

Адаптивный нечёткий алгоритм управления асинхронного электродвигателя

В.И. Вишнеvский (Чебоксары, Россия)
vishnevskiy-v@ekra.ru

соискатель учёной степени к.т.н., заместитель заведующего отделом электропривода ООО НПП «ЭКРА»

В статье предложен алгоритм адаптивного нечёткого скользящего режима управления (FSMC) для асинхронного электродвигателя с неизвестными параметрами и нагрузочным моментом. Предложенный адаптивный нечеткий логический контроллер использует преимущества скользящего режима управления (SMC) и пропорционально-интегрального (ПИ) регулятора. Представлен анализ устойчивости FSMC согласно теории устойчивости Ляпунова. Уменьшена вибрация SMC и обеспечена нечувствительность к неопределённым внешним возмущениям. Для проверки эффективности предложенного метода представлены результаты моделирования для асинхронного электродвигателя 5AM112M4 10кВт.

Материалы и методы скользящего режима управления (SMC), теория устойчивости Ляпунова, нечёткая логика

Ключевые слова асинхронный электродвигатель, пропорционально-интегральный (ПИ)-регулятор, анализ устойчивости, метод Ляпунова

Adaptive fuzzy algorithm of control of induction motor

Authors

Vladimir I. Vishnevskiy (Cheboksary, Russia)

competitor of graduate degree of Ph.D, deputy chief in department of motor control systems «EKRA» SPC Ltd.

Abstract

In this paper, an adaptive fuzzy sliding mode control (FSMC) algorithm has been proposed for induction motor with the unknown parameter and load torque.

Современный автоматизированный асинхронный электропривод (АЭП) — это сложная многосвязная система, которая характеризуется запаздываниями, нелинейностью и инерционностью, обусловленных работой полупроводниковых приборов (ПП), и нелинейностью, которые присущи машинам переменного тока. При этом АЭП функционирует в условиях априорной неопределенности и нестационарности своих параметров, а также при наличии различного рода возмущений. В соответствие с классической теорией векторного управления, управление в АЭП строится по аналогии с системами управления машинами постоянного тока, т.е. управление моментом сводится к управлению проекциями векторов, формирующих электромагнитный момент, во вращающейся системе координат, ориентированной относительно потока ротора (потока статора, главного вектора потокоцепления) [6,7]. Но эта аналогия с машинами постоянного тока весьма условна и при всех преобразованиях объект управления — асинхронный двигатель остается сложной многосвязной нелинейной системой. В контурах составляющих тока статора присутствуют перекрестные связи, пропорциональные произведениям мгновенных частот вращения вектора роторного потокоцепления и угловой скорости ротора. Именно этот факт и вызывает сомнение в эффективности предлагаемых процедур синтеза методами каскадного управления. Компенсация взаимного влияния контуров регулирования сложна и требует точного знания параметров асинхронного двигателя. При этом, осуществить точную компенсацию невозможно. Для устранения возникших ошибок применяют дополнительные интегральные связи [6], обычно рассчитываемые по принципу подчиненного регулирования. В результате существенно увеличивается сложность управляющего устройства. Представляется, что излишнее усложнение управляющего устройства в данном случае объясняется стремлением применить хорошо разработанные методы синтеза линейных регуляторов, хотя наличие существенной нелинейности объекта должно было предопределить поиск адекватных нелинейных методов, эффективных решающих задачу управления.

При управлении сложными нелинейными объектами обычно применяют два подхода. Первый подход состоит в том, что разрабатывают для объекта математическую модель, которая может иметь достаточно сложную форму, содержать большое число эмпирических коэффициентов, идентификация которых становится задачей, имеющей очень сложное решение. Другой подход для решения задач управления нестационарными нелинейными системами основан на применении эвристических алгоритмов, используя показания контрольно-измерительных приборов, опыт и моделирование, последующей разработке системы управления

в виде нечетких контроллеров [2,5,7,11,13,15]. Развитие современной теории нелинейных систем с разрывным управлением позволило разработать методы синтеза нелинейных законов управления асинхронного электропривода на скользящих режимах [1,9,14,16].

Поведение АЭП характеризуется функциями ошибок управляемых переменных (угловая скорость вращения ротора $\omega(t)$ и потокоцепление ротора Ψ_r), которыми являются отклонения $e_\omega = \omega(t) - \omega_{sp}(t)$ и $e_\Psi = \Psi_r - \Psi_{r,sp}$ фактических значений регулируемых величин от задающих воздействий:

$$s = [s_1 \ s_2]^T = \left[\left(\frac{d}{dt} + \Theta_\omega \right) e_\omega, \left(\frac{d}{dt} + \Theta_\Psi \right) e_\Psi \right]^T \quad (1)$$

где: $\Theta_\omega, \Theta_\Psi$ — положительные и постоянные коэффициенты.

