Пересада С. М., Ковбаса С. Н. **Украина**

Национальный технический университет Украины "КПИ"

Чехет Э. М., Шаповал И. А **Киев**

Институт электродинамики НАН Украины

ВЕКТОРНОЕ УПРАВЛЕНИЕ ГЕНЕРАТОРОМ НА ОСНОВЕ МАШИНЫ ДВОЙНОГО ПИТАНИЯ

Абстракт – Рассмотрена проблема векторного управления машиной двойного питания (МДП) на основе асинхронной машины с фазным ротором. Представлен алгоритм векторного управления, обеспечивающий асимптотическую отработку генерируемого момента с одновременной стабилизацией коэффициента мощности статорной цепи на единичном уровне.

1. Введение

МДП является привлекательным решением проблемы генерирования электрической энергии в ветрогенерирующих установках, дизель-генераторах и т. д. Если статор МДП подключен к сети с постоянной частотой и напряжением, а токи ротора управляются с помощью двунаправленного преобразователя частоты, тогда электрическая мощность может генерироваться в сеть при переменной скорости первичного вала генератора с минимальными потерями в электрической машине. Более того, мощность управления в роторе пропорциональна скольжению и поэтому при малых скольжениях эффект управления достигается с помощью маломощного преобразователя частоты [1] по отношению к общей преобразуемой мощности. Применение векторных методов управления позволяет дополнительно обеспечить развязку управления активной и реактивной мощностями, достигая при этом единичного коэффициента мощности статорной цепи. Данное свойство векторного управления МДП является важным, поскольку соответствующее управление преобразователем частоты в роторе, в частности матричным преобразователем, позволяет получить также единичный коэффициент мощности входной цепи роторного преобразователя. В результате общий коэффициент мощности генерирующей установки также может быть оптимизирован. Отметим также, что данная конфигурация, в отличие от традиционно используемого асинхронно-вентильного каскада, в полной мере удовлетворяет условиям электромагнитной совместимости в части формы генерируемых токов и состава высших гармоник в них.

Различные варианты векторных методов предложены для управления МДП [1] – [5]. Развязывающее управление активной и реактивной мощностью в системе координат, ориентированной по вектору потокосцепления в зазоре, рассмотрено в [1], [2] в предположении о пренебрежительном влиянии активного сопротивления статора и индуктивности рассеивания статора. Линеаризующее обратной связью управление МДП предложено в [3]. Данные решения требуют измерения полного вектора пространства состояний и точного знания всех параметров МДП. Алгоритмы, рассмотренные в [4], [5] также требует измеряемости как токов статора, так и токов ротора, однако не базируются ни на каких упрощающих допущениях и существенно более просты в сравнении с [3]. Общим недостатком решений, представленных в [1] – [5] является требование измерения углового положения ротора с прецизионной точностью.

Основной мотивацией данной разработки является синтез алгоритма отработки генерируемого момента МДП при стабилизации коэффициента мощности МДП, обладающего следующими свойствами:

- стандартные требования к точности измерения углового положения ротора МДП;
- измерение только токов ротора МДП;
- грубость в отношении параметрических возмущений.

Аналогично ранее предложенному авторами в [4], [5], синтез алгоритма базируется на использовании системы координат, ориентированной по вектору напряжения сети. Данная система координат всегда может быть определена с любой заданной степенью точности и не связана с параметрической неопределенностью МДП, включая эффекты насыщения магнитной цепи.

2. Модель МДП и цели управления

В предположении о линейности магнитной цепи электрической машины, динамическая модель симметричной МДП в системе координат (u-v), ориентированной по вектору напряжения статора (ось v связана с направлением вектора напряжения статора), имеет вид

$$
\begin{aligned}
\dot{\omega} &= \frac{1}{J}\left[\mu\left(\psi_{1v} i_{2u} - \psi_{1u} i_{2v}\right) - T\right] \\
\dot{\psi}_{1u} &= -\alpha_1 \psi_{1u} + \omega_0 \psi_{1v} + \alpha_1 L_m i_{2v} + U \\
\dot{\psi}_{1v} &= -\omega_0 \psi_{1u} + \alpha_1 \psi_{1v} + \alpha_1 L_m i_{2v} \\
\dot{i}_{2u} &= -\gamma_2 i_{2u} + \omega_2 i_{2v} + \alpha_1 \beta \psi_{1u} - \beta\omega\psi_{1v} - \beta U + \frac{1}{\sigma_2} u_{2u} \\
\dot{i}_{2v} &= -\omega_2 i_{2u} - \gamma_2 i_{2v} + \beta\omega\psi_{1u} + \alpha_1 \beta \psi_{1v} + \frac{1}{\sigma_2} u_{2v}
\end{aligned} \tag{1}
$$

