

СИНТЕЗ КВАЗИОПТИМАЛЬНОЙ ДЕЦЕНТРАЛИЗИРОВАННОЙ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ЭЛЕКТРОПРИВОДОМ С АСИНХРОННЫМ ДВИГАТЕЛЕМ МЕТОДОМ ВЕКТОРНОЙ ФУНКЦИИ ЛЯПУНОВА

1 Введение и постановка задачи

В настоящее время существует тенденция к вытеснению приводов постоянного тока приводами с асинхронными двигателями во всех отраслях промышленности. Это объясняется меньшей стоимостью и большей надежностью асинхронных двигателей с короткозамкнутым ротором по сравнению с двигателями постоянного тока. Существенной преградой для внедрения приводов с асинхронными двигателями, особенно в высокотехнологичных областях, была проблема эффективного управления асинхронных двигателей.

Разработка систем управления асинхронными двигателями в настоящее время развивается по двум основным направлениям [1-5]: разработка систем векторного управления и разработка систем частотного (частотно-токового) управления. В первом случае переходят к вращающейся системе координат, связанной с потокоцеплением ротора. Тогда модель асинхронного двигателя становится аналогичной модели двигателя постоянного тока при двухзонном управлении. При этом возникают проблемы получения информации о текущем состоянии перемен-

ных во вращающейся системе координат и об угле поворота самой системы координат. Они решаются применением различных адаптивных и робастных алгоритмов [6,7]. Кроме этого, применение векторного управления требует увеличения вычислительной мощности микроЭВМ, реализующих регуляторы, в силу сложности нелинейных алгоритмов и необходимости преобразований измеряемых координат из неподвижной системы во вращающуюся, а также управляющих воздействий из вращающейся системы - в неподвижную. Во втором случае разработка систем частотного управления сводится к подбору типовых регуляторов либо к синтезу регуляторов на основании моделей, не полностью учитывающих динамику электромагнитных преобразований [1-3]. Дальнейшая коррекция параметров регуляторов проводится при исследовании нелинейной модели. Такой подход не всегда обеспечивает требуемые статические и динамические характеристики замкнутых систем управления электроприводом с асинхронным двигателем. Очевидно, что техническая реализация систем частотного управления позволяет применять гораздо менее мощные микроЭВМ, чем при

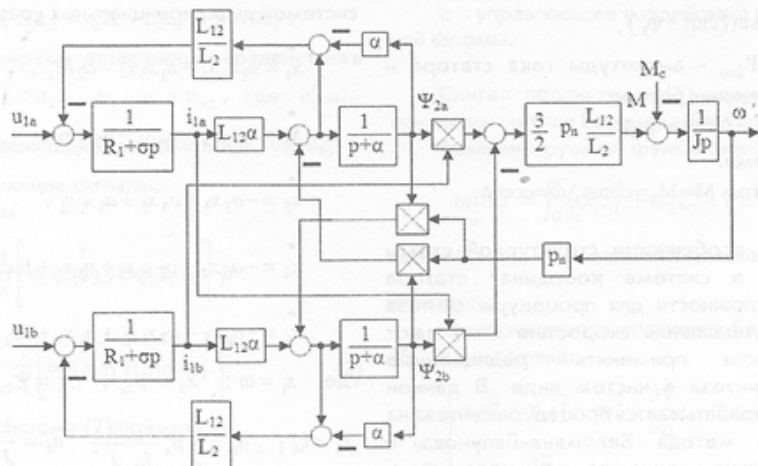


Рис. 1. Структурная схема асинхронного двигателя

векторном управлении. При этом разработка программного обеспечения для реализации регулирования также существенно упрощается, что значительно снижает стоимость электропривода.

Поэтому разработка методики синтеза законов управления для частотно-регулируемых асинхронных электроприводов является актуальной задачей. При этом управление должно обеспечивать требуемое качество и быть простым для программной и технической реализации.

2 Математическая модель асинхронного двигателя

Структурная схема двухфазной модели асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором в неподвижной системе координат а-б статора представлена на рис. 1 [1,2].

На схеме приняты следующие обозначения: u_{1a} , u_{1b} - проекции вектора напряжения статора на оси а и b; i_{1a} , i_{1b} - проекции вектора тока статора на оси а и b; Ψ_{2a} , Ψ_{2b} - проекции вектора потокоцепления ротора на оси а и b; M - момент; M_c - момент сопротивления; ω - угловая скорость; J - момент инерции ротора; p_n - количество пар полюсов; R_1 - активное сопротивление статора; L_1 , L_2 - индуктивность статора и ротора, приведенная к статору; L_{12} - взаимная индуктивность статора и ротора;

$$\alpha = \frac{R_2}{L_2}; \quad \sigma = \frac{L_1 L_2 - L_{12}^2}{L_2}$$

Особенностью модели являются определенные связи, накладываемые на входные воздействия u_{1a} , u_{1b} с целью обеспечить круговое вращающееся магнитное поле в двигателе. u_{1a} , u_{1b} должны представлять собой синусоидальные функции с одинаковой амплитудой и частотой, сдвинутые на 90 электрических градусов:

$$u_{1a} = U_m \cos \Theta, \quad u_{1b} = U_m \sin \Theta, \quad \Theta = 2\pi \int_0^t f dt,$$

где U_m - амплитуда напряжения;

Θ - электрический угол;

f - частота напряжения статора.

Управление скоростью ω за счет амплитуды U_m возможно только в узком диапазоне регулирования, определяемого величиной критического скольжения. В широком диапазоне управление скоростью осуществляется при изменении частоты f . Изменение U_m используется для придания механическим характеристикам двигателя желаемого вида.

