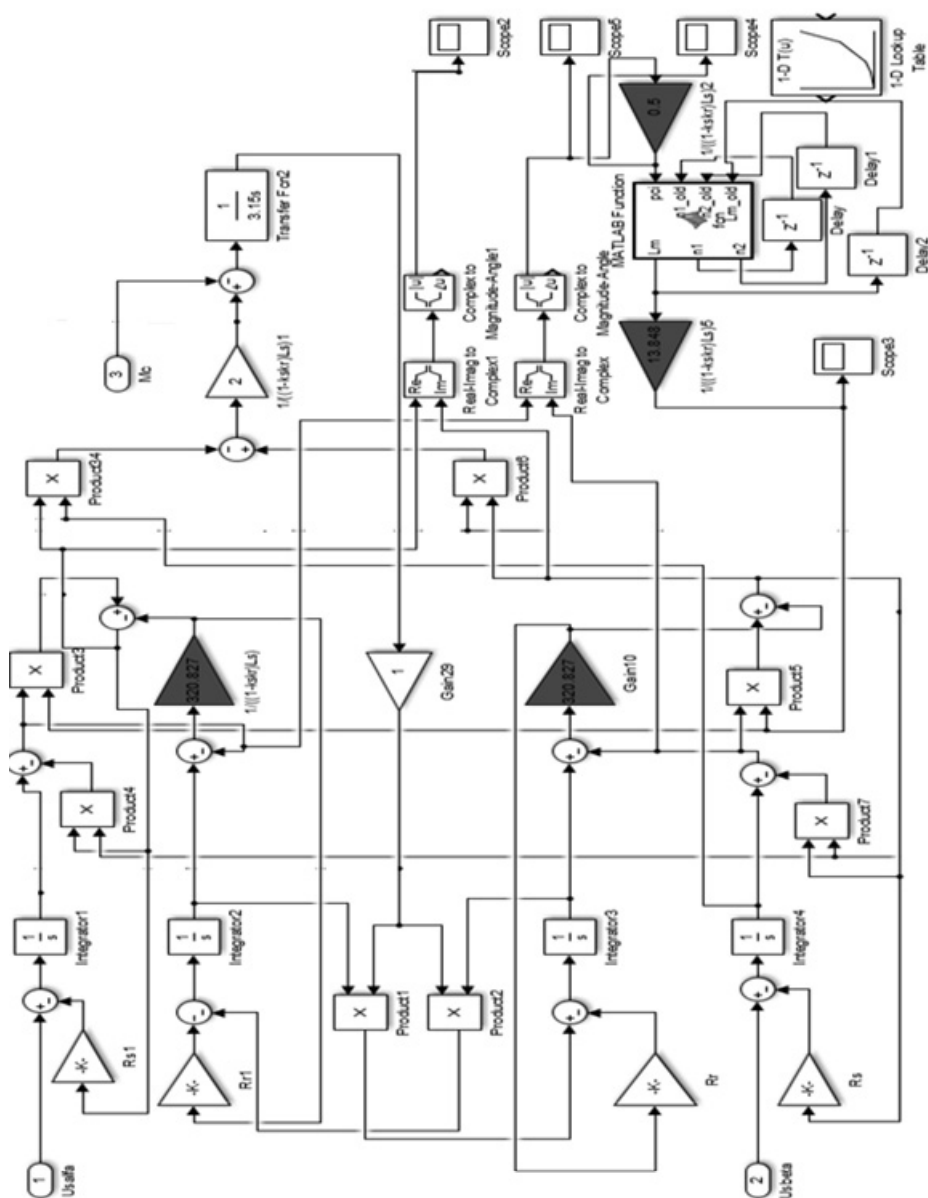


Рис. 7. Модель асинхронного электродвигателя с учетом насыщения магнитной системы, выполненной по Такаги–Сугено

Вид функций для каждого из двух правил был определен с помощью аппроксимации методом наименьших квадратов

$$\begin{aligned} f_1 &= 0.15, \\ f_2 &= 4.84\psi - 4.57. \end{aligned} \quad (21)$$

Результирующее выражение для вычисления коэффициента взаимоиндукции обмоток статора и ротора $(L'_m)^{-1}$:

$$(L'_m)^{-1} = 0.15\mu_1 + (4.84\psi - 4.57)\mu_2. \quad (22)$$

Таким образом, для получения коэффициента $(L'_m)^{-1}$ необходимо запрограммировать три операции сравнения, три операции умножения и две операции сложения. Программа, реализующая алгоритм представления функции насыщения магнитной системы асинхронного двигателя по Такаги–Сугено, написана на языке СИ, встроенном в систему MATLAB Simulink, и вставлена в модель. Модель асинхронного электродвигателя с учетом насыщения магнитной системы, выполненной по Такаги–Сугено, представлена на рис. 8, где штриховой линией выделен блок расчета коэффициента $(L'_m)^{-1}$.