где: $(u_{2u}, u_{2v}), (i_{2u}, i_{2v}), (\psi_{1u}, \psi_{1v})$ - напряжения ротора, токи ротора и потокосцепления статора; индексы "u" и "v" используются для обозначения компонент соответствующих векторов в системе координат (u-v). T – момент первичного двигателя, J – полный момент инерции, _ - угловая скорость системы приводной двигатель – генератор; U и ω_0 - амплитуда и угловая частота напряжения статора (сети); $\omega_2 = \omega_0 - \omega$ - частота скольжения. Положительные константы, связанные с электрическими параметрами МДП, определены как:

$$\alpha_1 = \frac{R_1}{L_1};\ \sigma_2 = L_2\left(1 - \frac{L_m^2}{L_1 L_2}\right);\ \beta = \frac{L_m}{L_1\sigma_2};$$

$$\gamma_2 = \frac{R_2}{\sigma_2} + \alpha_1\beta L_m,\ \mu = \frac{3}{2}\frac{L_m}{L_1}$$

где: R_1, R_2, L_1, L_2 - активные сопротивления и индуктивности статора/ротора соответственно, L_m - индуктивность намагничивающего контура. Одна пара полюсов принята без потери общности.

В модели (1) векторы переменных статора преобразованы в синхронно вращающуюся систему координат (u-v) с помощью преобразования

$$x_1^{(u-v)} = e^{-J\varepsilon_0} x_1^{(a-b)} \tag{2}$$

где: $\varepsilon_0 = \operatorname{arctg}\dfrac{u_{1b}}{u_{1a}}; u_{1a}, u_{1b}$ - компоненты вектора напряжения статора. Векторы переменных ротора соответственно записываются

$$X_2^{(u-v)} = e^{J(\varepsilon_0 - \varepsilon)} x_2^{(d-q)} \tag{3}$$

где (d-q) обозначение системы координат ротора, ε - угловое положение системы координат ротора (d-q) относительно системы координат статора. Матрица поворота в уравнениях (2) и (3) имеет вид:

$$e^{J\varphi} = \begin{bmatrix} \cos\varphi & \sin\varphi \\ -\sin\varphi & \cos\varphi \end{bmatrix}$$

Если МДП используется в качестве генератора, тогда момент T в первом уравнении (1) создается первичным приводным двигателем. Этот момент стабилизирует движение механической системы в соответствии с уравнением движения

$$\dot{\omega} = \frac{1}{J}\left[T_g - T\right],\ T = k_\omega\left(\omega - \omega^*\right), \tag{4}$$

в котором $T_g = \mu(\psi_{1v} i_{2u} - \psi_{1u} i_{2v})$ - момент генератора, $k_\omega > 0$ - коэффициент регулятора скорости первичного двигателя, ω^* - заданное значение угловой скорости.

Как указано ранее, стандартным требованием для систем генерирования энергии с МДП, является обеспечение единичного коэффициента мощности статорной цепи МДП в установившемся режиме. В [6], [7] данное условие формализовано в виде требования

$$\lim_{t\to\infty} \psi_{1u} = 0, \tag{5}$$

то есть условия ортогональности векторов напряжения и потокосцепления статора. Отметим, что в теории векторного управления машинами переменного тока это условие известно как условие асимптотической ориентации по вектору потокосцепления статора. Пусть $T^*(t)$ является заданным значением генерируемого момента и представляет собой ограниченную функцию времени, с ограниченными первой и второй производными по времени. Тогда вектор выходов, который должен регулироваться, имеет вид $y = (T_g, \psi_{1u})^T$. Задача управления системой генерирования энергии на основе МДП формулируется следующим образом. Для модели МДП, заданной (1) предположим, что:

А.1. Угловая скорость ω, угловое положение ε ротора МДП, пространственное положение вектора напряжения статора ε_0, а также токи ротора i_{2u}, i_{2v} измеряемы.

