

2006, том 42, № 2

УДК 681.511.4

**А. И. Абрамов, С. А. Белоконь, Ю. Н. Золотухин,
А. А. Нестеров, А. П. Ян**

(Новосибирск)

**ИСПОЛЬЗОВАНИЕ СКОЛЬЗЯЩЕГО РЕЖИМА
В УПРАВЛЕНИИ ВОЗБУЖДЕНИЕМ
СИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ**

Предложены алгоритмы регулирования напряжения возбуждения синхронного двигателя, обеспечивающие управление реактивной мощностью, подавление качаний ротора при колебаниях напряжения сети и момента нагрузки на валу двигателя и основанные на оценке внутреннего угла ротора и организации вынужденного скользящего движения системы по заданной траектории. Алгоритмы управления реализованы с помощью нечеткого контроллера.

Введение. Целью данной работы является создание алгоритмов, обеспечивающих поддержание заданного режима двигателя: регулирование реактивной мощности, подавление качаний ротора при колебаниях напряжения сети и момента нагрузки на валу двигателя, а также повышение статической устойчивости при значительном и длительном падении напряжения сети или аналогичном росте момента нагрузки.

Реализация предложенных алгоритмов управления осуществлена с использованием нечеткого контроллера в скользящем режиме с пограничным слоем, что позволило построить систему управления, малочувствительную к изменениям параметров управляемых объектов. В [1] представлены некоторые предварительные результаты моделирования предложенной системы управления. В работе [2] подобный подход использован для управления скоростью синхронных двигателей малой мощности.

В данной работе в разд. 1 приведена динамическая модель синхронного двигателя, в разд. 2 – нечеткая реализация скользящего режима для решения поставленных задач управления, в разд. 3 представлены модель регулятора в системе MATLAB-SIMULINK и результаты моделирования.

1. Модель двигателя. Основой анализа являются уравнения Парка [3] и уравнение механического движения ротора. Воспользуемся векторной записью уравнений в относительных единицах с равными взаимными индуктивностями в системе координат (d, q) , жестко связанной с ротором дви-

гателя. При этом уравнения потокосцеплений имеют вид

$$\begin{cases} \Psi_s = W_1 I_s + W_2 I_k + W_4 I_f; \\ \Psi_k = W_2 I_s + W_3 I_k + W_4 I_f; \\ \Psi_f = W_4' I_s + W_4' I_k + X_f I_f. \end{cases} \quad (1)$$

В системе уравнений (1) $\Psi_s = \begin{bmatrix} \Psi_d \\ \Psi_q \end{bmatrix}$, $\Psi_k = \begin{bmatrix} \Psi_{kd} \\ \Psi_{kq} \end{bmatrix}$, Ψ_f – потокосцепления в осях d, q обмоток статора, успокоительных обмоток и обмотки возбуждения соответственно; $I_s = \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix}$, $I_k = \begin{bmatrix} I_{kd} \\ I_{kq} \end{bmatrix}$, I_f – токи в осях d, q обмоток

статора, успокоительных и возбуждения соответственно; $W_1 = \begin{bmatrix} X_d & 0 \\ 0 & X_q \end{bmatrix}$,

$W_2 = \begin{bmatrix} X_{ad} & 0 \\ 0 & X_{aq} \end{bmatrix}$ – матрицы синхронных и взаимных реактивностей статорных обмоток в осях d, q соответственно; $W_3 = \begin{bmatrix} X_{kd} & 0 \\ 0 & X_{kq} \end{bmatrix}$ – матрица собственных реактивностей успокоительных обмоток; $W_4 = \begin{bmatrix} X_{ad} \\ 0 \end{bmatrix}$ – матрица взаимных реактивностей обмотки возбуждения; X_f – собственная реактивность обмотки возбуждения.

Уравнения баланса напряжений в обмотках двигателя имеют следующий вид:

$$\begin{cases} U_s = D \Psi_s; \\ 0 = (1/\omega_0) \Psi_k + R_k I_k; \\ U_f = (1/\omega_0) \Psi_f + r_f I_f. \end{cases} \quad (2)$$

В системе уравнений (2) $D = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$ – оператор поворота вектора на 90° в положительном направлении; $U_s \begin{bmatrix} U_d \\ U_q \end{bmatrix} = U_l \begin{bmatrix} -\sin\theta \\ \cos\theta \end{bmatrix}$ – вектор напряжений на обмотках статора в осях d, q ; U_l – напряжение питающей сети в относительных единицах; $R_k = \begin{bmatrix} r_{kd} & 0 \\ 0 & r_{kq} \end{bmatrix}$ – матрица активных сопротивлений успокоительных обмоток; r_f – активное сопротивление обмотки возбуждения; ω_0 – синхронная частота.