Для решения задачи управления достаточно обеспечить равенство нулю функций (1). Действительно, уравнение $s=0$ можно рассматривать как дифференциальное уравнение на рассогласовании фактической и заданной скорости вращения, фактического и заданного потокоцепления ротора, которое при $\Theta_i > 0$ будет стремиться к нулю по экспоненциальному закону с постоянной времени $\frac{1}{\Theta_i}$. Одним из возможных вариантов одновременного обеспечения равенства нулю функций (1) является организация скользящего режима по пересечению поверхностей $s_1=0, s_2=0$ [1,4,9,14,16]. Из структуры объекта управления АЭП [1,6,7] выделим группу уравнений, соответствующих контуру регулирования механических характеристик и потокоцеплений ротора, которые представляют собой нелинейную динамическую систему с линейным вхождением управления $u(i_{so}^+, i_{sp}^+)$, разрывный характер которого обусловлен работой преобразователя:

$$\dot{p}(x) = f(x, t) + g(x, t)u + \xi, \quad y = c(x, t) \quad (2)$$

где: $p(x) = [p_{x1}, p_{x2}]^T = [i_{so}^+, i_{sp}^+]$ — матрица доступных для наблюдения координат состояния скорости и потокоцепления ротора, ω — угловая механическая и электрическая скорость ротора; $\omega^* = [\omega_{so}^*, \omega_{sp}^*]^T$; $\Psi^* = [\Psi_{so}^*, \Psi_{sp}^*]^T$; $i^* = [i_{so}^*, i_{sp}^*]^T$; $i^* = [i_{so}^*, i_{sp}^*]^T$ — пространственные векторы потока ротора и статора, напряжения и тока статора в осях статора; T_e, T_r — электромагнитный и нагрузочный момент; $\sigma = 1 - \frac{L_{m1}^2}{L_{\sigma 1} L_{\sigma 2}}, L_{\sigma 1}, L_{\sigma 2}, R_{s1}, R_{s2}, R_r, L_r$ — параметры асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором, $\omega_{so}^+, \omega_{sp}^+, \Psi_{so}^+, \Psi_{sp}^+, i_{so}^+, i_{sp}^+$ — нелинейные матрицы объекта управления — асинхронного электродвигателя, $u = [u_{so}, u_{sp}]^T$ — вектор управления системы, представленный в виде проекций токов в системе координат ориентированных относительно потока ротора, и $\xi = [i_{so}, i_{sp}]^T - \Delta \omega_{so}, -PT_r, i_{sp}]^T = [i_{so}, i_{sp}, d]^T$ — нелинейная матрица, характеризующая внешнее воздействие, дрейф параметров, которые входят в коэффициенты уравнений, составляющих математическое описание объекта, абстрактных параметры, характеризующие неточность описания объекта, $y = c(x, t) = x_1$. По отношению к $x_1(x_1=0)$ движение по многообразию ξ должно быть инвариантно. Вектор возмущений ξ считаем квазистационарным [4], т.е. меняется существенно медленнее остальных динамических процессов в системе и находится в области допустимых значений $\forall \xi \in \Xi$.

Конструкция управления $u(x, t, s)$ для системы нелинейных уравнений (2) согласно закону эквивалентного управления [1,9,10,16] строится в виде:

$$u(x, t, s) = [i_{\omega} + i_{\text{уп}} - i_{\text{сп}}]^T, \quad (3)$$

$$[i_{\omega} \ i_{\text{сп}}]^T = \left[\eta_{\Psi} g(x, t)^{-1} \text{sign} s(e_{\Psi}) - \eta_{\omega} g(x, t)^{-1} \text{sign} s(e_{\omega}) \right]^T$$

$$\text{sign}(s(e_{\Psi})) = \begin{cases} 1, & s(e_{\Psi}) > 0 \\ -1, & s(e_{\Psi}) < 0 \end{cases}; \quad \text{sign}(s(e_{\omega})) = \begin{cases} 1, & s(e_{\omega}) > 0 \\ -1, & s(e_{\omega}) < 0 \end{cases}$$

которая гарантирует возникновение скользящего режима, при этом $\eta_{\Psi} > 0, \eta_{\omega} > 0$. Доказательство, что управление (3) гарантирует возникновение скользящего режима, проводится методом Ляпунова [3,9,12] с использованием квадратичной формы функции $s(e_{\Psi}, e_{\omega})$ играющей роль отклонения траектории от поверхности скольжения. Зададимся кандидатом функции Ляпунова в виде: $V_1 = (s(e_{\Psi}, e_{\omega}) s(e_{\Psi}, e_{\omega}))^T / 2$. Найдём скорость изменения $\dot{s}(e_{\Psi}, e_{\omega})$: $\dot{s}(e_{\Psi}, e_{\omega}) = [p^2 e_{\Psi} + \theta_{\Psi} p e_{\Psi} \ p^2 e_{\omega} + \theta_{\omega} p e_{\omega}]^T$.

Учитывая, что производная второго порядка от ошибки координаты состояния и её эталонного выражения: $p^2 x = [p^2 x_{\omega} \ p^2 x_{\Psi}]^T = -p^2(x - x^*) = -p^2 x + p \dot{x} - p \dot{x} - p[\Delta \omega | \Psi \ | \ \dot{x}]^T$, то:

$$\dot{s}(e_{\Psi}, e_{\omega}) = p \xi + \theta(\theta_{\Psi}, \theta_{\omega}) (f(x, t) + g(x, t)u + \xi - px^*(t)) \quad (4)$$

Тогда производная V_1 от квадратичного функционала примет вид: $p \dot{V}_1 = s(e_{\Psi}, e_{\omega})^T$

$$p \dot{s}(e_{\Psi}, e_{\omega}) = s(e_{\Psi}, e_{\omega})^T (p \xi + \theta(\theta_{\Psi}, \theta_{\omega}) (f(x, t) + g(x, t)u + \xi - px^*(t)))$$