А.2. Параметры МДП известны и постоянны, параметры сети U, ω_0 постоянны.

А.3. Сеть может рассматриваться как идеальный источник бесконечной мощности.

В этих условиях требуется синтезировать алгоритм управления напряжениями ротора u_{2u}, u_{2v}, который гарантирует асимптотическую отработку заданного вектора $y^* = (T^*, 0)^T$, то есть обеспечить выполнение условия

$$\lim_{t\to\infty} \tilde{y} = 0,\ \tilde{y} = y - y^*. \tag{6}$$

Отметим, что в данной постановке рассматриваемая задача управления относится к классу управлений по измеряемому выходу (токи статора в алгоритме управления не используются).

3. Синтез контроллера отработки момента и потока

В соответствии с формулировкой проблемы задача управления отработки момента МДП с одновременной стабилизацией коэффициента мощности статорной цепи формализована как задача отработки генерируемого момента и вектора потокосцепления статора.

Определим ошибки отработки момента и потока в виде:

$$\tilde{T} = T - T^*,\ \tilde{\psi}_{1u} = \psi_{1u},\ \tilde{\psi}_{1v} = \psi_{1v} - \psi^* \qquad (7)$$

где ψ^* - заданное значение модуля вектора потокосцепления статора.

С учетом (7) уравнение момента, а также второе и третье уравнения в (1) перепишутся в виде

$$\begin{aligned} &\tilde{T} = \mu\left[\left(\tilde{\psi}_{1v} + \psi^*\right)i_{2u} - \tilde{\psi}_{1u} i_{2v}\right] - T^* \\ &\dot{\tilde{\psi}}_{1u} = -\alpha_1\tilde{\psi}_{1u} + \omega_0\left(\tilde{\psi}_{1v} + \psi^*\right) + \alpha_1 L_m i_{2u} + U \\ &\dot{\tilde{\psi}}_{1v} = -\omega_0\tilde{\psi}_{1u} - \alpha_1\left(\tilde{\psi}_{1v} + \psi^*\right) + \alpha_1 L_m i_{2v} - \dot{\psi}^* \end{aligned} \qquad (8)$$

Первоначально рассмотрим случай токового управления МДП. В этом случае токи i_{2u}, i_{2v} в (8) являются управляющими воздействиями. Определим алгоритм управления в виде:

- алгоритм регулирования момента

$$i_{2u} = \frac{T^*}{\mu\psi^*},\ \psi^* > 0 \qquad (9)$$

- закон изменения модуля потока статора

$$\omega_0\psi^* + \alpha_1 L_m i_{2u} + U = 0 \qquad (10)$$

- алгоритм управления модулем потока статора

$$i_{2v} = \frac{1}{\alpha_1 L_m}\left(\alpha_1\psi^* + \dot{\psi}^*\right) \qquad (11)$$

После подстановки алгоритма, заданного (9) – (11), в (8), уравнения динамики ошибок отработки приобретают вид

$$\begin{aligned} &\tilde{T} = \mu\left(\tilde{\psi}_{1v} i_{2u} - \tilde{\psi}_{1u} i_{2v}\right) \\ &\dot{\tilde{\psi}}_{1u} = -\alpha_1\tilde{\psi}_{1u} + \omega_0\tilde{\psi}_{1v} \\ &\dot{\tilde{\psi}}_{1v} = -\alpha_1\tilde{\psi}_{1v} - \omega_0\tilde{\psi}_{1u} \end{aligned} \qquad (12)$$

Положение равновесия $\left(\tilde{T}, \tilde{\psi}_{1u}, \tilde{\psi}_{1v}\right)^T = 0$ представляет собой глобально экспоненциально устойчивое положение равновесия нелинейной системы (12) в силу асимптотической устойчивости в целом линейной подсистемы потока. Таким образом, контроллер (9) – (11) при токовом управлении МДП, гарантирует достижение целей управления (6).