Все активные и реактивные сопротивления приведены к статору и даны в относительных единицах.

В первом уравнении системы (2) мы пренебрегаем падением напряжения на активном сопротивлении статора, ЭДС трансформации и отклонением

скорости ротора от синхронной. Такие допущения справедливы при нормальной работе двигателя.

Уравнение движения ротора имеет вид

$$\ddot{\theta} = \frac{\omega_0}{T_j} (M_c - M), \quad (3)$$

где T_j – суммарная постоянная времени ротора и исполнительного механизма; M_c – момент сопротивления на валу двигателя; M – крутящий момент двигателя.

К уравнениям (1)–(3) следует добавить выражения интересующих нас параметров через электромагнитные переменные двигателя: $Q = (U_s, DI_s)$ – реактивная мощность; $P = (U_s, I_s)$ – активная мощность; $M = P/\omega_0$ – вращающий момент.

2. Управление на основе скользящего режима. Задачей управления является поддержание заданного режима работы двигателя: регулирование реактивной мощности, подавление качаний ротора при колебаниях напряжения сети и момента нагрузки на валу двигателя, а также повышение статической устойчивости при значительном и длительном падении напряжения сети или аналогичном росте момента нагрузки.

Способом решения поставленных задач регулирования возбуждения является организация вынужденного движения по заданным (желаемым) траекториям в пространстве состояний системы [4].

Зададим желаемые траектории уравнениями

$$S_1 = Q - Q_{\text{ref}} = 0, \quad (4)$$

$$S_2 = T\ddot{\theta} + \dot{\theta} = 0. \quad (5)$$

Здесь Q и Q_{ref} – истинное и желаемое значения реактивной мощности двигателя; $\dot{\theta}$, $\ddot{\theta}$ – первая и вторая производные внутреннего угла θ синхронного двигателя. Очевидно, что выполнение условия (4) гарантирует равенство $\cos\varphi$ заданному значению; выполнение условия (5) гарантирует затухание колебаний ротора с постоянной времени T .

В качестве управляющего параметра мы можем использовать только напряжение U_f на обмотке возбуждения двигателя. Нашей задачей является выбор таких значений $U_f = U_f(t)$, которые обеспечивают выполнение условий (4) и (5). Очевидно, что с помощью одного управляющего параметра $U_f(t)$ невозможно добиться одновременного выполнения этих условий. Кроме того, значения $U_f(t)$ не могут быть произвольными по техническим причинам. Однако можно решить задачу выбора значений $U_f(t)$, обеспечивающих вынужденное движение системы достаточно близко к траектории, заданной уравнениями (4) и (5) в пространстве состояний управляемой системы.

Прежде всего, введем единую неотрицательную целевую функцию

$$S(t) = \frac{1}{2}CS_1^2(t) + \frac{1}{2}(1-C)S_2^2(t), \quad (6)$$

где константа $C \in [0, 1]$ определяет стратегию регулятора.

Выполнение условия

$$S(t) = 0 \quad (7)$$

гарантирует движение системы по траектории, заданной уравнениями (4) и (5). Однако параметр $U_f(t)$ непосредственно влияет только на скорость изменения потокосцеплений в обмотках двигателя и, следовательно, на производную $\frac{dS(t)}{dt}$. Так как функция $S(t)$ неотрицательна, будем выбирать значение $U_f(t)$ из условия

$$\frac{dS(t)}{dt} \leq 0, \quad (8)$$

что гарантирует движение системы в окрестности траектории, заданной уравнением (6) и, следовательно, уравнениями (4) и (5). Знак равенства в условии (8) допустим только при $S_1 = 0$ и $S_2 = 0$.