Представив управление (3), в соответствие с (4), как: $u = \theta^{-1}(\theta_{\Psi}, \theta_{\omega}) g^{-1}(x, t) (-\eta_{\Psi} i_{\Psi} - \eta_{\omega} s(e_{\Psi}, e_{\omega}) - \theta(\theta_{\Psi}, \theta_{\omega})(f(x, t) + g(x, t)u + \xi - px^*(t) - \eta_{\Psi} s(e_{\Psi}, e_{\omega}))$ выражение от производной кандидата функции Ляпунова примет вид:

$$pV_1 = - \begin{bmatrix} i_{\Psi} s_1(e_{\Psi}) & 0 \\ 0 & i_{\omega} s_2(e_{\omega}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1(e_{\Psi}) & 0 \\ 0 & s_2(e_{\omega}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta \theta_{\Psi} \eta_{\Psi} + \Delta \theta_{\omega} \eta_{\omega} - \eta_{\Psi} \text{sign} s_1(e_{\Psi}) \\ \theta_{\omega} \dot{x} + p \dot{x} - \eta_{\omega} \text{sign} s_2(e_{\omega}) \end{bmatrix} \quad (5)$$

Выбирая $i_{\Psi} > 0, i_{\omega} > 0, [\eta_{\Psi} \ \eta_{\omega}]^T \geq [\max \|\Delta \theta_{\Psi} \eta_{\Psi} + \Delta \theta_{\omega} \eta_{\omega}\| \ \max \|\theta_{\omega} \dot{x} + p \dot{x}\|]^T$, получим, что функция Ляпунова знакоопределённая и отрицательная $pV_1 \leq 0$. Исходя из условий постановки задачи управления: вектор ξ считается квазистационарным и ограниченным областью допустимых значений $\forall \xi \in \Xi$, и предельные значения координат состояния асинхронного электродвигателя и скорость их изменения находятся в области допустимых начальных условий:

$$\max(x(t)) = [\max(\psi_{\text{max}} \ \max(\omega))]^T = [K_{\Psi}^{\text{max}} \ K_{\omega}^{\text{max}}]^T \leq [\max(\psi_{\text{max}}(0) \ \psi_{\text{max}}^*) + \Delta e_{\Psi}(0) \ \max(\omega(0) \ \omega^*) + \Delta e_{\omega}(0)]^T, \quad (6)$$

$$\max(x(t)) = [\max(p\psi_{\text{max}} \ \max(p\omega))]^T = [C_{\Psi}^{\text{max}} \ C_{\omega}^{\text{max}}]^T \leq [C_{\Psi}^{\text{max}}(0) \ C_{\omega}^{\text{max}}(0)]^T$$

тогда для управления (3) можно выбрать коэффициенты стабилизирующей матрицы следующего вида:

$$[\eta_{\Psi} \ \eta_{\omega}]^T \geq [\Delta a^{\text{max}} \ \theta_{\Psi} K_{\Psi}^{\text{max}} + \Delta a^{\text{max}} \ C_{\Psi}^{\text{max}} + b_{\Psi} \ \theta_{\omega} p + \Delta c^{\text{max}} \ K_{\omega}^{\text{max}} + \Delta c^{\text{max}} \ C_{\omega}^{\text{max}} + b_{\omega} p]^T, \quad (7)$$

где b_{Ψ}, b_{ω} — бесконечно малая и положительная константа.

С учётом (6,7) выражение (5) примет вид $pV_1 = -[i_{\Psi} \ i_{\omega}]^T V_1 - [b_{\Psi} \ b_{\omega}]^T s < \sqrt{2} [i_{\Psi} \ i_{\omega}]^T \sqrt{V_1}$, что соответствует $s=0$. Таким образом, для системы уравнений (2) при управлении (3), (7) сходимость рассогласования фактической и заданной скорости вращения и потокоцепления ротора к нулю осуществляется по экспоненциальному закону с постоянной времени $\frac{1}{b_i}$, при $b_i > 0$. К недостаткам этого метода следует отнести возможную потерю работоспособности системы при изменении параметрических возмущений в широких пределах, что ведёт к большому увеличению коэффициентов η в (3), следовательно, к большому значению управляющего воздействия, и большим амплитудным колебаниям системы в реальном скользящем режиме. Для расширения границ применения алгоритмов можно использовать сигнально-параметрические алгоритмы скоростного градиента с явной эталонной моделью [4,12] или алгоритмы, основанные на настройке поверхности скольжения [1,4]. Рассмотрим подход с применением теории нечёткой логики для решения поставленной задачи управления.

Формулы нечеткой логики представляют особый тип отношений (называемых нечётким(FL)-отношениями), который, в свою очередь, может приближенно выражать функции. Каждое FL-отношение отражает нечёткое причинное отношение предпосылки — Если и заключения — Тогда. Нечёткая модель нелинейной динамической системы описывается нечёткими правилами — Если-Тогда, которые представляют совокупность локальных l -ых линейных соотношений вход-выход. Применительно к описанию системы (5) нечёткое отношение R_1 может быть записано в виде нечёткого правила:

$$R_1: \text{Если } x_1 \text{ есть } F_1^I, \text{ и } x_2 \text{ есть } F_2^I \text{ Тогда } y^I = z^I(x_1, \dots, x_n)$$

где: x_i — лингвистические нечёткие входа; y, z — выходная чёткая функция, в качестве которой используется полином 1 порядка следующего вида: $y^I [x_1, \dots, x_n] = y^I(0) + \sum \theta_j^I x_j$ [10]. Эти правила формируются с использованием лингвистических терминов и базы знаний, полученных с помощью моделирования с учётом факторов чувствительности. Функции принадлежности $\mu_{F_i}(x_i)$, определённые на входных переменных нечеткого подмножества F_i^I, F_i^N , применяются к их фактическим значениям для определения степени истинности каждой предпосылки каждого правила.