В реальной электрической машине токи ротора i_{2u}, i_{2v} не являются управляющими воздействиями и их закон изменений, заданный (9) и (11) может рассматриваться лишь как их желаемый закон изменения i_{2u}^*, i_{2v}^*. Реальными управляющими воздействиями являются напряжения ротора u_{2u}, u_{2v}, которые должны быть сконструированы таким образом, чтобы гарантировать асимптотическую отработку роторных токов, т. е.

$$\lim_{t\to\infty} \tilde{i}_{2u} = 0,\ \lim_{t\to\infty} \tilde{i}_{2v} = 0 \qquad (13)$$

где ошибки отработки токов $\tilde{i}_{2u}$ и $\tilde{i}_{2v}$ определены как

$$\tilde{i}_{2u} = i_{2u} - i_{2u}^*,\ \tilde{i}_{2v} = i_{2v} - i_{2v}^* \qquad (14)$$

В соответствии с определением (14) уравнения динамики ошибок отработки токов имеют вид

$$\begin{aligned} &\dot{\tilde{i}}_{2u} = -\gamma_2\tilde{i}_{2u} + \omega_2\tilde{i}_{2v} + \alpha_1\beta\tilde{\psi}_{1u} - \beta\omega\tilde{\psi}_{1v} - \gamma_2 i_{2u}^* + \omega_2 i_{2v}^* - \beta\omega\psi^* - \beta U + \frac{1}{\sigma_2}u_{2u} - \dot{i}_{2u}^* \\ &\dot{\tilde{i}}_{2v} = -\gamma_2\tilde{i}_{2v} - \omega_2\tilde{i}_{2u} + \alpha_1\beta\tilde{\psi}_{1v} + \beta\omega\tilde{\psi}_{1u} - \gamma_2 i_{2v}^* - \omega_2 i_{2v}^* + \alpha_1\beta\psi^* + \frac{1}{\sigma_2}u_{2v} - \dot{i}_{2v}^* \end{aligned} \qquad (15)$$

В уравнениях (15) значения $\dot{i}_{2u}^*, \dot{i}_{2v}^*$ вычислены в силу уравнений (9) и (11).

Сконструируем алгоритм регулирования токов в следующем виде:

$$u_{2u}=\sigma_2\left[\gamma_2 i_{2u}^* - \omega_2 i_{2v}^* + \beta\omega\psi^* + \beta U + \dot{i}_{2u}^* - k_1\tilde{i}_{2u} + v_u\right]$$
$$u_{2v}=\sigma_2\left[\gamma_2 i_{2v}^* + \omega_2 i_{2u}^* - \alpha_1\beta\psi^* + \dot{i}_{2v}^* - k_1\tilde{i}_{2v} + v_v\right] \qquad (16)$$

где: $k_1>0$ коэффициент обратной связи по току; v_u, v_v - дополнительные корректирующие сигналы, которые будут определены позже.

После подстановки (16) в (15), последние приобретают вид

$$\dot{\tilde{i}}_{2u}=-k_i\tilde{i}_{2u}+\omega_2\tilde{i}_{2v}+\alpha_1\beta\tilde{\psi}_{1u}-\beta\omega\tilde{\psi}_{1v}+v_u$$
$$\dot{\tilde{i}}_{2v}=-k_i\tilde{i}_{2v}-\omega_2\tilde{i}_{2u}+\alpha_1\beta\tilde{\psi}_{1v}+\beta\omega\tilde{\psi}_{1u}+v_v \qquad (17)$$

Исследуем устойчивость нулевого решения уравнений динамики ошибок отработки, заданных (12) и (17), при $v_u=v_v=0$. Для этого рассмотрим функцию Ляпунова в виде

$$V=\frac{1}{2}x^T P x, \qquad P=\begin{bmatrix} 1 & 0 & \varepsilon/\beta & 0 \\ 0 & 1 & 0 & \varepsilon/\beta \\ \varepsilon\beta & 0 & \varepsilon/\beta & 0 \\ 0 & \varepsilon\beta & 0 & \varepsilon/\beta \end{bmatrix}, \qquad (18)$$

где $x=\left(\tilde{\psi}_{1u},\tilde{\psi}_{1v},\tilde{i}_{2u},\tilde{i}_{2v}\right)^T$, матрица $P=P^T>0$ является положительно определенной, если $\varepsilon/\beta<1$, $\varepsilon>0$ - малый положительный параметр.