Теперь можно оценить зависимость критерия \dot{S} от управляющего параметра U_f :

$$\dot{S} = CS_1 \dot{S}_1 + (1-C)S_2 \dot{S}_2.$$

Далее

$$\dot{S}_1 = \dot{Q} = (\dot{U}_s, DI_s) + (U_s, D\dot{I}_s); \quad \dot{S}_2 = T\ddot{\theta} + \dot{\theta};$$

$$\ddot{\theta} = -\frac{\omega_0}{T_j} \dot{M} = -\frac{1}{T_j} \dot{P} = -\frac{1}{T_j} [(\dot{U}_s, I_s) + (U_s, \dot{I}_s)].$$

Отсюда получаем соотношение

$$\dot{S} = CS_1 [(\dot{U}_s, DI_s) + (U_s, D\dot{I}_s)] + (1-C)S_2 \left[-\frac{T}{T_j} ((\dot{U}_s, I_s) + (U_s, \dot{I}_s)) + \dot{\theta} \right], \quad (9)$$

в котором необходимо выделить члены, непосредственно зависящие от U_f .

Введем в рассмотрение трехмерные векторы $I_r = \begin{bmatrix} I_f \\ I_k \end{bmatrix}$, $\Psi_r = \begin{bmatrix} \Psi_f \\ \Psi_k \end{bmatrix}$, матрицы $A_1 = W_1$, $A_2 = [W_4 \quad W_2]$, $A_3 = \begin{bmatrix} X_f & W_4' \\ W_4 & W_3 \end{bmatrix}$, $A_4 = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$ и матрицу активных сопротивлений роторных обмоток $A_5 = \begin{bmatrix} r_f & 0 & 0 \\ 0 & r_{kd} & 0 \\ 0 & 0 & r_{kq} \end{bmatrix}$.

С учетом введенных обозначений уравнения (1) и (2) приобретают вид

$$\begin{cases} \Psi_s = A_1 I_s + A_2 I_r; \\ \Psi_r = A_2' I_s + A_3 I_r, \end{cases} \quad (10)$$

$$\begin{cases} U_s = D\psi_s; \\ \dot{\psi}_r = \omega_0 [A_4 U_f - A_5 I_r]. \end{cases} \quad (11)$$

Ранее отмечалось, что параметр U_f непосредственно влияет только на скорость изменения потокосцеплений обмоток двигателя. Ток I_s и его производная \dot{I}_s характеризуют текущее состояние двигателя. Они являются входными сигналами системы регулирования и непосредственно от U_f не зависят.

Из первого уравнения системы (11) находим

$$\dot{U}_s = D\dot{\psi}_s. \quad (12)$$

Подставляя это соотношение в (9) и выделяя члены, содержащие $\dot{\psi}_s$, получим

$$\dot{S} = CS_1(\dot{\psi}_s, I_s) - (1-C)S_2 \frac{T}{T_j} (D\dot{\psi}_s, I_s) + f_1(\psi_s, \dot{I}_s, \ddot{\theta}). \quad (13)$$

Здесь и далее функции f_1, f_2, f_3 учитывают члены, не зависящие от U_f непосредственно. Из уравнений (10) находим

$$\left. \begin{aligned} I_r &= A_3^{-1}(\psi_r - A_2' I_s); \\ \psi_s &= A_1 I_s + A_2 A_3^{-1}(\psi_r - A_2' I_s). \end{aligned} \right\} \quad (14)$$

Дифференцируем второе соотношение в (14), подставляем $\dot{\psi}_s$ в (13) и выделяем члены, содержащие $\dot{\psi}_r$.

Получим

$$\dot{S} = CS_1(A_2 A_3^{-1} \dot{\psi}_r, I_s) - (1-C)S_2 \frac{T}{T_j} (DA_2 A_3^{-1} \dot{\psi}_r, I_s) + f_2(\psi_s, \dot{I}_s, \ddot{\theta}). \quad (15)$$

С учетом второго уравнения в (11) окончательно будем иметь

$$\dot{S} = S_a U_f + f_3(\psi_s, \dot{I}_s, \ddot{\theta}), \quad (16)$$

где

$$S_a = \omega_0 \left(CS_1 A_2 A_3^{-1} A_4 - (1-C)S_2 \frac{T}{T_j} DA_2 A_3^{-1} A_4, I_s \right) \quad (17)$$

определяет чувствительность левой части неравенства (8) к воздействию управляющего параметра U_f и позволяет с помощью нечеткого контроллера [5] произвести разумный выбор параметра U_f с учетом реального состояния двигателя.

Величину напряжения на обмотке возбуждения удобно представить в виде $U_f = E_f + \Delta U_{f1}$, где E_f – номинальное значение напряжения возбуждения, обеспечивающее номинальный режим работы двигателя; ΔU_{f1} – вы-

ходной сигнал контроллера возбуждения, служащий для управления реактивной мощностью и подавления качаний ротора.