Преимущество этого представления в конечном множестве символов, необходимых для описания непрерывных функции формулой нечеткой логики. Более того, это нашло бы действительное применение, если функцию аппроксимации можно было бы получить из представляющей ее формулы. Это можно сделать с помощью процедуры дефазификации [2,5,11,13]. Строго говоря, дефазификация принадлежит классу обобщенных операций, которые сопоставляют объекту множество. Специфика дефазификации в том, что она сопоставляет объекту нечеткое множество. Поэтому мы можем считать дефазификацию обобщенной нечеткой операцией на множестве элементов [5,11,15]:

$$y(x) = \frac{\sum_{i=1}^n y^i \left(\prod_{j=1}^m \mu_{F_j^i}(x_j) \right)}{\sum_{i=1}^n \prod_{j=1}^m \mu_{F_j^i}(x_j)} = \theta^T \zeta(x) = \theta \zeta(x)^T$$

The proposed adaptive fuzzy logic controller takes advantages of both sliding mode control (SMC) and proportional integral (PI) control. Stability analysis based on Lyapunov theory is presented. The chattering action of SMC is attenuated and robust performance to unknown external disturbance can be ensured. The simulations results for a IM 5AM112M4 10 kW are presented to verify the effectiveness of the proposed method.

Materials and methods

sliding mode control (SMC), Lyapunov theory, fuzzy logic

Results

Control method of Induction motor.

Conclusions

An adaptive fuzzy sliding algorithm offers for a management by an induction motor with unexactly well-known parameters and load torque changing in the set limits. An algorithm allows to provide desirable descriptions of adjusting, invariance to self-reactance indignations and changes of loading descriptions, to eliminate peak vibrations in sliding control system of induction drive.

Keywords

induction motor, proportional integral (PI) control, stability analysis, Lyapunov approach

References

1. Vishnevskiy V.I., Lazarev S.A. Adaptive sliding mode speed control of induction motor / Bulletin of the Chuvash University, 2011. Number 3
2. Gostev V.I. Design of fuzzy controllers for automatic control systems. St. Petersburg.: BHV-Petersburg, 2011.
3. La Salle J., Levshets C. Stability analysis of the direct method of Lyapunov. St. Petersburg: Mir, 1964. 168 p.
4. Methods of robust neuro-fuzzy and adaptive control / edited by N.D. Yegupova. Moscow: Publishing House of the MSTU. NE Bauman, 2002. 744p.
5. Mochkorzh I., Novak V., Perfilieva I.M. Mathematical principles of fuzzy logic. Fizmatlit, 2006.
6. Rudakov, VV Stolyarov, IM, Dartau VA Induction motor drive with vector control. L.: Energoatomizdat, 1987. 136 p.
7. Sokolovsky G.G. AC motor drive with frequency control. M.: IC "Academy" in 2006. 272 p.
8. Uskov A., Kuzmin, V. Intelligent control technology. Artificial neural networks and fuzzy logic. Moscow: Hot Line Telecom, 2004.
9. Utkin V.I. Sliding modes in problems of optimization and control. Moscow: Nauka, 1981
10. Eun, Y., Kim, J., Kim, K., and Cho, D. Discrete-time Variable Structure Controller with a Decoupled Disturbance Compensator and Its Application to a CNC Servomechanism/ IEEE Trans. Control Syst. Technol., 1999. №4.
11. Passino K., Yurkovich S. Fuzzy control. Addison Wesley Longman Inc., 1998.
12. Slotine J.-J. E., Li W. Applied nonlinear control. Prentice-Hall Inc., 1991.

$$\zeta^l(x) = \frac{\prod_{i=1}^m \mu_{\theta_i^l}(x_i)}{\sum_{i=1}^m \prod_{i=1}^m \mu_{\theta_i^l}(x_i)} \quad (8)$$

где: $l = 1, 2, \dots, m$ — количество нечётких логических правил, $i = 1, 2, \dots, n$ — количество нечётких логических входов, $\theta = [\theta^1, \dots, \theta^n]^T$ — настраиваемый параметрический вектор, $\zeta^l = [\zeta^1(x), \dots, \zeta^m(x)]^T$ — регрессивный вектор.

Решая проблему управления для нелинейных систем, мы задавались условием, что в (2) коэффициенты матрицы $f(x, t)$, $g(x, t)$ известны. В случае, если коэффициенты в функции $f(x, t)$, $g(x, t)$ не известны, то проблема адаптивного скользящего управления не решается. Зададимся аппроксимированной нечёткой функцией, взамен неизвестной $f(x, t)$, $g(x, t)$, в виде:

$$\tilde{f}(x | \theta_f) = \theta_f^T \zeta(x), \tilde{g}(x | \theta_g) = \theta_g^T \zeta(x). \quad (9)$$

Для исключения колебаний в системе, вызванных разрывным управляющим воздействием, и статической ошибки, заменим $\eta \operatorname{sgn}(e_i)$ нечётким PI регулятором в пределах граничного слоя — $|s(e_i)| < \Phi$ где: Φ — толщина граничного слоя.