Производная функции Ляпунова в силу уравнений (12) и (17) равна

$$\dot{V}=-x^T Q x,\ Q=\begin{bmatrix} (\alpha_1-\varepsilon) & 0 & -k_3/2 & 0 \\ 0 & (\alpha_1-\varepsilon) & 0 & \\ -k_3/2 & 0 & k_2 & 0 \\ 0 & -k_3/2 & 0 & k_2 \end{bmatrix} \qquad (19)$$

где $k_2=\dfrac{\varepsilon}{\beta}(k_i-\alpha_1 L_m),\ k_3=\left[\alpha_1 L_m-\dfrac{\varepsilon}{\beta}(k_i+\alpha_1-\alpha_1\beta)\right]$ (20)

Существует свобода выбора двух параметров k_i и ε в (19), (20), которые обеспечивают положительную определенность матрицы $Q>0$. В частности существует решение определяемое условиями $k_i>\alpha_1 L_m$ и $\varepsilon<\alpha_1$, дающее $k_3=0$. В этом случае имеем:

$$\dot{V}=-\lambda(\alpha_1)V;\ \lambda(\alpha_1)>0, \qquad (21)$$

что гарантирует глобальную экспоненциальную устойчивость нулевого решения $x=\left(\tilde{\psi}_{1u},\tilde{\psi}_{1v},\tilde{i}_{2u},\tilde{i}_{2v}\right)^T=0$. При этом скорость затухания ошибок отработки, определяемых начальными условиями, зависит от параметра $\alpha_1=\dfrac{R_1}{L_1}$, поскольку управление подсистемой потока статора в соответствии с (9) – (11) является разомкнутым.

Структура уравнений (17), а также свойство глобальной экспоненциальной устойчивости системы (12), (17), позволяют использовать критерий гиперустойчивости для конструирования корректирующих сигналов v_u, v_v в (17). Если определить $v_u=x_u, v_v=x_v$, где x_u и x_v - интегральные составляющие регуляторов тока, равные

$$\dot{x}_u=-k_{ii}\tilde{i}_{2u}$$
$$\dot{x}_v=-k_{ii}\tilde{i}_{2v}, \qquad (22)$$

то при $k_{ii}>0$, нулевое решение системы (12), (17), (22) $x_1=\left(\tilde{\psi}_{1u},\tilde{\psi}_{1v},\tilde{i}_{2u},\tilde{i}_{2v},x_u,x_v\right)^T=0$ будет глобально асимптотически устойчивым. Введение интегральных составляющих (22) в алгоритм регулирования токов ротора гарантирует подсистеме токов грубость в отношении постоянных возмущений, действующих внутри контуров регулирования токов ротора (в правой части уравнений (15)).

Уравнения контроллера момента и потокосцепления ротора находятся из (9) – (11), (16) и имеют вид

$$u_{2u}=\sigma_2\left[\gamma_2 i_{2u}^* - \omega_2 i_{2v}^* + \beta\omega\psi^* + \beta U + \dot{i}_{2u}^* - k_1\tilde{i}_{2u} + x_u\right]$$
$$u_{2v}=\sigma_2\left[\gamma_2 i_{2v}^* + \omega_2 i_{2u}^* - \alpha_1\beta\psi^* + \dot{i}_{2v}^* - k_1\tilde{i}_{2v} + x_v\right] \qquad (23)$$

$$\psi^* = \frac{-U - \left(U^2 - 4\alpha_1 L_m \omega_0 \, T^*\!/\mu\right)^{\frac{1}{2}}}{2\omega_0} \tag{24}$$

$$\dot{\psi}^* = \left(U^2 - 4\alpha_1 L_m \omega_0 \, T^*\!/\mu\right)^{-\frac{1}{2}} \alpha_1 L_m \, \dot{T}^*\!/\mu$$

$$\dot{x}_u = -k_{ii}\, \tilde{i}_{2u}$$

$$\dot{x}_v = -k_{ii}\, \tilde{i}_{2v}$$

$$i_{2u}^* = \frac{T^*}{\mu \psi^*} \tag{25}$$

$$i_{2v}^* = \frac{1}{\alpha_1 L_m}\left(\alpha_1 \psi^* + \dot{\psi}^*\right)$$

Функциональная схема разработанной системы управления МДП изображена на Рис.1.