Для вычисления функции S_a необходимо знать значения величин $I_s, Q, \theta, \dot{\theta}, \ddot{\theta}$. По результатам измерений параметров режима двигателя легко определяются I_s и Q . Оценивание угла θ и его производных представляет некоторые сложности.

2.1. *Оценка внутреннего угла и его производных.* В системе регулирования возбуждения используются текущие значения напряжения питающей сети U_l (действующее значение), значения активной I_a и реактивной I_r составляющих токов статора (действующие значения) и значение тока возбуждения I_f . По этим сигналам необходимо оценить угол θ и вычислить значение S_a .

Прежде всего, необходимо оценить токи успокоительных обмоток в соответствии с соотношениями

$$\begin{cases} I_s = \begin{bmatrix} (I_{ar}, DCS) \\ (I_{ar}, CS) \end{bmatrix}; \\ \dot{\Psi}_k = -\omega_0 R_k I_k; \\ I_k = W_3^{-1} (\Psi_k - W_2 I_s - W_4 I_f). \end{cases} \quad (18)$$

Здесь $I_{ar} = \begin{bmatrix} I_a \\ I_r \end{bmatrix}$; $CS = \begin{bmatrix} \cos\theta \\ \sin\theta \end{bmatrix}$.

В (18) используется обратная связь по углу θ , подлежащему определению. Запишем уравнения потокосцеплений и напряжений обмоток статора в скалярной форме с учетом падения напряжения на активном сопротивлении:

$$\begin{cases} -U_l \sin\theta = r_a I_d - \Psi_q; \\ U_l \cos\theta = r_a I_q + \Psi_d; \\ \Psi_d = x_d I_d + x_{ad} I_f + x_{ad} I_{kd}; \\ \Psi_q = x_q I_q + x_{aq} I_{kq}. \end{cases} \quad (19)$$

Введем вектор ЭДС

$$E = \begin{bmatrix} E_d \\ E_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -x_{aq} I_{kq} \\ x_{ad} (I_f + I_{kd}) \end{bmatrix} \quad (20)$$

и подставим значения потокосцеплений в первые два уравнения (19):

$$\begin{cases} r_a I_d - x_q I_q = -U_l \sin\theta - E_d; \\ x_d I_d + r_a I_q = U_l \cos\theta - E_q. \end{cases} \quad (21)$$

Выразив ток I_s через I_{ar} в первом уравнении (18), подставим его в (21), разделим уравнения (21) на $\cos\theta$, а затем – первое уравнение на второе.

В результате получим уравнение для $\text{tg}\theta$:

$$\frac{(U_l - r_a I_a - x_q i_r) \text{tg}\theta + (r_a I_r - x_q I_a)}{(r_a I_r - x_d I_a) \text{tg}\theta - (U_l - r_a I_a - x_d i_r)} = \frac{E_d}{E_q}. \quad (22)$$

Для удобства вычислений уравнение (22) следует перевести в векторную форму. Для этого введем векторные параметры двигателя $R_{aq} = \begin{bmatrix} r_a \\ x_q \end{bmatrix}$,

$R_{ad} = \begin{bmatrix} r_a \\ x_d \end{bmatrix}$ и переменные

$$\begin{cases} v_1 = U_l - (R_{aq}, I_{ar}); \\ v_2 = (DR_{ad}, I_{ar}); \\ v_3 = (R_{ad}, I_{ar}) - U_l; \\ v_4 = (DR_{aq}, I_{ar}). \end{cases} \quad (23)$$

Теперь θ определяется из соотношения

$$\text{tg}\theta = \frac{E_d v_3 - E_q v_4}{E_q v_1 - E_d v_2}. \quad (24)$$

Значения $\dot{\theta}$, $\ddot{\theta}$ вычисляются с помощью дифференцирующего фильтра.

2.2. Повышение статической устойчивости двигателя. Полученная в разд. 2.1 оценка угла θ может быть использована для повышения статической устойчивости двигателя.

При длительной просадке напряжения U_l или аналогичном повышении момента сопротивления M_c угол θ медленно растет, что приводит к «сползанию» синхронного двигателя в асинхронный режим. Для предотвращения этого явления может быть введена нелинейная обратная связь по углу θ :

$$\Delta U_{f2} = K_{f2} \text{tg}\theta. \quad (25)$$

Отметим, что значение K_{f2} должно выбираться достаточно малым, таким чтобы эта обратная связь не влияла на работу двигателя в нормальном режиме. Однако при приближении угла θ к величине $\pi/2$ обратная связь (25) автоматически приводит к режиму форсировки возбуждения и расширению интервала устойчивой работы двигателя.