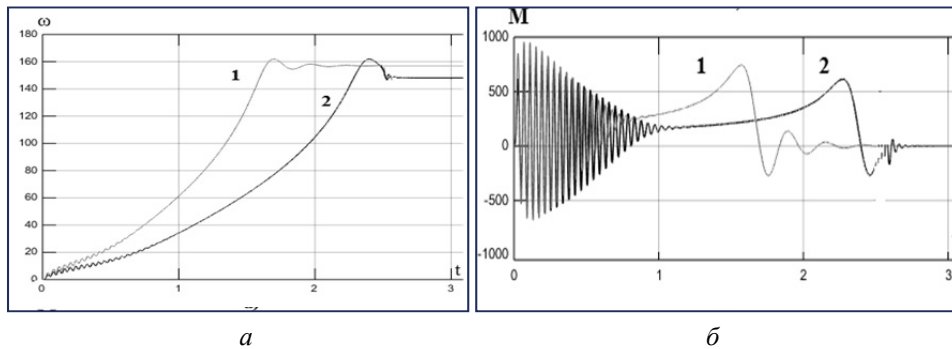


Рис. 8. Сравнительный анализ двух моделей асинхронного короткозамкнутого электродвигателя:

a – изменение скорости; *б* – изменение момента во времени (линия 1 – с учетом насыщения его магнитной системы, линия 2 – без учета насыщения)

Для сравнительного анализа две модели (одна – с учетом насыщения магнитной системы, другая – без его учета) объединялись в единую систему с синхронизацией их работы по времени с одинаковыми стартовыми условиями. Выходы сигналов каждой модели по скорости вращения ротора и момента на валу двигателя подавались совместно на один осциллограф.

Результат сравнения функционирования двух исследуемых моделей асинхронного короткозамкнутого двигателя приведен на рис. 8. Анализ показывает, что модель с учетом насыщения на одну секунду раньше достигает требуемой скорости вращения вала двигателя (рис. 8, *a*), и момента, создаваемого на валу двигателя (рис. 8, *б*), по сравнению с моделью без учета насыщения.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Энергоэффективное управление асинхронным электроприводом скалярного типа может быть реализовано на основе алгоритмов с нечеткой логикой повышением напряжения на статоре с критерием управления поддержания $\cos \varphi$ на максимальном значении и снижением напряжения питания лишь при смене знака производной $\cos \varphi$ на отрицательный.

Предложена система векторного управления асинхронным электроприводом, основанная на математической модели, которая, в отличие от существующих, сформирована с учетом нелинейности характеристики насыщения магнитной системы с применением идентификации по Такаги–Сугено. Аппроксимация этой нелинейной характеристики осуществлена путем «склеивания» с помощью функций принадлежности интервалам намагничивания функций, моделирующих поведение магнитной системы на этих интервалах.

Для реализации функции, учитывающей насыщение магнитной системы асинхронного электродвигателя, реализован нечеткий логический вывод Такаги–Сугено. Предложенная модель с нечетким логическим выводом имеет существенное преимущество по сравнению с известными нечеткими моделями: в ней отсутствует третья стадия – дефазификация и связанные с ней приемы вычисления центра масс.

Разработанный алгоритм легко программируется в микропроцессорах и быстрее срабатывает по сравнению с вычислением функции намагничивания с помощью полинома шестой степени, что позволяет ускорить получение требуемых режимных параметров и сформировать управляющее воздействие.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Ильинский Н.Ф., Москаленко В.В. Электропривод: энерго- и ресурсосбережение. – М.: Академия, 2008. – 208 с.
2. Браславский И.Я., Ишиматов З.Ш., Поляков В.Н. Энергосберегающий асинхронный электропривод / под ред. И.Я. Браславского. – Москва: Academia, 2004. – 204 с.
3. Шрейнер Р.Т., Емельянов А.А., Медведев А.В. Ресурсы энергосбережения в повторно-кратковременных режимах работы асинхронного привода // Промышленная энергетика. – 2011. – № 11. – С. 22–27.
4. Шрейнер Р.Т. Электромеханические и тепловые режимы асинхронных двигателей в системах частотного управления: учебное пособие. – Екатеринбург: Рос. гос. проф.-пед. ун-т, 2008. – 361 с.
5. Усольцев А.А. Электрический привод: учебное пособие. – СПб.: НИУ ИТМО, 2012. – 238 с.
6. Соколовский Г.Г. Электроприводы переменного тока с частотным регулированием: учебник. – М.: Academia, 2006. – 265 с.
7. Манусов В.З., Мятаж А.В. Выбор оптимального алгоритма управления напряжением асинхронного электропривода на основе нечеткой логики // Научный вестник НГТУ. – 2008. – № 3. – С. 15–27.
8. Манусов В.З., Зайцева Н.М. Определение коэффициента уравнения кинетики разложения раствора в гидрохимическом производстве на основе нечеткой логики // Научный вестник НГТУ. – 2016. – № 3. – С. 7–16.
9. Zadeh L.A. Fuzzy sets // Information and Control. – 1965. – Vol. 8. – P. 338–353.