Воспользовавшись методикой (8), представим нечёткий PI регулятор ($u_p = k_p s + k_i \int s dt$) выражением:

$$\tilde{p}(s(e_i) | \theta_p) = \theta_p^T p(s) \quad (10)$$

где: $\theta_p = [\theta_{p_s}, \theta_{p_i}]^T$ — настраиваемый параметрический вектор,

$p(s) = [s(e_i), \int s(e_i) dt]^T$ — регрессивный вектор [2].

Стабилизирующая добавка $\eta \operatorname{sgn}(e_i)$ сохраняет своё управляющее действие за пределами граничного слоя $|s(e_i)| \geq \Phi$, и учитывая максимальную ошибку аппроксимации d_{\max} нечёткой системы, можно записать ограничение регулятора в виде:

$$|\tilde{p}(s(e_i) | \theta_p)| = \Xi + |\eta| + d_{\max}$$

где: d_{\max} — максимальная ошибка нечёткой аппроксимации.

С учётом введённого нечёткого регулятора $\tilde{p}(s(e_i) | \theta_p)$ и аппроксимированными нечёткими функции $\tilde{f}(x | \theta_f)$, $\tilde{g}(x | \theta_g)$ закон управления (3) для системы (2) можно представить в виде:

$$\begin{aligned} u(i_{eg\alpha}, i_{eg\beta}) = \\ \theta^{-1} \tilde{g}^{-1}(x | \theta_g) \left(-I \begin{pmatrix} I_{\psi} & I_{\omega} \end{pmatrix} (e_{\psi}, e_{\omega}) - \right. \\ \left. \theta(\tilde{f}(x | \theta_f) - p x^*(t) - \tilde{p}(s(e_i) | \theta_p)) \right). \\ u = \theta^{-1} \tilde{g}^{-1}(x | \theta_g) \left(-I s - \theta(\tilde{f}(x | \theta_f) - \right. \\ \left. p x^*(t) - \tilde{p}(s | \theta_p)) \right) \quad (11) \end{aligned}$$

Теорема 1

Если для системы (2) нечёткие переменные f , g , \tilde{p} заданы параметрическими векторами θ_f , θ_g , θ_p , производные которых соответствуют адаптивному закону с обучаемыми коэффициентами $\gamma_1, \gamma_2, \gamma_3$:

$$\begin{aligned} p \theta_f &= \gamma_1 s \zeta^T(x), \quad p \theta_g = \gamma_2 s \zeta^T(x) u, \\ p \theta_p &= \gamma_3 s u(s) \end{aligned} \quad (12)$$

существует знакоопределённая и положительная функция:

$$\begin{aligned} V = \frac{1}{2} s^T I s + \frac{\theta}{2 \gamma_1} (\hat{\theta}_f - \theta_f)^2 + \\ \frac{\theta}{2 \gamma_2} (\hat{\theta}_g - \theta_g)^2 + \frac{1}{2 \gamma_3} (\hat{\theta}_p - \theta_p)^2 \end{aligned} \quad (13)$$

а её производная знакоопределённая и отрицательная, то обеспечивается ограниченность всех траекторий системы (2).

Доказательство

Зададимся оптимальными параметрами нечёткой системы, как аргументами минимальных супремумов от ошибки нечёткой аппроксимации на множестве символов, необходимых для описания непрерывных функций и ограниченных на множестве допустимых значений $\Omega_f, \Omega_g, \Omega_p$:

$$\begin{aligned} \theta_f^* &= \arg \min_{\theta_f \in \Omega_f} \left(\sup |f(x, t) - \tilde{f}(x | \theta_f)| \right) \\ \theta_g^* &= \arg \min_{\theta_g \in \Omega_g} \left(\sup |g(x, t) - \tilde{g}(x | \theta_g)| \right) \\ \theta_p^* &= \arg \min_{\theta_p \in \Omega_p} \left(\sup |u_{p^*} - \tilde{p}(x | \theta_p)| \right). \end{aligned}$$

При этом минимально возможная ошибка аппроксимации при отсутствии неопределённости:

$$d_{\min} = f(x, t) - \tilde{f}(x | \theta_f^*) + (g(x, t) - \tilde{g}(x | \theta_g^*)) u.$$

Множество допустимых значений определено условиями принадлежности нечётких параметров области пространства состояния координат управления и ограниченности в пределах M_f, M_g, M_p (возможные предельные значения, заданные на этапе постановки задачи) так, что:

$$\begin{aligned} \Omega_f &= \{ \theta_f \in R^2 \mid |\theta_f| \leq M_f \}, \\ \Omega_g &= \{ \theta_g \in R^2 \mid 0 < \varepsilon \leq |\theta_g| \leq M_g \}, \\ \Omega_p &= \{ \theta_p \in R^2 \mid |\theta_p| \leq M_p \}. \end{aligned}$$

Для системы (2) скользящая поверхность задаётся (1). При этом производная от ps (4) с учётом (8,9,10,11) и несложных преобразований примет вид:

$$\begin{aligned} ps = p \zeta + \theta(\theta_{\psi}, \theta_{\omega}) \\ (f(x, t) + g(x, t) u + \zeta - p x^*(t)) = \\ p \zeta + \theta \zeta + \theta d_{\min} - I s + \theta \phi_f \zeta(x) + \\ \theta \phi_g \zeta(x) u + \phi_p u(s) - \tilde{p}(s(e_i) | \theta_p). \end{aligned} \quad (14)$$