2.3. Нечеткий контроллер. Нечеткий контроллер вычисляет значение сигнала U_{as} . На рис. 1, *a, b* представлен один из вариантов определения функций принадлежности входной и выходной лингвистических переменных. Нечеткие правила, определяющие значение выходной переменной, в этом случае могут иметь, например, следующий вид:

R1: если $S_a = N$, то $U_{as} = P$;

R2: если $S_a = Z$, то $U_{as} = Z$;

R3: если $S_a = P$, то $U_{as} = N$.

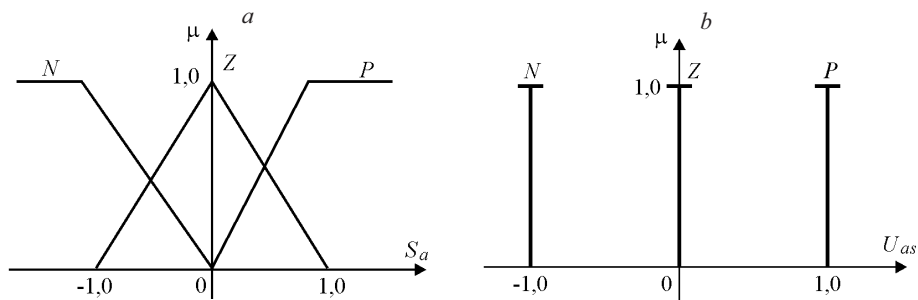


Рис. 1. Функции принадлежности лингвистических переменных нечеткого контроллера: входной (а) и выходной (b)

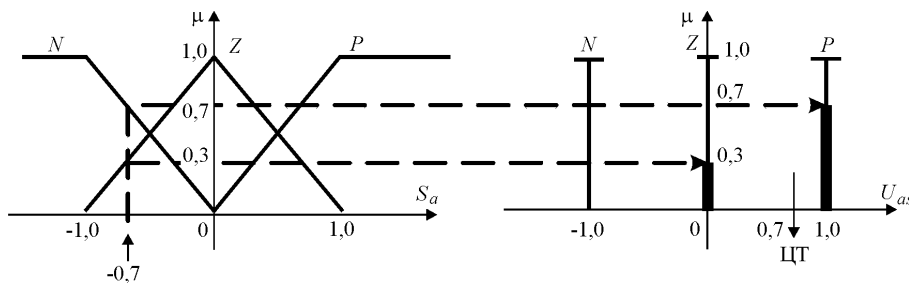


Рис. 2. Пример вычисления значения выходной переменной нечетким контроллером

На рис. 2 приведен пример вычисления значения выходной переменной U_{as} при текущем значении входной переменной $S_a = -0,7$. Окончательное значение выходной переменной определяется как проекция центра тяжести (ЦТ) фигуры, образованной объединением вычисленных значений термов выходной переменной.

3. Моделирование и результаты. Проверка работоспособности алгоритмов управления возбуждением проведена на модели синхронного двигателя, разработанной в соответствии с (1)–(3). Структура контроллера управления возбуждением в системе MATLAB-SIMULINK, соответствующая разработанным алгоритмам управления, представлена на рис. 3.

Входными параметрами контроллера возбуждения являются общий ток I , угол сдвига φ между током и напряжением статора двигателя, напряжение

