

ЕЛЕКТРИФІКАЦІЯ ТА АВТОМАТИЗАЦІЯ ГІРНИЧИХ РОБІТ

УДК 611.313.332.2

ВЕКТОРНОЕ УПРАВЛЕНИЕ АСИНХРОННЫМ ЭЛЕКТРОПРИВОДОМ С АДАПТИВНЫМ ФАЗЗИ- РЕГУЛЯТОРОМ

В.М. Чермалых, докт. техн. наук, В.В. Кузнецов, асп. (НТУУ “КПИ”, ИЭЭ)

Наведено основні особливості функціональної схеми квазивекторного регулювання швидкості асинхронного електроприводу і спосіб побудови системи управління положенням с фаззі-регулятором, яка слідує за задавальною моделлю.

Проблеме создания автоматических систем частотного регулирования (АСЧР) асинхронных электроприводов и разработке принципов построения посвящено большое количество работ, на основе которых созданы разные виды АСЧР. В соответствии с требованиями, предъявляемыми к приводам такого типа, разработаны эффективные способы векторного управления. АСЧР с автономным инвертором и векторным управлением содержит асинхронный короткозамкнутый двигатель (АД) и преобразователь частоты, состоящий из управляемого выпрямителя (УВ) с системой управления выпрямителем (СУВ), сглаживающего дросселя и автономного инвертора тока (АИТ) с системой управления инвертором (СУИ).

Главным недостатком АСЧР с векторным управлением является сложность ее технической реализации, определяемой необходимостью контроля и вычисления фазовых углов регулируемых векторных электромагнитных параметров режима (потокосцепления, ЭДС, статорных токов и напряжения). Поэтому на практике широко применяется квазивекторное управление [1], отличающееся способом построения структур частотного регулирования АД. Характерной особенностью структур автоматического регулирования с квазивекторным управлением является отсутствие в них специфических устройств для обработки информации о векторных параметрах режима: координатных преобразователей, векторных тригонометрических анализаторов фаз, вращающих и фазосдвигающих устройств.

Квазивекторное управление АД заключается в регулировании среднего значения электромагнитного момента (активной составляющей статорного тока) и амплитуды потокосцепления (намагничивающей составляющей статорного тока) двигателя посредством воздействия напряжением и частотой инверторных преобразователей частоты (ПЧ) только на каналы управления.

Заданное значение I^* модуля вектора статорного тока находится вычислителем В1 (через заданные значения намагничивающей I_x^* и активной I_y^* составляющих обобщенного вектора \vec{I}_1 основных гармонических составляющих статорного тока) по формуле

$$I^* = \pi I_1^* / 3 = \pi [(I_x^*)^2 + (I_y^*)^2]^{1/2}. \quad (1)$$

С помощью датчика частоты ДЧ определяется сигнал ω_1 , пропорциональный частоте тока статора двигателя, а посредством датчика ЭДС находится значение E модуля вектора ЭДС ротора двигателя по фазным значениям статорных напряжений U_A, U_B, U_C и токов I_A, I_B, I_C :

$$\left. \begin{aligned} E_A &= [U_A - R_S I_A - (L_S + kL_r) dI_A / dt] / k; \\ E_B &= [U_B - R_S I_B - (L_S + kL_r) dI_B / dt] / k; \\ E_C &= [U_C - R_S I_C - (L_S + kL_r) dI_C / dt] / k, \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

где k – коэффициент связи ротора; L_S, L_r – индуктивности рассеяния статора и ротора двигателя соответственно; R_S, R_r – активные сопротивления статора и ротора.

Заданное значение μ^* электромагнитного момента АД определяется с помощью вычислителя В5 из выражения

$$\mu^* = kL_m I_x^* I_y^* / (T_r p + 1), \quad (3)$$

полученного на основании зависимостей

$$\begin{aligned} \psi &= I_x L_m / (T_r p + 1); \\ \mu &= k\psi I_y, \end{aligned}$$

где ψ – амплитудное значение обобщенного вектора потокоцепления ротора АД; L_m – индуктивность намагничивания двигателя; T_r – электромагнитная постоянная времени ротора; μ – средний электромагнитный момент двигателя.