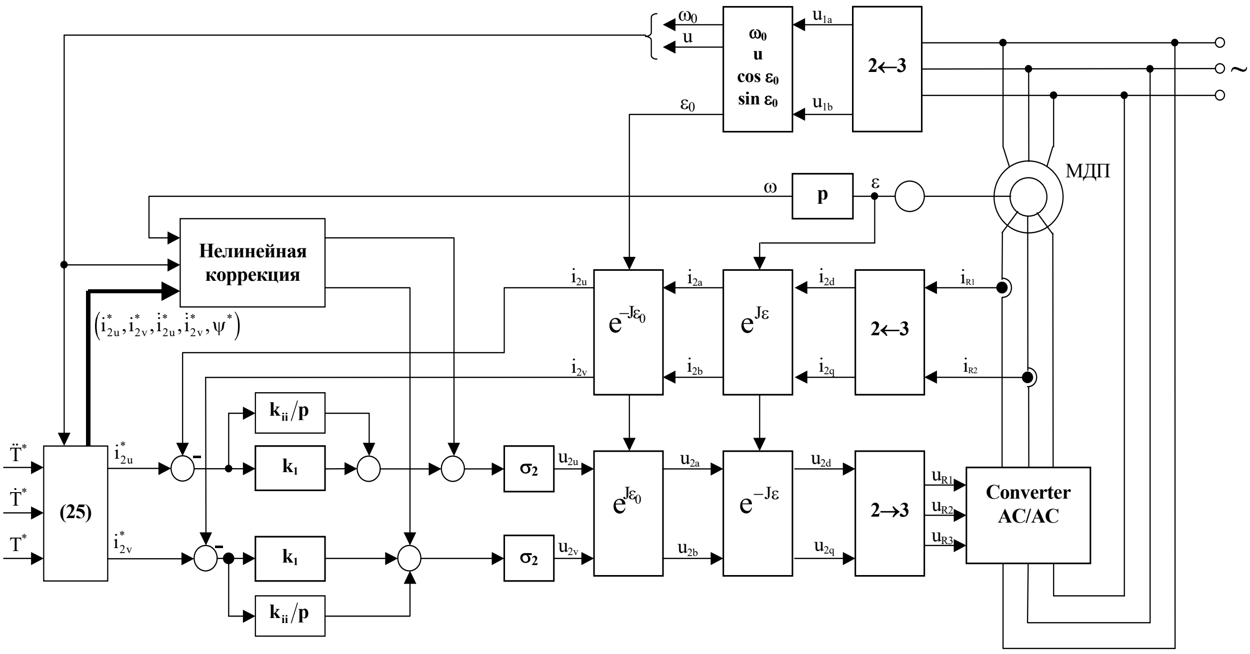

Рис. 1. Структурная схема контроллера.

4. Моделирование

Предложенный алгоритм управления исследован для МДП мощностью 400 кВт, со следующими параметрами: число пар полюсов n_p=2, J=6 кгм^2, L_2=L_1=0,0127 Г, L_m=0,01107 Г, R_1=0,0086 Ом, R_2=0,016 Ом.

Моделирование включает такую последовательность операций: разгон генератора до скорости, близкой к синхронной, возбуждение и синхронизация в течение интервала времени 0,5 – 1,5 с., в момент времени t=1,5 с происходит подключение к сети, в момент времени t=2с начинается отработка заданной траектории изменения момента. Графики переходных процессов при отработке момента. Представлены на Рис. 2, свидетельствуют о том, что асимптотическая отработка заданного момента при одновременной стабилизации единичного коэффициента мощности достигается.