Взяв производную по времени от квадратичной функции (13), играющей роль отклонения траектории от поверхности скользяния:

$$pV = s^T p s + \frac{\theta}{\gamma_1} \phi_f^T p \phi_f^T + \frac{\theta}{\gamma_2} \phi_g^T p \phi_g^T + \frac{1}{\gamma_3} \phi_p^T p \phi_p^T,$$

и используя полученное выражение (14), получим:

$$\begin{aligned} pV = s^T [p \zeta + \theta \zeta + \theta d_{\min} - I s + \theta \phi_f \zeta(x) + \\ \theta \phi_g \zeta(x) u + \phi_p u(s) - \tilde{p}(s(e_i) | \theta_p)] + \frac{\theta}{\gamma_1} \phi_f^T p \phi_f^T + \\ \frac{\theta}{\gamma_2} \phi_g^T p \phi_g^T + \frac{1}{\gamma_3} \phi_p^T p \phi_p^T = \\ s^T (p \zeta + \theta \zeta + \theta d_{\min}) - s^T I s + \frac{\theta}{\gamma_1} \phi_f^T (\gamma_1 s \zeta(x) + p \phi_f^T) + \\ \frac{\theta}{\gamma_2} \phi_g^T (\gamma_2 s \zeta(x) u + p \phi_g^T) + \\ \frac{1}{\gamma_3} \phi_p^T (\gamma_3 s u(s) + p \phi_p^T) - s^T \tilde{p}(s | \theta_p) = \\ s^T (p \zeta + \theta \zeta + \theta d_{\min}) - s^T I s + \frac{\theta}{\gamma_1} \phi_f^T (\gamma_1 s \zeta(x) + p \phi_f^T) + \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \frac{\theta}{\gamma_2} \phi_g^T (\gamma_2 s \zeta(x) u + p \phi_g^T) + \\ \frac{1}{\gamma_3} \phi_p^T (\gamma_3 s u(s) + p \phi_p^T) - s^T \tilde{p}(s | \theta_p) \leq \\ s^T (p \zeta + \theta \zeta + \theta d_{\min}) - s^T I s + \frac{\theta}{\gamma_1} \phi_f^T (\gamma_1 s \zeta(x) + p \phi_f^T) + \\ \frac{\theta}{\gamma_2} \phi_g^T (\gamma_2 s \zeta(x) u + p \phi_g^T) + \\ \frac{1}{\gamma_3} \phi_p^T (\gamma_3 s u(s) + p \phi_p^T) - s^T (\Xi + |\eta| + d_{\max}) \operatorname{sgn}(s) \end{aligned}$$

Выбирая $p \phi_f^T = -p \theta_f^T$, $p \phi_g^T = -p \theta_g^T$, $p \phi_p^T = -p \theta_p^T$, $\theta < 1$, получим, что:

$$\begin{aligned} pV \leq -s^T I s + s^T (p \zeta + \theta \zeta + \theta d_{\min}) - \\ s^T (\Xi + |\eta| + d_{\max}) \operatorname{sgn}(s) \end{aligned}$$

Задавая коэффициенты $I_{\psi} > 0$, $I_{\omega} > 0$ стабилизирующей матрицы I , $|\eta| \geq |\Xi + d_{\max}|$, при том, что функция Ляпунова (13) положительно-определённая, то её производная $pV_1 \leq 0$ отрицательно определена. Таким образом, все траектории системы (2), (11) ограничены. Следовательно, если $e(0)$ в (1) ограничено, то $e(t)$ имеет конечный предел на всём промежутке t , а желаемая $x^*(\psi_r, \omega, t)$ ограничена конечным значением на этапе постановки задачи, то и траектории движения координаты состояния $x(\psi_r, \omega, t)$ ограничены. Обобщая проведённый анализ, представим пошаговый алгоритм адаптивного нечёткого скользящего режима управления асинхронного электродвигателя в виде блок-схемы, представленной на рисунке 1.

На базе полученных теоретических положений разработана математическая модель адаптивного нечёткого управления асинхронным электроприводом заданной нелинейной динамической системой. Предварительно проводится синтез адаптивного скользящего режима управления и выбор параметров пропорционально-интегрального регулятора для невозмущённой динамической системы (2) в области $|s(e_i)| < \Phi$. Начальные значения параметрического вектора в (10) $\theta_p = [\theta_{p_s}, \theta_{p_i}]^T$ соответствуют коэффициентам PI регулятора скорости, рассчитанные для идеальной динамической системы. Нечёткая модель нелинейной динамической системы формируется нечёткими правилами — *Если-тогда*, которые представляют совокупность локальных l -ых линейных соотношений вход-выход, которые разрабатываются с использованием лингвистических терминов и базы знаний, полученных с помощью моделирования с учётом факторов чувствительности.

Функции принадлежности $\mu_{\zeta^l}(x_m), \mu_{\psi^l}(x_{\psi})$ определённые на входных переменных нечёткого подмножества F_{ω}^l, F_{ψ}^l применяются к их фактическим значениям для определения степени истинности каждой предпосылки каждого правила. Выбираются коэффициенты $\theta_{\psi}, \theta_{\omega}$ в (1) для желаемой поверхности скользяния. Конструируется закон управления (11) на базе адаптивного управления (12) с обучаемыми коэффициентами $\gamma_1(0), \gamma_2(0), \gamma_3(0)$ для невозмущённой системы и удовлетворяющей условию (7).