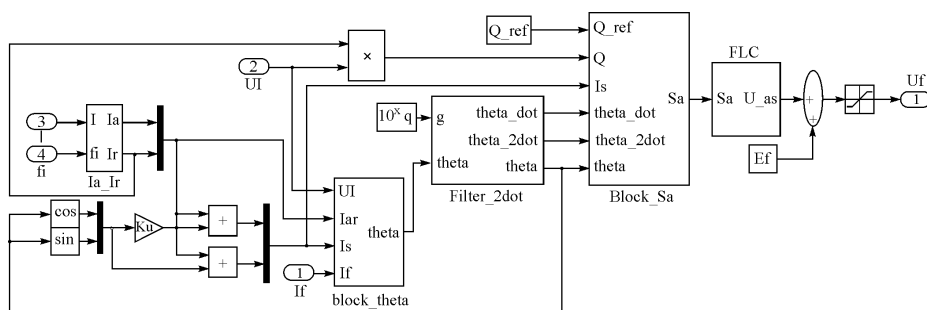


Рис. 3. Модель контроллера управления возбуждением синхронного двигателя

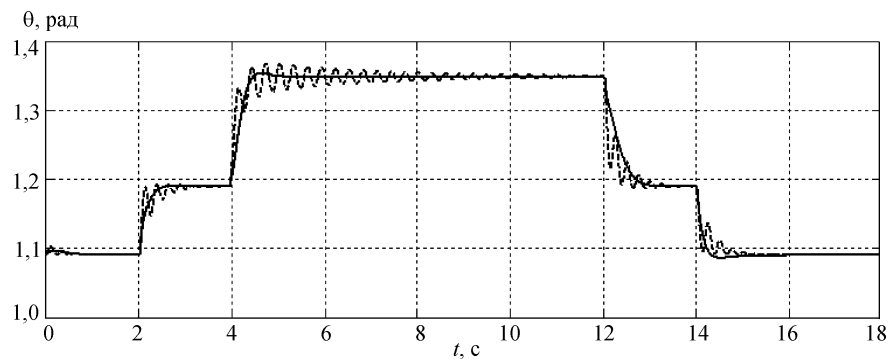


Рис. 4. Кривые изменения θ (штриховая кривая – система без регулятора, сплошная кривая – система с нечетким регулятором)

U_1 статора двигателя, ток I_f в обмотке возбуждения. Выходным параметром контроллера является напряжение, подаваемое на обмотку возбуждения U_f .

3.1. *Результаты моделирования.* Преимущества предлагаемого метода регулирования демонстрируют результаты, представленные на рис. 4 и 5. Моделировалось:

1) скачкообразное изменение момента нагрузки от исходного значения 0,5 до 0,7 отн.ед. в момент времени около 2 с; возвращение к исходному значению в момент времени около 14 с (см. рис. 4);

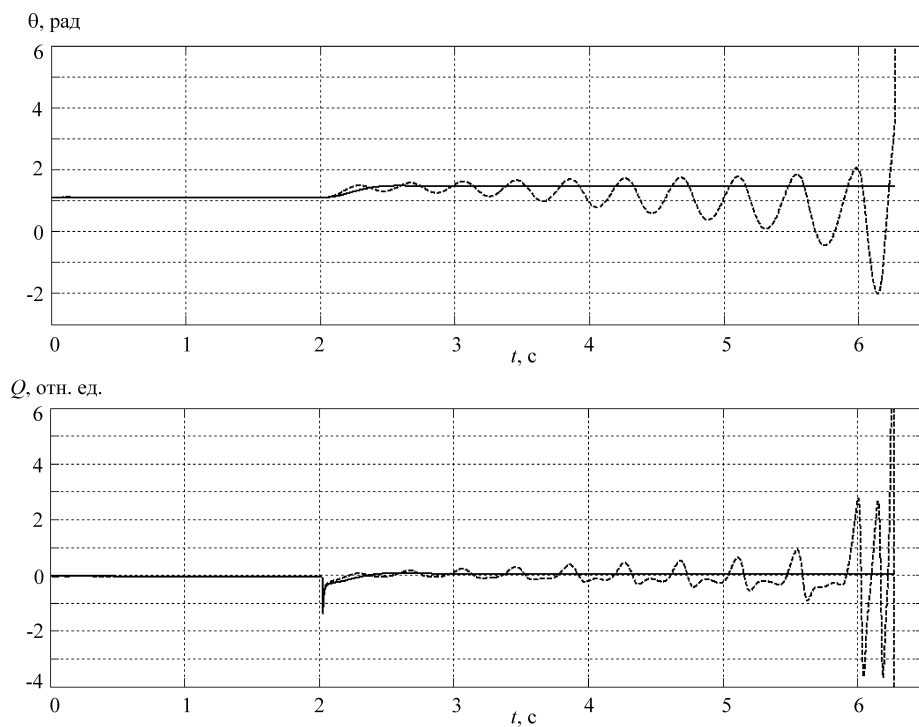


Рис. 5. Кривые изменения θ и Q (штриховая кривая – система без регулятора, сплошная кривая – система с нечетким регулятором)