Отметим еще одну особенность структурной схемы. В установившемся режиме при $f = \text{const}$, $U_m = \text{const}$ напряжения, токи и потокоцепления носят синусоидальный характер:

$$u_{1a} = U_m \cos(2\pi ft), \quad u_{1b} = U_m \sin(2\pi ft),$$

$$i_{1a} = i_{1m} \cos(2\pi ft + \varphi_1), \quad i_{1b} = i_{1m} \sin(2\pi ft + \varphi_1),$$

$$\Psi_{2a} = \Psi_{2m} \cos(2\pi ft + \varphi_2),$$

$$\Psi_{2b} = \Psi_{2m} \sin(2\pi ft + \varphi_2),$$

где i_{1m} , Ψ_{2m} - амплитуды тока статора и потокосцепления ротора;

φ_1 , φ_2 - сдвиги фаз;

t - время.

При этом $M=M_c=const$, $\omega=const$.

Такие особенности структурной схемы двигателя в системе координат статора создают сложности для процедуры синтеза системы управления скоростью и не дают возможности применить традиционные методы синтеза в чистом виде. В данной работе разрабатывается процедура синтеза на основании метода Беллмана-Ляпунова с использованием приемов декомпозиции и агрегирования, которая позволяет получить децентрализованное оптимальное управление.

Разобьем объект управления на две подсистемы: электрическую (быструю) и механическую (медленную). Входными воздействиями электрической подсистемы являются напряжения u_{1a} , u_{1b} (точнее их амплитуда U_m), переменными координатами - потокосцепления Ψ_{2a} , Ψ_{2b} , токи i_{1a} , i_{1b} . Задача управления в данной подсистеме состоит в управлении амплитудами координат Ψ_{2m} и i_{1m} за счет изменения амплитуды напряжения U_m . Система управления должна быть синтезирована таким образом, чтобы ее быстродействие было на порядок выше, чем в механической подсистеме. Тогда можно считать, что переходные процессы в электрической подсистеме проходят при $f=const$ и $\omega=const$.

Входным воздействием механической подсистемы является частота напряжения f , выходной координатой - скорость. Поскольку замкнутая по скорости механическая подсистема будет синтезирована таким образом, что ее быстродействие на порядок ниже, чем в электрической подсистеме, то при синтезе электрическую подсистему можно заменить статической (механической) характеристикой асинхронного двигателя, линеаризованной на рабочем участке [2].

3 Синтез оптимального управления для быстрой и медленной подсистем

На основании структурной схемы (рис.1) динамика объекта управления описывается

системой дифференциальных уравнений:

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= a_1 x_2 x_5 - a_1 x_3 x_4 - a_2 M_c, \\ \dot{x}_2 &= -a_3 x_2 + a_4 x_4 - a_5 x_1 x_3, \\ \dot{x}_3 &= -a_3 x_3 + a_4 x_5 + a_5 x_1 x_2, \\ \dot{x}_4 &= -a_6 x_4 + a_7 x_1 x_3 + a_8 x_2 + b u_1, \\ \dot{x}_5 &= -a_6 x_5 - a_7 x_1 x_2 + a_8 x_3 + b u_2, \end{aligned} \quad (1)$$

где $x_1 = \omega$; $x_2 = \Psi_{2a}$; $x_3 = \Psi_{2b}$; $x_4 = i_{1a}$;

$$x_5 = i_{1b}; \quad a_1 = \frac{3}{2} p_n \frac{L_{12}}{L_2} \frac{1}{J}; \quad a_2 = \frac{1}{J}; \quad a_3 = \alpha;$$

$$a_4 = L_{12} \alpha; \quad a_5 = p_n; \quad a_6 = \frac{L_{12}^2}{L_2} \alpha + R_1;$$

$$a_7 = \frac{L_{12} p_n}{L_2 \sigma}; \quad a_8 = \frac{\alpha L_{12}}{\sigma L_2}; \quad b = \frac{1}{\sigma}; \quad u_1 = u_{1a}, \quad u_2 = u_{1b}$$

- управляющие воздействия.

Процедура синтеза для системы (1) на основании метода Беллмана-Ляпунова невозможна из-за высокого порядка нелинейной системы и специфической связи между u_1 и u_2 : $u_1 = U_m \cos \Theta$, $u_2 = U_m \sin \Theta$.

Первое уравнение системы (1) физически описывает медленную подсистему, остальные - быструю.

Введем следующие переменные $y_1 = x_2$, $y_2 = x_3$, $y_3 = a_4 x_4 - a_5 x_1 x_3$, $y_4 = a_4 x_5 + a_5 x_1 x_2$. Тогда динамика быстрой подсистемы описывается уравнениями:

$$\begin{aligned} \dot{y}_1 &= -a_3 y_1 + y_3, \\ \dot{y}_2 &= -a_3 y_2 + y_4, \\ \dot{y}_3 &= -a_6 y_3 + a_9 y_1 + b_1 u_1 - \\ &\quad - \left[a_5 (x_1 y_2) + a_{10} x_1 y_2 \right], \\ \dot{y}_4 &= -a_6 y_4 + a_9 y_2 + b_1 u_2 + \\ &\quad + \left[a_5 (x_1 y_1) + a_{10} x_1 y_1 \right], \end{aligned} \quad (2)$$

где $a_9 = a_4 a_8$; $a_{10} = a_6 a_5 - a_7 a_8$; $b_1 = b a_4$.