Каждая из аппроксимированных функций в (9), (10) имеет два входа: координату состояния скорости ротора и потокосцепления ротора и их производные на i -линейном участке. Для каждого входа в области допустимых рассуждений используются Гауссовы функции принадлежности, которые описываются

следующими уравнениями:

$$\mu_z(x) = e^{-|x-\theta|^2/\sigma^2}$$

$$\mu_N(x) = \begin{cases} 1 - \mu_Z(x), & \text{при } x \leq \theta \\ 0, & \text{при } x > \theta \end{cases} \quad (15)$$

$$\mu_P(x) = \begin{cases} 1 - \mu_Z(x), & \text{при } x \geq \theta \\ 0, & \text{при } x < \theta \end{cases}$$

Регрессивный вектор выходной переменной определяется центроидным методом для Гауссовых функций принадлежности в допустимой области относительных единиц изменения скорости и потокоцепления ротора [-1,1] и [-1.2,1.2], соответственно. Каждый из адаптивных аппроксиматоров в нечёткой системе строится с использованием набора девяти правил в следующей форме:

R_l : Если x_i есть $F_{x_i}^l$ и y_i есть $F_{y_i}^l$,
тогда $y^l = \theta_{x_i}^l x_i + \theta_{y_i}^l y_i \quad \forall l=1,2,\dots,m$,

где: $F_{x_i}^l, F_{y_i}^l$ — нечёткие переменные имеющие функции принадлежности $\mu_{F_{x_i}^l}(x), \mu_{F_{y_i}^l}(y)$ и определённые на $x(\omega, \psi), y(\omega, \psi), \forall l=1,2,\dots,m$ — набор правил — Если-тогда, y^l — линейная функция из l -го правила Если-тогда.

Отсюда аппроксимированные функции $\hat{f}(x|\theta_f), \hat{g}(x|\theta_g)$, нелинейной динамической системы определяются выражениями (9), где:

$$\zeta = \zeta_f = \zeta_g = [y^1 \zeta^1(x), \dots, y^m \zeta^m(x)]^T$$

$$\theta_g = [\theta_{g,0}, \theta_{g,1}, \dots, \theta_{g,m}, \theta_{g,\psi}, \theta_{g,\omega}]^T$$

$$\theta_f = [\theta_{f,0}, \theta_{f,1}, \dots, \theta_{f,m}, \theta_{f,\psi}, \theta_{f,\omega}]^T$$

— параметрические вектора, которые корректируются в соответствие с адаптивным законом (12).

Конструируется управляющий закон в виде (11) в пределах граничного слоя, с использованием набора 27 нечётких правил:

R_l : Если e_i есть $F_{e_i}^l$ и \dot{e}_i есть $F_{\dot{e}_i}^l$ и $\int e_i$ есть $F_{\int e_i}^l$, тогда $z_i^l = \theta_{x_i}^l s_i + \theta_{e_i}^l \int s_i$,
 $\forall l=1,2,\dots,m$,

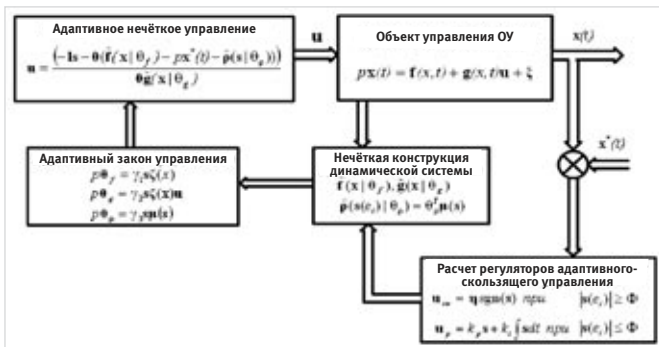


Рис. 1 — Схема алгоритма адаптивного нечёткого управления

где: e_i, \dot{e}_i — ошибка системы и скорость её изменения, $\int e_i$ интеграл ошибки системы с учётом времени квантования 20 мкс, управляющее воздействие на объект $\rho^l, F_{e_i}^l, F_{\dot{e}_i}^l, F_{\int e_i}^l$ — нечёткие переменные имеющие гауссовы функции принадлежности (15) $\mu_{F_{e_i}^l}(e_i), \mu_{F_{\dot{e}_i}^l}(\dot{e}_i), \mu_{F_{\int e_i}^l}(\int e_i)$ и определённые на $x(\omega, \psi) \forall l=1,2,\dots,m$ — набор правил.

Тогда адаптивный PI регулятор определяется соотношением (10), где:

$$\rho_i = [z_i^1 \rho_i^1(s_i, \int s_i), \dots, z_i^m \rho_i^m(s_i, \int s_i)]^T$$

$$\theta_{z_p} = [\theta_{z_p,0}, \theta_{z_p,1}, \dots, \theta_{z_p,m}, \theta_{z_p,\psi}, \theta_{z_p,\omega}]^T$$

$$\theta_k = [\theta_{k,0}, \theta_{k,1}, \dots, \theta_{k,m}, \theta_{k,\psi}, \theta_{k,\omega}]^T$$

Параметрический настраиваемый вектор $\theta_p = [\theta_{k_p}, \theta_{z_p}]^T$ корректируется согласно адаптивному закону управления (12). В соответствие с (11) строится результирующий закон управления асинхронным электродвигателем и производится корректировка $\theta_f, \theta_g, \theta_p$ для следующего цикла расчёта управления.