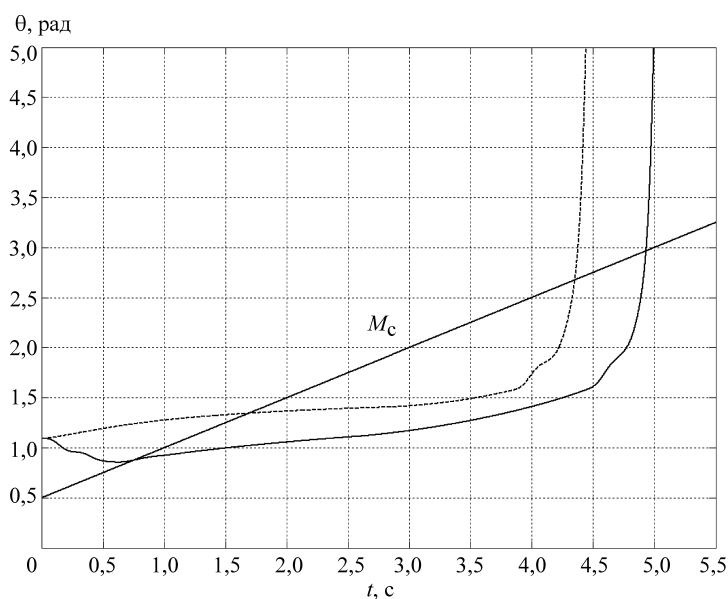


Рис. 6. Кривые изменения внутреннего угла θ (штриховая кривая для схемы без компенсации, сплошная кривая для схемы с компенсацией) при линейном нарастании момента нагрузки M_c (отн. ед.)

2) скачкообразное изменение напряжения сети от номинального значения 1,0 до 0,8 отн. ед. в момент времени около 4 с; возвращение к номинальному значению в момент времени около 12 с (см. рис. 4);

3) скачкообразное изменение напряжения сети от номинального значения 1,0 до 0,6 отн. ед. в момент времени около 2 с (см. рис. 5).

Результаты моделирования показали высокую эффективность разработанных алгоритмов подавления качаний ротора, повышения статической устойчивости и поддержания заданного значения реактивной мощности. Кривые изменения внутреннего угла двигателя представлены на рис. 4.

При более глубоком изменении напряжения система с нечетким регулятором поддерживает заданный режим регулирования, в то время как система без регулятора выпадает из синхронизма. Кривые изменения реактивной мощности и внутреннего угла двигателя представлены на рис. 5.

3.2. *Статическая устойчивость.* Для проверки статической устойчивости системы моделировалось линейное нарастание момента нагрузки. Как видно из рис. 6, система с нечетким регулятором остается устойчивой при большем значении момента нагрузки.

Заключение. С использованием созданной модели синхронного двигателя (1)–(3) разработан метод управления возбуждением, основанный на применении скользящего режима с пограничным слоем и нечеткого управления. Предложен способ оценки внутреннего угла θ синхронного двигателя на основе измерений текущих значений напряжения питающей сети U_1 , активной I_a и реактивной I_r составляющих тока статора и тока возбуждения I_f . Предложен метод повышения статической устойчивости двигателя за счет введения нелинейной обратной связи по углу θ . Моделирование системы продемонстрировало существенное подавление качаний ротора при изменениях напряжения сети и момента нагрузки двигателя.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Abramov A. A., Belokon' S. A., Kolodey V. V. et al.** Synchronous motor excitation control using fuzzy sliding mode // Proc. of the IASTED Intern. Conf. "Automation, Control, and Information Technology" (ACIT 2005). Anaheim – Calgary – Zurich: ACTA Press, 2005. P. 475.
2. **Aissaoui A. G., Abid H., Abid M.** Fuzzy sliding mode control for a self-controlled synchronous motor drives // Electron. Journ. "Technical Acoustics". 2005. **16** (<http://webcenter.ru/~eeaa/ejta/>).
3. **Park R. H.** Two-reaction theory of synchronous machines – generalized methods of analysis. Pt. I // AIEE Trans. 1929. **48**. P. 716.
4. **Уткин В. И.** Скользящие режимы в задачах оптимизации и управления. М.: Наука, 1981.
5. **Palm R., Driankov D., Hellendoorn H.** Model Based Fuzzy Control. Springer-Verlag, 1997.

*Институт автоматки и электротетрии СО РАН,
E-mail: zol@idisys.iae.nsk.su*

*Поступила в редакцию
12 января 2006 г.*