Сформируем управляющие воздействия в виде $u_1 = u'_1 + u_{k1}$, $u_2 = u'_2 + u_{k2}$, где u'_1, u'_2 - новые управляющие воздействия; u_{k1}, u_{k2} - компенсирующие сигналы.

Примем

$$\begin{aligned} u_{k1} &= \frac{1}{b_1} \left[a_5 (\dot{x}_1 y_2) + a_{10} \dot{x}_1 y_2 \right], \\ u_{k2} &= -\frac{1}{b_1} \left[a_5 (\dot{x}_1 y_1) + a_{10} \dot{x}_1 y_1 \right]. \end{aligned} \quad (3)$$

Тогда система (2) примет вид:

$$\begin{aligned} \dot{y}_1 &= -a_3 y_1 + y_3, \\ \dot{y}_2 &= -a_3 y_2 + y_4, \\ \dot{y}_3 &= -a_6 y_3 + a_9 y_1 + b_1 u'_1, \\ \dot{y}_4 &= -a_6 y_4 + a_9 y_2 + b_1 u'_2. \end{aligned} \quad (4)$$

u'_1, u'_2 должны также быть синусоидальными функциями с одинаковой амплитудой и частотой. Пусть $y_{10}, y_{20}, y_{30}, y_{40}, u'_{10}, u'_{20}$ - значения величин $y_1, y_2, y_3, y_4, u'_1, u'_2$ в статическом режиме.

Переменные значения определяются суммой соответствующих статических значений и их приращений: $y_1 = y_{10} + \Delta y_1$; $y_2 = y_{20} + \Delta y_2$; $y_3 = y_{30} + \Delta y_3$; $y_4 = y_{40} + \Delta y_4$; $u'_1 = u'_{10} + \Delta u'_1$; $u'_2 = u'_{20} + \Delta u'_2$. Тогда система (4) может быть представлена двумя независимыми одинаковыми подсистемами, матричные уравнения в приращениях которых:

$$\dot{Z} = A_z Z + B_z u, \quad (5)$$

где $Z = [z_1 \ z_2]^T$; $A_z = \begin{bmatrix} -a_3 & 1 \\ a_9 & -a_6 \end{bmatrix}$; $B_z = \begin{bmatrix} 0 \\ b_1 \end{bmatrix}$; в

случае первой подсистемы $z_1 = \Delta y_1$, $z_2 = \Delta y_3$, $u = \Delta u'_1$; в случае второй подсистемы $z_1 = \Delta y_2$, $z_2 = \Delta y_4$, $u = \Delta u'_2$;

u - управляющее воздействие произвольной формы.

Синтез подсистемы (5) произведем на основании метода Беллмана-Ляпунова [12].

Минимизируемый функционал:

$$\min_u \bar{J} = \int_0^t (\alpha_1 z_1^2 + \alpha_2 z_2^2 + c u^2) dt, \quad (6)$$

где α_1, α_2, c - положительные весовые константы.

Функциональное уравнение Беллмана для (5), (6) имеет вид:

$$\min_u \left[\alpha_1 z_1^2 + \alpha_2 z_2^2 + c u^2 + \frac{\partial V}{\partial z_1} (-a_3 z_1 + z_2) + \frac{\partial V}{\partial z_2} (a_9 z_1 - a_6 z_2 + b_1 u) \right] = 0. \quad (7)$$

Осуществляя процедуру минимизации, получим управляющее воздействие:

$$u = -\frac{b_1}{2c} \frac{\partial V}{\partial z_2}. \quad (8)$$

Уравнение Беллмана в замкнутой форме:

$$\begin{aligned} \alpha_1 z_1^2 + \alpha_2 z_2^2 + \frac{\partial V}{\partial z_1} (-a_3 z_1 + z_2) + \frac{\partial V}{\partial z_2} (a_9 z_1 - a_6 z_2) &= \frac{b_1^2}{4c} \left(\frac{\partial V}{\partial z_2} \right)^2. \end{aligned} \quad (9)$$

Решение уравнения ищется в виде квадратичной формы:

$$V = k_{11} z_1^2 + 2k_{12} z_1 z_2 + k_{22} z_2^2, \quad (10)$$

где k_{ij} - коэффициенты, определяемые из алгебраической системы уравнений Риккати:

$$A_z^T K + K A_z - K B_z R^{-1} B_z^T K + Q = 0, \quad (11)$$

где $K = \begin{bmatrix} k_{11} & k_{12} \\ k_{12} & k_{22} \end{bmatrix}$; $R = c$; $Q = \begin{bmatrix} \alpha_1 & 0 \\ 0 & \alpha_2 \end{bmatrix}$.

Тогда управляющее воздействие в соответствии с (8) и (10):

$$u = -(k_1 z_1 + k_2 z_2), \quad (12)$$

где $k_1 = \frac{b_1}{c} k_{12}$; $k_2 = \frac{b_1}{c} k_{22}$.