Для вычисления значения электромагнитного момента μ служит устройство вычисления момента (УВМ), состоящее из вычислителей В2–В4, датчика напряжения ДН питающей сети и сумматора С1. Вычислителем В2 определяется падение напряжения ΔU на активных сопротивлениях и индуктивностях в главной цепи электропривода:

$$\Delta U = I_d (R_{жв} + pL_{жв}), \quad (4)$$

где $R_{жв}, L_{жв}$ – эквивалентные значения (приведенные к звену постоянного тока электропривода) активного сопротивления и индуктивности главной цепи электропривода соответственно.

Посредством вычислителя В3 моделируется ЭДС E_d управляемого выпрямителя УВ для синусоидального опорного напряжения:

$$E_d = k_U U_C U_V / (T_{np} p + 1), \quad (5)$$

где k_n, T_n – статический коэффициент усиления и электромагнитная постоянная времени управляемого выпрямителя с системой импульсно-фазового управления; U_c – амплитуда напряжения питающей сети; U_1 – управляющее напряжение, приложенное ко входу системы управления выпрямителем.

Управляемый генератор УГ представляет собой преобразователь напряжения в частоту, в котором частота выходных импульсов прямо пропорциональна значению напряжения U_1 на входе «1» и обратно пропорциональна напряжению U_2 на входе «2» генератора. Регулятор момента РМ, воздействуя через сумматор С2 на вход «1» генератора УГ, вносит через СУИ коррекцию в значение фазового угла Θ_1 обобщенного вектора I статорного тока из условия поддержания требуемого значения электромагнитного момента $\mu = \mu^*$.

Характерной особенностью векторного и квазивекторного управления асинхронным приводом является наличие нелинейных звеньев, а также непостоянство параметров при изменении режимов работы системы. В этих условиях применение обычных регуляторов не обеспечивает требуемого качества и точности управления скоростью и положением машин и установок циклического действия.

Применение фаззи-регуляторов делает систему нечувствительной к нагрузке, нелинейностям и изменению параметров [2]. При этом наибольшая эффективность достигается в позиционных системах управления с задающей моделью (ЗМ). Учитывая, что в промышленных установках такого типа широкое применение получил способ регулирования скорости с применением ПИД-регулятора, рассмотрим построение адаптивного фаззи-регулятора ПИД-типа, используя операции нечеткой логики.

Регулятор с нечеткой логикой основан на наборе некоторых правил управления. Они определяются как нечеткие условные высказывания типа «если..., то...», где и посылка (если...), и заключение (то...) каждого правила выражены в лингвистической форме.

Для обычной системы нечеткого управления трудно предсказать качество управляемой системы. Поэтому целесообразно использовать следящую за задающей моделью систему управления с нечетким адаптивным регулятором скорости. На выходе ЗМ формируются сигналы, пропорциональные заданным оптимальным диаграммам скорости \dot{X}_m и положения X_m . На вход системы подается управляющее воздействие U_m , пропорциональное заданному перемещению рабочего органа.

В нечеткой управляющей системе нечеткий регулятор имеет входные переменные путевой ошибки $\varepsilon, \int \varepsilon dt$ и $\dot{\varepsilon}$. Переменные путевой ошибки использованы как надежные реальные величины, которые используются для получения функций принадлежности из процесса «фазификации».

Определение $\varepsilon, \int \varepsilon dt$ и $\dot{\varepsilon}$ осуществляют следующим образом:

$$\left. \begin{aligned} \varepsilon &= X_m - y; \\ \dot{\varepsilon} &= \dot{X}_m - \dot{y}. \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

где y – выход системы управления; \dot{y} – его производная; $\int \epsilon dt$ – интеграл от ϵ .

Согласно нечеткой логике, i -е правило адаптивного регулятора описывается следующим образом:

$$\left. \begin{aligned} &\text{Если } \epsilon \text{ есть } E_i, \int \epsilon dt \text{ есть } IE_i, \text{ и } \dot{\epsilon} \text{ есть } D_i, \\ &\text{то } U(i) = k_p \mu_{E_i}(\epsilon) + k_I \mu_{IE_i}(\int \epsilon dt) + k_D \mu_{D_i}(\dot{\epsilon}) \\ &\text{и } \mu(U(i)) = \min[\mu_{E_i}(\epsilon), \mu_{IE_i}(\int \epsilon dt), \mu_{D_i}(\dot{\epsilon})], \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

где E_i, IE_i, D_i – нечеткие множества; $\mu_{E_i}(\epsilon), \mu_{IE_i}(\int \epsilon dt), \mu_{D_i}(\dot{\epsilon})$ – степени принадлежности, соответствующие $\epsilon, \int \epsilon dt, \dot{\epsilon}$; $U(i)$ – выход i -го правила, а $\mu(U(i))$ – его функция принадлежности; $E_i \in \{B, M, S$ (большое, среднее, малое)}, $IE_i \in \{B, M, S\}$, $D_i \in \{B, M, S\}$; k_p, k_I и k_D – постоянные величины.