Для подтверждения изложенных теоретических положений, проведено математическое моделирование системы управления асинхронным электродвигателем 5AM112M4 с использованием интерактивной среды MATLAB и пакета нечёткой логики Fuzzy Logic Toolbox. В качестве аналитического метода, определения показателей качества системы автоматического регулирования, использована квадратичная интегральная оценка [8]:

$$I = \int_0^{+\infty} e_i^2(t) dt$$

Для нечёткого адаптивного управления асинхронным электродвигателем FSMC, при его работе на холостом ходу и при возмущениях заданных в виде 40% отклонения от номинального значения активного сопротивления статора и 50% отклонения от постоянной

времени ротора, квадратичная интегральная оценка / качества системы составила 6.195. При нагрузке 0.7 от номинального тока для анализируемого двигателя и аналогичных отклонениях от номинальных параметров двигателя квадратичная интегральная оценка / составила 9.031 (рис. 2 б). Для адаптивного скользящего режима управления SMC при нагрузке 0.7 от номинального тока и отклонениях параметров асинхронного электродвигателя (рис.2 а), аналогичных для адаптивного нечёткого скользящего режима управления, квадратичная интегральная оценка / составила 17.031.

Адаптивный нечёткий скользящий режим управления асинхронным электродвигателем с неточно известными параметрами и при произвольно изменяющейся нагрузке в заданных пределах позволяет обеспечить желательные характеристики регулирования, инвариантность к параметрическим возмущениям и изменениям нагрузочных характеристик, исключить амплитудные колебания в скользящей системе управления асинхронного электропривода.

Итоги

Метод управления асинхронным электродвигателем.

Выводы

Предложен адаптивный нечёткий скользящий алгоритм для управления асинхронным электродвигателем с неточно известными параметрами и моменте нагрузке изменяющимися в заданных пределах. Алгоритм позволяет обеспечить желательные характеристики регулирования, инвариантность к параметрическим возмущениям и изменениям нагрузочных характеристик, исключить амплитудные колебания в скользящей системе управления асинхронного электропривода.

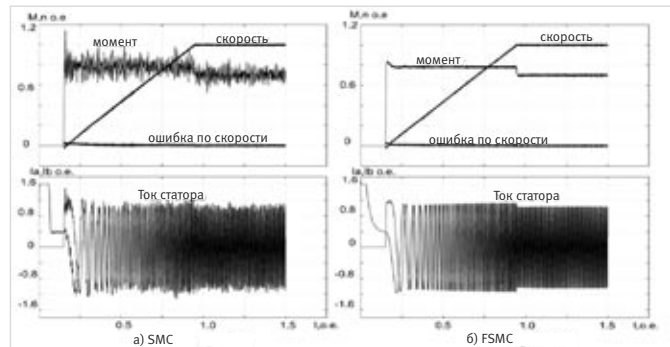


Рис. 2 — Результаты моделирования режимов управления

Список использованной литературы

1. Вишневецкий В.И., Лазарев С.А. Адаптивный скользящий режим управления скоростью асинхронного электродвигателя / Вестник чувашского университета, 2011. №3.
2. Гостев В.И. Проектирование нечётких регуляторов для систем автоматического управления. СПб.: БХВ –Петербург, 2011.
3. Ла-Саль Ж., Левец С. Исследование устойчивости прямым методом Ляпунова. Л.: Мир, 1964. 168с.
4. Методы робастного нейро-нечёткого и адаптивного управления/ Под редакцией Н.Д. Егупова. М.: Изд-во МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2002. 744с.
5. Мочкорж И., Новак В., Перфильева И. М. Математические принципы нечёткой логики. М.: Физматлит, 2006.
6. Рудаков В.В., Стояров И.М., Дартау В.А. Асинхронный электропривод с векторным управлением. Л.: Энергоатомиздат, 1987. 136 с.
7. Соколовский Г.Г. Электроприводы переменного тока с частотным регулированием. М.:ИЦ «Академия», 2006. 272с.
8. Усков А.А., Кузьмин В.В. Интеллектуальные технологии управления. Искусственные нейронные сети и нечёткая логика. М.: Горячая линия –Телеком, 2004.
9. Уткин В.И. Скользящие режимы в задачах оптимизации и управления. М.: Наука, 1981.
10. Eun, Y., Kim, J., Kim, K., and Cho, D. Discrete-time Variable Structure Controller with a Decoupled Disturbance Compensator and Its Application to a CNC Servomechanism/ IEEE Trans. Control Syst. Technol., 1999.№4.
11. Passino K., Yurkovich S. Fuzzy control. Addison Wesley Longman Inc., 1998.
12. Slotine J.-J. E., Li W. Applied nonlinear control. Prentice-Hall Inc., 1991.
13. Tanaka K., Wang H.O. Fuzzy Control Systems Design and Analysis: A Linear Matrix Inequality Approach. John Wiley & Sons Inc., 2001.
14. Utkin V.I. Sliding Mode Control Design Principle sand Application to Electric Drives/ IEEE Trans. Ind. Electronics, 1993. Vol. 40, №1. P. 23-26
15. Wang L.X. A Course in Fuzzy System and Control. Prentice Hall, 1997.
16. Yan Z., Jin C., Utkin V. I.. Sensorless sliding-mode control of induction motors/ IEEE Trans. Ind. Electron, 2000. Vol. 47. P. 1286–1297.