Соответственно, принимая

$y_{10} = y_{20} = y_{30} = y_{40} = u'_{10} = u'_{20} = 0$ с целью упрощения уравнения регулятора,

$$u'_1 = -(k_1 y_1 + k_2 y_3),$$

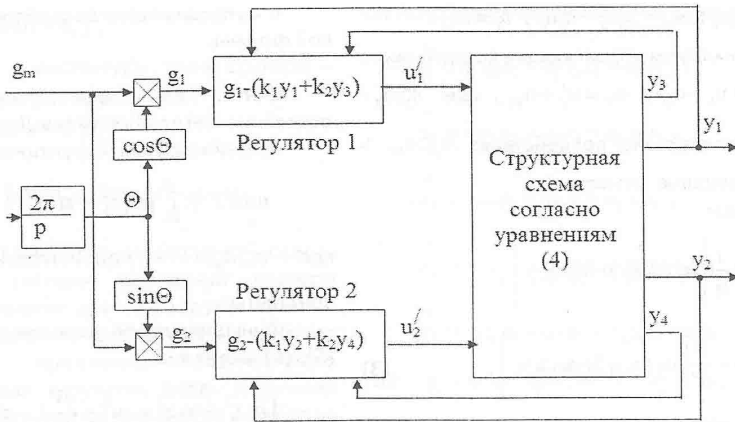


Рис.2. Структурная схема быстрой подсистемы

$$u_2' = -(k_1 y_2 + k_2 y_4) \cdot \quad (13)$$

$$y_{30} = b_m \cos(\Theta - \varphi_b) , \quad (14)$$

$$y_{40} = b_m \sin(\Theta - \varphi_b) ,$$

Весовые константы α_1, α_2 - выбираются таким образом, чтоб быстродействие быстрой подсистемы было на порядок выше, чем в механической подсистеме.

где a_m, b_m - амплитуды сигналов;

φ_a, φ_b - сдвиги фаз ($\varphi_a > \varphi_b$).

Очевидно, чтобы получить в установившемся режиме в быстрой подсистеме (4) синусоидальные сигналы $y_{10}, y_{20}, y_{30}, y_{40}$ (согласно требований структурной схемы рис.1), задающие воздействия должны быть сформированы в виде:

В установившемся режиме справедливы следующие равенства:

$$y_1^2 + y_2^2 = a_m^2 ,$$

$$y_{10} y_{40} - y_{20} y_{30} = a_m b_m \sin(\varphi_a - \varphi_b) . \quad (15)$$

$$g_1(t) = g_m \cos \left(2\pi \int_0^t u_3 dt \right) ,$$

$$g_2(t) = g_m \sin \left(2\pi \int_0^t u_3 dt \right) ,$$

где g_m - амплитуда сигнала задания;

$u_3 = f$ - частота сигнала задания.

Структурная схема быстрой подсистемы на основании систем уравнений (4) и (13) представлена на рис.2.

Синтезированная быстрая подсистема не зависит от переменных координат медленной подсистемы. Изменение управляющего воздействия медленной подсистемы u_3 является возмущением для быстрой подсистемы. Во время переходных процессов в быстрой подсистеме можно считать $u_3 = \text{const}$.

В установившемся режиме функции $y_{10}, y_{20}, y_{30}, y_{40}$ описываются уравнениями:

$$y_{10} = a_m \cos(\Theta - \varphi_a) ,$$

$$y_{20} = a_m \sin(\Theta - \varphi_a) ,$$

Как показали исследования переходных процессов в быстрой подсистеме в соответствии со структурной схемой (рис.2), в установившемся режиме значение разности фаз $\varphi_a - \varphi_b$ на рабочем участке при $g_m = \text{const}$ однозначно определяется величиной u_3 . Причем, статическая зависимость $y_{10} y_{40} - y_{20} y_{30} = f(u_3)$ носит параболический характер и на рабочем участке ее можно линеаризовать:

$$y_{10} y_{40} - y_{20} y_{30} = a_y u_3 , \quad (16)$$

где a_y - коэффициент пропорциональности.

Исследования показали, что в статическом режиме при $g_m = \text{const}$ с ростом u_3 уменьшается a_m . В рабочем диапазоне u_3 диапазон изменения a_m приблизительно составляет 1:3.

Рассмотрим медленную подсистему. Первое уравнение подсистемы (1), описывающее динамику медленной подсистемы, с учетом y_1, y_2, y_3, y_4 примет вид:

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= a_{15}(y_1 y_4 - y_2 y_3) - \\ &- a_{16}(y_1^2 + y_2^2)x_1 - a_2 M_c, \end{aligned} \quad (17)$$

$$\text{где } a_{15} = \frac{a_1}{a_4}; \quad a_{16} = \frac{a_1 a_3}{a_4}.$$

Предположим, что $g_m = \text{const}$ и быстродействие медленной подсистемы на порядок ниже, чем в быстрой. Тогда вместо $y_1 y_4 - y_2 y_3$ и $y_1^2 + y_2^2$ в уравнении (17) используем их статические значения. Учитывая (15) и (16), получим:

$$\dot{x}_1 = b_2 u_3 - a_{17} x_1 - a_2 M_c, \quad (18)$$

$$\text{где } b_2 = a_{15} a_4; \quad a_{17} = a_{16} a_m^2.$$

Минимизируемый функционал:

$$\min_{u_3} J = \int_0^t (\alpha_3 x_1^2 + c_1 u_3^2) dt, \quad (19)$$

где α_3, c_1 - положительные весовые константы.