Процесс «дефазификации» выбран так, чтобы дефазификационный управляющий сигнал и выход фаззи-регулятора наиболее полно соответствовал функциям принадлежности:

$$U = \frac{\sum_{i=1}^n U(i)}{\sum_{i=1}^n \mu(U(i))}, \quad (8)$$

где $n = n_{E_i} n_{IE_i} n_{D_i}$ – произведение чисел нечетких множеств E_i, IE_i, D_i , соответствующих $\epsilon, \int \epsilon dt, \dot{\epsilon}$.

«Дефазификационный» сигнал U согласно (7) и (8) определяется по формуле

$$U = k_p^* \epsilon + k_I^* \int \epsilon dt + k_D^* \dot{\epsilon}, \quad (9)$$

где

$$\left. \begin{aligned} k_p^* &= k_p \frac{\sum_{i=1}^n \mu_{E_i}(\epsilon)}{\sum_{i=1}^n \mu(U(i))}; \\ k_I^* &= k_I \frac{\sum_{i=1}^n \mu_{IE_i}(\int \epsilon dt)}{\sum_{i=1}^n \mu(U(i))}; \\ k_D^* &= k_D \frac{\sum_{i=1}^n \mu_{D_i}(\dot{\epsilon})}{\sum_{i=1}^n \mu(U(i))}. \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

Согласно приведенным выше зависимостям можно построить правила нечеткого управления, используя $n = 27$ нечетких комбинаций. Чтобы обеспечить полную нечеткого управления, функции принадлежности соответствующего входного сигнала перекрываются. Три нечетких множества (B, M, S) и соответствующие функции принадлежности определены ниже:

$$\mu_S(X_i) = \begin{cases} 1 & \text{при } 0 \leq X_i \leq (X_{iS} + \sigma_S - \sigma_N - X_N); \\ (X_{iS} + \sigma_S - |X_i|) N_S / \sigma_N, & \text{при } (X_{iS} + \sigma_S - \sigma_N / N_S) < X_i \leq (X_{iS} + \sigma_S); \\ 0 & \text{в противном случае.} \end{cases} \quad (11)$$

$$\mu_m(X_i) = \begin{cases} (|X_i| - X_{im} + \sigma_m) \frac{N_m}{\sigma_m} \text{ при } (X_{im} - \sigma_m) < |X_i| \leq (X_{im} - \sigma_m + \sigma_m / N_m); \\ 1 \text{ при } (X_{im} - \sigma_m + \sigma_m / N_m) < |X_i| \leq (X_{im} + \sigma_m - \sigma_m / N_m); \\ (X_m + \sigma_m - |X_i|) \frac{N_m}{\sigma_m}, (X_m + \sigma_m - \frac{\sigma_m}{N_m}) < |X_i| \leq (X_m + \sigma_m); \\ 0 \text{ в противном случае.} \end{cases} \quad (12)$$

$$\mu_b(X_i) = \begin{cases} 1 \text{ при } (X_{ib} - \sigma_b + \sigma_b / N_b) \leq |X_i|; \\ (|X_i| - X_{ib} + \sigma_b) N_b / \sigma_b, \text{ при } (X_{ib} - \sigma_b) < |X_i| \leq (X_{ib} - \sigma_b + \sigma_b / N_b); \\ 0 \text{ в противном случае.} \end{cases} \quad (13)$$

Здесь $|X_i|$ ($i = 1, 2, 3$) представляет ε , $\int \varepsilon dt \dot{\varepsilon}$ соответственно. Для упрощения разработки регулятора принято $X_{iS} = E_S$; $X_{im} = E_m$; $X_{ib} = E_b$; $\sigma_{X_{iS}} = \sigma_{X_{im}} = \sigma_{X_{ib}} = \sigma$; $N_{X_{iS}} = N_{X_{im}} = N_{X_{ib}} = N$.