10. Заде Л. Понятие лингвистической переменной и его применение к принятию приближенных решений. – М.: Мир, 1976. – 165 с.
11. Круглов В.В., Дли М.И., Голунов Р.Ю. Нечеткая логика и искусственные нейронные сети: учебное пособие. – М.: Физматлит, 2001. – 224 с.
12. Яхьяева Г.Э. Нечеткие множества и нейронные сети: учебное пособие. – М.: Бином, 2006. – 316 с.
13. Ткачук Р.Ю., Глазырин А.С., Полищук В.И. Идентификация параметров асинхронного двигателя с применением генетических алгоритмов // Омский научный вестник. – 2012. – № 3. – С. 245–248.
14. Takagi T., Sugeno M. Fuzzy identification of systems and its applications to modeling and control // IEEE Transactions on Systems, Man and Cybernetics. – 1985. – Vol. SMC-15, N 1. – P. 116–132.
15. Piegat A. Fuzzy modeling and control. – Heidelberg: Physica-Verlag, 2008. – 687 p.
16. Герман-Галкин С.Г. Компьютерное моделирование полупроводниковых систем в Matlab 6.0: учебное пособие. – СПб.: Корона принт, 2001. – 320 с.

Манусов Вадим Зиновьевич, доктор технических наук, профессор Новосибирского государственного технического университета. Основное направление научных исследований – вероятностные методы анализа и расчета в электроэнергетических системах, в том числе на основе методов искусственного интеллекта. Имеет более 500 публикаций. E-mail: manusov36@mail.ru

Зайцева Наталья Михайловна, кандидат технических наук, доцент Инновационного Евразийского университета (Казахстан). Основное направление научных исследований – детерминированное и стохастическое моделирование различных процессов, в том числе с применением методов искусственного интеллекта. Имеет более 80 публикаций. E-mail: zaitzevns@mail.ru

Антоненков Дмитрий Васильевич, кандидат технических наук, главный энергетик АО «СибАнтрацит». Основное направление научных исследований – статистически-вероятностные методы анализа, расчета, оптимизации и развития теории эффективного электропотребления электроэнергетических комплексов горных предприятий. Имеет более 60 публикаций. E-mail: AntonenkovDV@mail.ru

A power-efficient model to control asynchronous electric drives based on the Takagi-Sugeno fuzzy inference with due regard to magnetization *

V.Z. MANUSOV¹, N.M. ZAITSEVA², D.V. ANTONENKOV³

¹ Novosibirsk State Technical University, 20, K. Marx Prospekt, Novosibirsk, 630073, Russian Federation, D. Sc. (Eng.), professor. E-mail: manusov36@mail.ru

² Innovative Euroasian University, 64, Lomov Street, Pavlodar, 140064, Kazakhstan, PhD (Eng.). E-mail: zaitzevns@mail.ru

³ SibAntracit, 2A, Sovetskaya St, Novosibirsk Region, Iskitim district, Listvyansky settlement, 633224, Russian Federation, chief power engineer, PhD (Eng.). E-mail: AntonenkovDV@mail.ru

The article is devoted to development of power-efficient control models for asynchronous electric drives. Modern microprocessor technology makes it possible to implement any algorithm of electric drive operation, giving us an opportunity to look for new algorithms ensuring optimum control of asynchronous electric drives. In this connection the article suggests scalar and vector types of control algorithms based on fuzzy logic as one of the aspects of artificial intelligence. The article shows the dependences of an electric drive used in implementing scalar

* Received 22 May 2017.

control on the basis of Mamdani and Takagi-Sugeno algorithms. The type of membership functions of $\cos\varphi$ value intervals was selected as one of integral indicators of power efficiency of electric drive operation. A mathematical model of the engine taking into account the nonlinearity of its magnetization characteristics was studied for the case of vector control of an asynchronous electric drive. In doing so an algorithm realizing saturation of the engine magnetic system was developed using the Takagi-Sugeno fuzzy inference. The article describes the suggested membership functions of the magnetization vector module intervals and the type of functions realizing the magnetization curve for each interval. The suggested models were implemented by means of MATLAB Simulink. A graphical interpretation of the synchronized models of a short-circuited asynchronous motor in Simulink shows a high power-efficiency of the suggested models. The algorithm developed on the basis of the Takagi-Sugeno method is realized by means of the C language. A new result obtained could be applied in programming microprocessors controlling asynchronous electric drives due to faster calculation of the required operating mode parameters and simplicity of its implementation. It is shown that power-efficient control of modern asynchronous electric drives should be based on a more adequate mathematical model taking into account saturation of the engine magnetic system, which can be well realized using the Takagi-Sugeno fuzzy inference.