Функциональное уравнение Беллмана:

$$\min_{u_3} \left[\alpha_3 x_1^2 + c_1 u_3^2 + \frac{\partial V}{\partial x_1} (-a_{17} x_1 + b_2 u_3) \right] = 0. \quad (20)$$

После осуществления процедуры минимизации управляющее воздействие получим в виде:

$$u_3 = -\frac{b_2}{2c_1} \frac{\partial V}{\partial x_1}. \quad (21)$$

Уравнение Беллмана в замкнутой форме:

$$\alpha_3 x_1^2 - a_{17} \frac{\partial V}{\partial x_1} x_1 = \frac{b_2^2}{4c_1} \left(\frac{\partial V}{\partial x_1} \right)^2. \quad (22)$$

Решение уравнения ищется в виде:

$$V = k_4 x_1^2. \quad (23)$$

После подстановки (23) в (22), решая квадратное уравнение относительно k_4 , получим

$$k_4 = \sqrt{\left(a_{17} \frac{c_1}{b_2^2} \right)^2 + \alpha_3 \frac{c_1}{b_2^2}} - a_{17} \frac{c_1}{b_2^2} > 0. \quad (24)$$

Тогда, учитывая (21) и (23), управляющее воздействие:

$$u_3 = -k_3 x_1, \quad (25)$$

$$\text{где } k_3 = \frac{b_2}{c_1} k_4.$$

Величина весовой константы α_3 выбирается такой, чтобы длительность переходных процессов в медленной подсистеме была на порядок выше, чем в быстрой подсистеме.

4 Устойчивость синтезированной квазиоптимальной децентрализованной системы управления

Структурная схема квазиоптимальной децентрализованной системы управления электроприводом с асинхронным двигателем на основании уравнений (1), (3), (13) и (25) представлена на рис.3.

Векторная функция Ляпунова в соответствии с [8], учитывая (2), (4), (10) и (23)

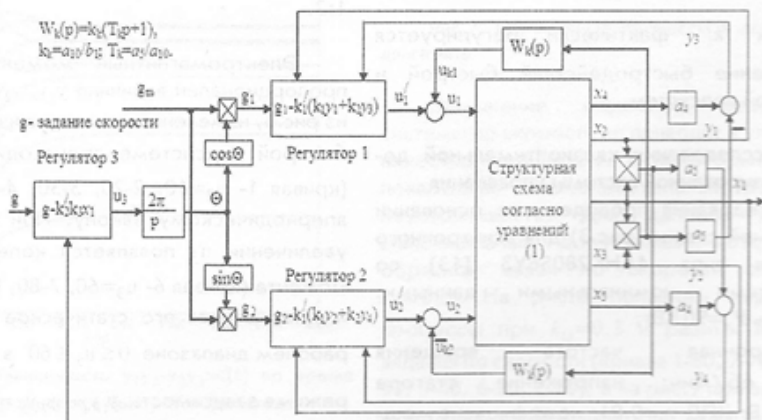


Рис.3. Структурная схема квазиоптимальной децентрализованной системы управления

$$V(x) = d_1 k_4 x_1^2 + d_2 \left[\begin{matrix} k_{11} x_2^2 + 2k_{12} x_2 (a_4 x_4 - \\ - a_5 x_1 x_3) + k_{22} (a_4 x_4 - \\ - a_5 x_1 x_3)^2 \end{matrix} \right] + d_3 \left[\begin{matrix} k_{11} x_3^2 + 2k_{12} x_3 (a_4 x_5 + a_5 x_1 x_2) + \\ + k_{22} (a_4 x_5 + a_5 x_1 x_2)^2 \end{matrix} \right], \quad (26)$$

где d_i - положительные константы.

В [8] доказано, что обеспечить знакоотрицательность производной векторной функции Ляпунова взаимосвязанной системы, то есть устойчивость системы в целом, можно путем усиления или ослабления коэффициентов обратных связей. Тогда, согласно [8], уравнения (13) и (25) примут вид:

$$\begin{aligned} u_1' &= -k_1' (k_1 y_1 + k_2 y_3), \\ u_2' &= -k_1' (k_1 y_2 + k_2 y_4), \\ u_3 &= -k_2' k_3 x_1, \end{aligned} \quad (27)$$

где k_i' - положительные константы.

Главным преимуществом использования оптимального децентрализованного управления является тот факт, что оптимальное управление обладает свойством робастности [8]. То есть, замкнутая система остается асимптотически устойчивой для широкого диапазона изменяющихся во времени нелинейностей, динамических возмущений внутри отдельных подсистем и для их взаимосвязей. Таким образом, неучет динамики быстрой подсистемы при синтезе медленной и наоборот при правильном выборе k_i' не повлияет на факт устойчивости системы.

Выбором k_i' фактически регулируется соотношение быстродействий быстрой и медленной подсистем.

5 Исследования квазиоптимальной децентрализованной системы управления

Исследования проведены на основании структурной схемы (рис.3) для асинхронного двигателя типа 4АНК28056УЗ [13] со следующими номинальными данными: мощность $P_n=90$ кВт;

синхронная частота вращения $n_0=1000$ об/мин; напряжение статора $U_{1n}=380$ В; КПД $\eta_f=0.91$; коэффициент мощ-

ности $\cos\varphi=0.88$; ток ротора $I_{2n}=277$ А; скольжение $s_n=0.036$; критическое скольжение $s_k=0.174$; индуктивное сопротивление статора $x_1=0.268$ Ом; приведенное к статору индуктивное сопротивление ротора $x_2=0.335$ Ом; взаимное индуктивное сопротивление статора и ротора $x_{12}=3$ Ом; активное сопротивление статора $R_1=0.074$ Ом; активное сопротивление ротора, приведенное к статору, $R_2=0.085$ Ом; момент инерции $J=1$ кг·м².

На рис. 4 представлены переходные процессы в изолированной быстрой подсистеме (рис.2) при заданиях $g_1=g_2$ типа скачок. Величина задания выбрана такой, чтоб в установившемся процессе $z_1 \approx 1$. Коэффициенты обратных связей, определенные на основании (12), $k_1=44881$, $k_2=133$. Переходный процесс носит аperiodический характер, время переходного процесса около 0,02 с.