При моделировании системы приняты такие значения переменных: $X_{iS} = 0,02$; $X_{im} = 1,6$; $X_{ib} = 3,2$; $N = 4$; $\sigma = 0,85$; $K_p = 1,0$; $K_I = 0,5$; $K_d = 0,05$.

Фазификация состояний переменных X_i представлена на рис. 2.

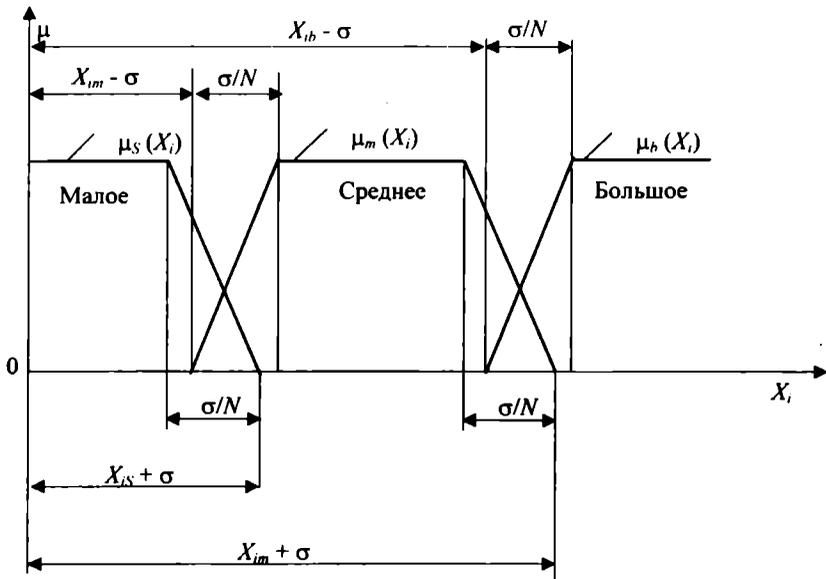


Рис. 2

Для разработки системы управления с фаззи-регулятором нужно выполнить следующее:

- 1) выбрать величины E_s , E_m , E_b так, чтобы они полностью перекрывали рассматриваемую область при соблюдении условия $E_s < E_m < E_b$;
- 2) выбрать подходящие значения σ и N для каждого нечеткого состояния;
- 3) определить исходные параметры K_p , K_I , K_d как для обычного ПИД-регулятора;
- 4) построить правила нечеткого управления;
- 5) выполнить методом цифрового моделирования на компьютере исследование системы с целью уточнения коэффициентов K_p , K_I и K_d до получения качества управления, удовлетворяющего предъявляемым требованиям.

1. Волков А.В. Квазивекторное управление частотно-регулируемым асинхронным двигателем // Технічна електродинаміка. – 1999. – № 3 – С. 32–36.

2. Системы фаззи-управления / В.И. Архангельский, И.Н. Богаенко, Г.Г. Грабовский, Н.А. Рюмшин. – Киев: Техніка, 1997. – 208 с.

УДК 622.313.523

ПРИСТРІЙ ДЛЯ ПРИСКОРЕНИХ ВИПРОБУВАНЬ КОЛЕКТОРНИХ МАШИН

*О.М. Закладний, Є.І. Алтухов, кандидати технічних наук,
С.Л. Прядко, В.Г. Смоляр, інженери (НТУУ “КПІ”, ІЕЕ)*

Приведена функціональна схема пристрою для ускоренных испытаний коллекторных машин и методика проведения испытаний.

Пристрій визначає номінальні параметри двигуна (потужність, частоту обертання, струм і момент) і внутрішні параметри (активний та індуктивний опори якоря, електромагнітну та електромеханічну сталі часу, сталу двигуна), а також швидкість ідеального холостого ходу та момент інерції.

Цикл випробувань складається з послідовної роботи колекторної машини у трьох динамічних режимах – короткого замикання, холостого ходу та вільного вибігу. Випробування виконуються при зниженій напрузі, яка дорівнює $0,25 U_n$; їх тривалість становить не більше 3–5 с. Під час випробувань знімаються значення струму якоря, частоти обертання та вимірюється тривалість режимів короткого замикання, холостого ходу та вільного вибігу. Експериментальні криві перехідного процесу потім апроксимуються лінійними диференціальними рівняннями другого порядку. Отримані в результаті