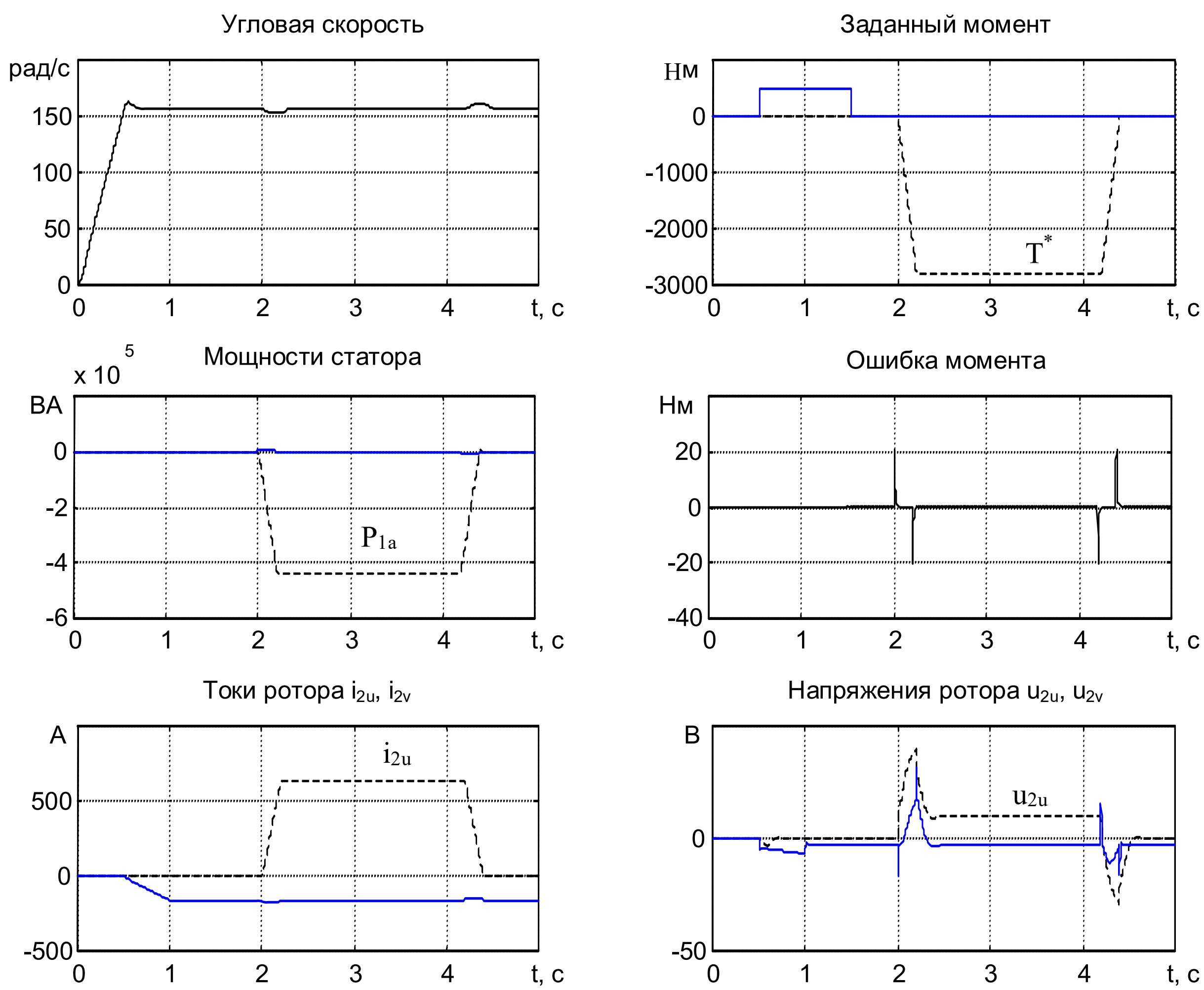

Рис. 2. Графики переходных процессов.

5. Заключение

Предложен алгоритм векторного управления моментом МДП, использующий только информацию об угловой скорости и токах ротора. Алгоритм обеспечивает условия косвенной ориентации по вектору потокосцепления статора, обладает свойствами грубости к вариациям параметров МДП.

Литература

[1] W Lconhard, Control of Electrical Drives, Springer-Verlag, Berlin: 1996.
[2] M Yamamoto, O Motoyoshi, "Active and Reactive Power Control for Doubly Fed Wound Rotor Induction Generator" IEEE Trans. Power Electronics, vol 6, no 4, October 1992.
[3] E Bogalecka, Z Krzeminski, "Control System of a Doubly Fed Induction Machine supplied by Current controlled Voltage Source Inverter" IEEE Proc. of Sixth Inl Conf On Electrical Machines and Drives, London, UK, 1993.
[4] С. Пересада, Э. Чехет, В. Соболев. Векторное управление машиной двойного питания с матричным преобразователем, //Труды научно-технической конф. Проблемы автоматизированного электропривода, Алушта, Сен. 1997, с. 34 – 38.
[5] С. Пересада, Э. Чехет, И. Шаповал. Асимптотическое управление моментом машины двойного питания при единичном коэффициенте мощности статорной цепи. // Труды научно-технической конф. Проблемы автоматизированного электропривода, Алушта, Сен. 1998, с. 81 – 86.