На рис.5 представлены переходные процессы в изолированной быстрой подсистеме (рис.2) при заданиях

$$\begin{aligned} g_1(t) &= g_m \cos \left(2\pi \int_0^t u_3 dt \right) \text{ и} \\ g_2(t) &= g_m \sin \left(2\pi \int_0^t u_3 dt \right), \end{aligned}$$

где g_m соответствует величине скачка в предыдущем опыте, а $u_3=10$ (y_1 -кривая 1, y_2 -2), 50 (3,4), 100 (5,6). С ростом u_3 амплитуда колебаний уменьшается. Диапазон изменения амплитуды при $10 \leq u_3 \leq 100$ не превышает 1:2.

Электромагнитный момент двигателя пропорционален величине $y_1 y_4 - y_2 y_3$. Как видно из рис.6, изменение момента в изолированной быстрой подсистеме происходит до $u_3=50$ (кривая 1- $u_3=10$, 2-20, 3-30, 4-40, 5-50) по аperiodическому закону. При дальнейшем увеличении u_3 появляется колебательность момента (кривая 6- $u_3=60$, 7-80, 8-100, 9-150) и уменьшается его статическое значение. В рабочем диапазоне $0 \leq u_3 \leq 60$ в статическом режиме зависимость $y_1 y_4 - y_2 y_3 = f(u_3)$ можно линеаризовать.

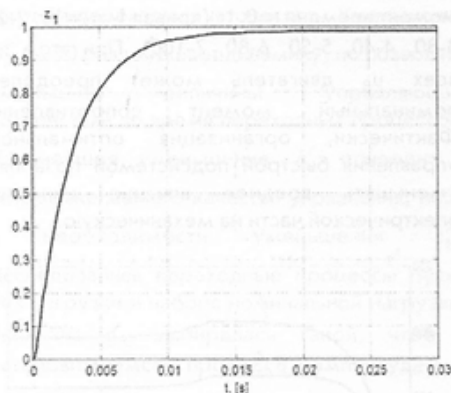


Рис.4. Переходные процессы в быстрой подсистеме при скачкообразном задающем воздействии

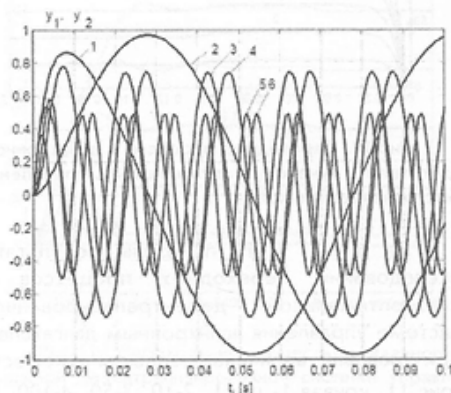


Рис.5. Переходные процессы в быстрой подсистеме при синусоидальных задающих сигналах, сдвинутых на 90 градусов

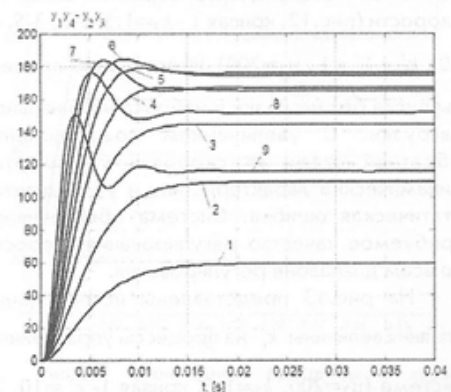


Рис.6. Зависимость $y_1, y_4, y_2, y_3 = f(t)$ во время переходных процессов в быстрой подсистеме

На рис. 7 представлены исследования пуска асинхронного двигателя непосредственно от сети, то есть без системы управления, согласно структурной схеме (рис. 1) при $M_c=0$,

$$u_{1a} = U_m \cos\left(2\pi \int_0^t u_3 dt\right), \quad u_{1b} = U_m \sin\left(2\pi \int_0^t u_3 dt\right)$$

(кривая 1- $u_3=10$, 2-20, 3-30, 4-40, 5-50, 6-60, 7-70). Величина U_m выбиралась такой, чтобы в установившемся режиме обеспечить амплитуду $x_2=1$. С ростом u_3 существенно возрастает время переходного процесса. С уменьшением u_3 возрастает колебательность. При всех значениях u_3 вначале пуска характерна значительная колебательность, которая возникает вследствие переходных процессов в электрической части.

В момент времени 1 секунда происходит наброс нагрузки (скачкообразное изменение M_c от 0 до номинального значения). Как видно из рисунка, с увеличением u_3 снижается перегрузочная способность и возрастает статическая ошибка.

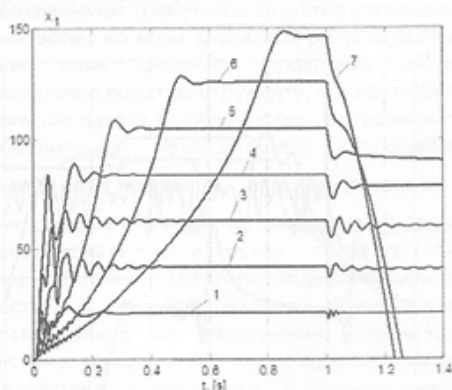


Рис.7. Переходные процессы в асинхронном двигателе

Замыкание подобной разомкнутой системы по скорости не приводит к улучшению качества управления. В некоторых случаях появляются автоколебательные режимы и неустойчивость. Для данного двигателя максимальный допустимый коэффициент обратной связи по скорости составляет $k_{\omega}=0.3$. На рис.8 показаны переходные процессы при $k_{\omega}=0.3$ и разных величинах задания по скорости (кривая 1-80, 2-70, 3-60, 4-50, 5-40, 6-20, 7-10), а на рис.9 при задании 70 и разных коэффициентах обратной связи (кривая 1- $k_{\omega}=0.2$, 2-0.3, 3-0.5, 4-1).