Keywords: model; asynchronous electric drive; scalar and vector control; optimization; magnetic system saturation; membership function; fuzzy logic; fuzzy inference

DOI: 10.17212/1814-1196-2017-3-31-48

REFERENCES

1. Il'inskii N.F., Moskalenko V.V. *Elektroprivod: energo- i resursosberezhenie* [Electric drive: power- and resource-saving]. Moscow, Academia Publ., 2008. 208 p.
2. Braslavskii I.Ya, Ishmatov Z.Sh., Polyakov V.N. *Energosberegayushchii asinkhronnyi elektroprivod* [Energy saving asynchronous electric drive]. Moscow, Academia Publ., 2004. 204 p.
3. Shreiner R.T., Emel'yanov A.A., Medvedev A.V. Resursy energosberezheniya v povtorno-kratkovremennykh rezhimakh raboty asinkhronnogo privoda [Energy saving resources in recursive short-time operation modes of the asynchronous drive]. *Promyshlennaya energetika – Industrial power engineering*, 2011, no. 11, pp. 22–27.
4. Shreiner R.T. *Elektromekhanicheskie i teplovye rezhimy asinkhronnykh dvigatelei v sistemakh chastotnogo upravleniya* [The electromechanical and thermal modes of asynchronous engines in the systems of the frequency control]. Ekaterinburg, Russian State Vocational Pedagogical University Publ., 2008. – 361 p.
5. Usol'tsev A.A. *Elektricheskii privod* [Electric drive:]. St. Petersburg, NIU ITMO Publ., 2012. 238 p.
6. Sokolovskii G.G. *Elektroprivody peremennogo toka s chastotnym regulirovaniem* [AC Drives with frequency control]. Moscow, Academia Publ., 2006. 265 p.
7. Manusov V.Z., Myatezh A.V. Vybór optimal'nogo algoritma upravleniya napryazheniem asinkhronnogo elektroprivoda na osnove nechetkoi logiki [Choice of optimum algorithm of voltage governing anisochronous motor on base of fuzzy logic]. *Nauchnyi vestnik Novosibirskogo gosudarstvennogo tekhnicheskogo universiteta – Science bulletin of the Novosibirsk state technical university*, 2008, no. 3, pp. 15–27.
8. Manusov V.Z., Zaitseva N.M. Opredelenie koeffitsienta uravneniya kinetiki razlozheniya rastvora v gidrokhimicheskom proizvodstve na osnove nechetkoi logiki [Determination of the differential equation coefficient on the basis of fuzzy logic]. *Nauchnyi vestnik Novosibirskogo gosudarstvennogo tekhnicheskogo universiteta – Science bulletin of the Novosibirsk state technical university*, 2016, no. 3, pp. 7–16.
9. Zadeh L.A. Fuzzy sets. *Information and Control*, 1965, vol. 8, pp. 338–353.
10. Zade L. *Ponyatie lingvisticheskoi peremennoi i ego primenenie k prinyatiyu priblizhennykh reshenii* [The concept of a linguistic variable and its application to the adoption of approximate solutions]. Moscow, Mir Publ., 1976. 165 p.

11. Kruglov V.V., Dli M.I., Golunov R.Yu. *Nechetkaya logika i iskusstvennye neironnye seti* [Fuzzy logic and artificial neural networks]. Moscow, Fizmatlit Publ., 2001. 224 p.
12. Yakh"yaeva G.E. *Nechetkie mnozhestva i neironnye seti* [Fuzzy sets and neural networks]. Moscow, Binom Publ., 2006. 316 p.
13. Tkachuk R.Yu., Glazyrin A.S., Polishchuk V.I. Identifikatsiya parametrov asinkhronnogo dvigatelya s primeneniem geneticheskikh algoritmov [Identification of parameters of the asynchronous engine using genetic algorithms]. *Omskii nauchnyi vestnik – Omsk Scientific Bulletin*, 2012, no. 3, pp. 245–248.
14. Takagi T., Sugeno M. Fuzzy identification of systems and its applications to modeling and control. *IEEE Transactions on Systems, Man and Cybernetics*, 1985, vol. SMC-15, no. 1, pp. 116–132.
15. Piegat A. *Fuzzy modeling and control*. Heidelberg, Phisycs-Verlag, 2008. 687 p.
16. German-Galkin S.G. *Komp'yuternoe modelirovanie poluprovodnikovyykh sistem v Matlab 6.0* [Computer simulation of semiconductor systems in Matlab 6.0]. St. Petersburg, Korona print Publ., 2001. 320 p.