Исследованы процессы пуска без нагрузки и наброса номинальной нагрузки. Обеспечить приемлемую динамику можно только, уменьшая k_{ω} , но это приведет к существенной статической ошибке и уменьшению перегрузочной способности при повышении скорости (задания).

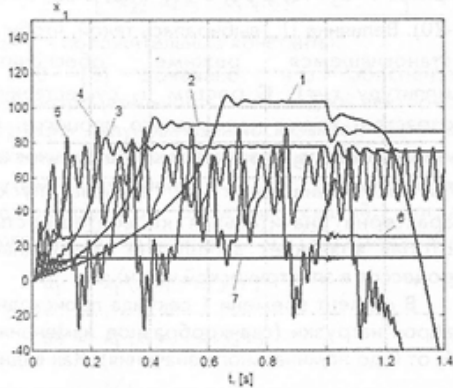


Рис.8. Переходные процессы в асинхронном двигателе с отрицательной обратной связью по скорости при разных величинах частоты

момент времени $t=0.1$ с (кривая 1- $u_3=10$, 2-20, 3-30, 4-40, 5-50, 6-80, 7-100). При этом для всех u_3 двигатель может преодолеть номинальный момент сопротивления. Фактически, организация оптимального управления быстрой подсистемой позволяет уменьшить вредное влияние динамики электрической части на механическую.

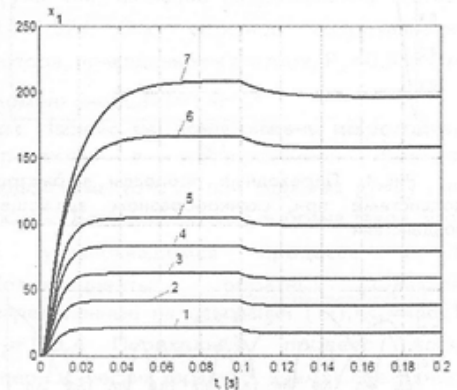


Рис.10. Переходные процессы в асинхронном двигателе с учетом оптимального управления быстрой подсистемой

На рис.11 и 12 показаны результаты исследований переходных процессов в квазиоптимальной децентрализованной системе управления асинхронным двигателем при разных величинах задания скорости (рис.11, кривая 1- $u_3=1$, 2-10, 3-50, 4-100, 5-150, 6-200, $k'_1 = k'_2 = 1$, $k_3=1.5$ - коэффициент обратной связи по скорости) и разных величинах коэффициента обратной связи по скорости (рис.12, кривая 1- $k_3=1.5$, 2-3, 3-5, 4-10, $k'_1 = k'_2 = 1$, $u_3=200$). Исследованы процес-

сы пуска без нагрузки и наброса номинальной нагрузки. С увеличением коэффициента обратной связи по скорости ухудшаются динамические характеристики и уменьшается статическая ошибка. Система обеспечивает требуемое качество регулирования скорости во всем диапазоне регулирования.

На рис.13 представлены исследования влияния величины k'_1 на процессы управления в системе ($u_3=200$, $k_3=1.5$, кривая 1- $k'_1=10$, 2-1, 3-0,1, 4-0,01). Увеличение k'_1 нецелесообразно, поскольку это практически не влияет на

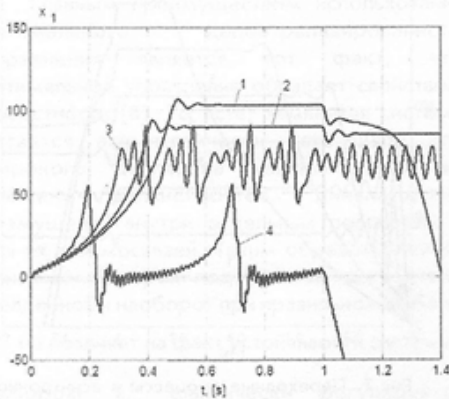


Рис.9. Переходные процессы в асинхронном двигателе с отрицательной обратной связью по скорости при разных коэффициентах обратной связи

Организация оптимального управления быстрой подсистемой в асинхронном двигателе согласно рис.2 приводит к тому, что передаточную функцию асинхронного двигателя в рабочем диапазоне u_3 можно аппроксимировать апериодическим звеном. На рис.10 представлены исследования пуска асинхронного двигателя без нагрузки при оптимальном управлении только быстрой подсистемой и процесс наброса нагрузки в

картину переходных процессов. Уменьшение k_1' до 10 раз ухудшает динамику, но позволяет уменьшить величины управляющих воздействий во время переходных процессов. Дальнейшее уменьшение k_1' приводит к потере желаемого качества управления, либо к необходимости уменьшения k_2' . Исследовались переходные процессы пуска без нагрузки и наброс номинальной нагрузки. Величина g_m выбиралась такой, чтоб в установившемся процессе амплитуда x_2 равнялась 1.

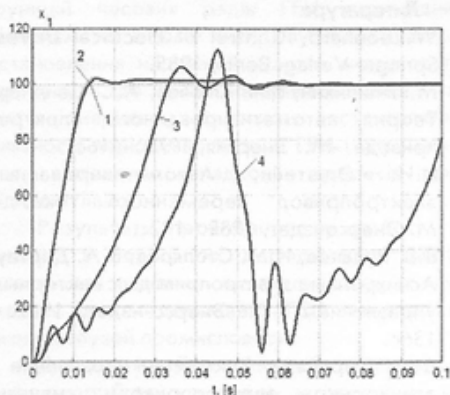


Рис.13. Переходные процессы в квазиоптимальной децентрализованной системе управления асинхронным двигателем при разных значениях k_1'

Выводы

Предложенная квазиоптимальная децентрализованная система управления электроприводом с асинхронным двигателем обеспечивает требуемое качество управления скоростью во всем диапазоне регулирования. При этом система управления имеет достаточно простую структуру, что не требует больших затрат на разработку программного обеспечения, реализующего управление.

Выходные сигналы u_1' и u_2' получаются в синусоидальном виде, что позволяет их прямо использовать в качестве опорных при формировании ШИМ-последовательностей частотных преобразователей. Дальнейшие исследования по упрощению структуры системы управления связаны с использованием в качестве u_3, u_4 значений x_4, x_5 соответственно и отказом от компенсационных сигналов u_{k1}, u_{k2} . По сравнению с обычной системой частотного управления, замкнутой по скорости, предлагаемая позволяет повысить коэффициент усиления разомкнутой системы практически на два порядка. По сравнению с системами векторного управления предлагаемая система гораздо проще и дешевле в реализации и при этом обеспечивает требуемое качество в случае возможности ее декомпозиции на электрическую и механическую подсистемы с учетом ограничений на величины управляющих воздействий.

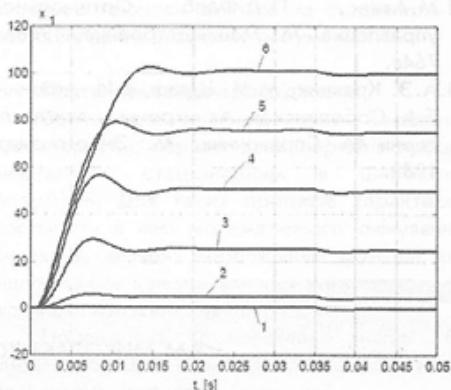


Рис.11. Переходные процессы в квазиоптимальной децентрализованной системе управления асинхронным двигателем при разных величинах задания скорости

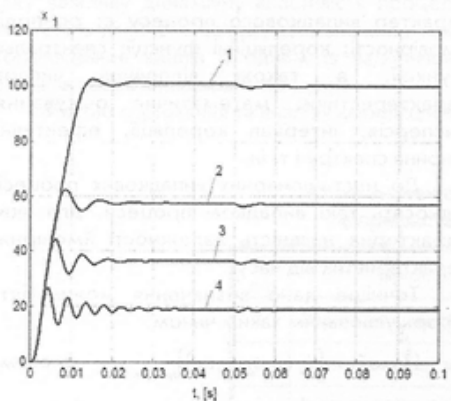


Рис.12. Переходные процессы в квазиоптимальной децентрализованной системе управления асинхронным двигателем при разных коэффициентах обратной связи по скорости

Литература

1. W.Leonhard, Control of Electrical Drives. Springer Verlag. Berlin, 1985.
2. М.Г. Чиликин, В.И. Ключев, А.С. Сандлер, Теория автоматизированного электропривода. -М.: Энергия, 1979. -616с.
3. И.И. Эпштейн, Автоматизированный электропривод переменного тока. - М.:Энергоиздат, 1982. -192с.
4. В.В. Рудаков, И.М. Столяров, В.А. Дартау, Асинхронные электроприводы с векторным управлением. -Л.: Энерго-издат, 1987. - 136с.
5. С.М. Пересада, Векторное управление в асинхронном электроприводе: аналитический обзор. Вестник ДГТУ, 1999. -с.1-23.
6. R.Marino, S.Peresada and P.Tomei Global adaptive output feedback control of induction motors with uncertain rotor resistance/ IEEE Trans. on Automatic Control. -1999. -Vol.44, no.5. pp.967-983.
7. S.Peresada, A.Tonielli High performance robust indirect field-oriented control of induction motors, International Journal of Adaptive Control and Signal Proc., Vol.15, no.2-3, pp.177-200, 2000.
8. A.Saberi On Optimality of Decentralized Control for a Class of Nonlinear Interconnected Systems, Automatica, Vol.24, No.1, pp.101-104, 1988.
9. В.М. Матросов, Метод векторных функций Ляпунова в системах с обратной связью, "Автоматика и телемеханика", N9, 1972.
- 10.А.А. Пионтковский, Л.Д. Рутковская, Исследование некоторых задач теории устойчивости с помощью векторной функции Ляпунова, "Автоматика и телемеханика", N10, 1967.
- 11.Ж.Ш. Шаршеналиев, Оптимизация систем с разделяемыми движениями и ограниченными ресурсами, Издательство "Илим", Фрунзе, 1980. -197с.
- 12.М.Атанс, П.Л.Фалб Оптимальное управление -М: Машиностроение, 1968. - 764с.
- 13.А.Э. Кравчик, М.М. Шлаф, В.И. Афонин, Е.А. Соболенская, Асинхронные двигатели серии 4А. Справочник. -М.: Энергоиздат, 1982.