

ЭЛЕКТРОГЕНЕРИРУЮЩАЯ АВТОНОМНАЯ СИСТЕМА ПОСТОЯННОЙ ЧАСТОТЫ С МАТРИЧНЫМ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕМ НА ОСНОВЕ АСИНХРОННОЙ МАШИНЫ С ФАЗНЫМ РОТОРОМ

В.Н.Соболев, Э.М.Чехет, И.А.Шаповал

Институт электродинамики НАН Украины

пр.Победы, 56, г.Киев-57, 03680, Украина

Тел./факс +380 44 446 92 66, E-mail: chk@ied.kiev.ua

С.М.Пересада, С.В.Король

Национальный технический университет Украины (Киевский политехнический институт)

пр. Победы, 37, г.Киев, 03056, Украина

Тел. +380 44 264 58 36, e-mail: qwre@i.kiev.ua

Annotation - A constant frequency generation system using a wound rotor induction motor fed by the matrix converter is investigated. Stator voltage vector-oriented control algorithm and a space vector modulated matrix converter in the control autonomous generator are presented. Simulation and investigation of power generation system were carried out in a MATLAB/Simulink environment. Obtained results are presented illustrating a good control system performance.

Key words – autonomous generator, matrix converter, vector control, wound rotor IM.

ВВЕДЕНИЕ

Электрогенерирующие системы постоянной частоты при переменной скорости первичного вала с отбором мощности от тягового двигателя являются основными источниками электроэнергии энергоемких подвижных объектов. Современная конфигурация таких систем обычно включает синхронный генератор с постоянными магнитами, питающий нагрузку через неуправляемый выпрямитель и автономный транзисторный инвертор. Предложены также альтернативные конфигурации на основе векторно-управляемой асинхронной машины (АМ), работающей в генераторном режиме. Достоинства и недостатки этих систем рассмотрены в [1]. В каждом из вариантов выходной преобразователь рассчитан на полную выходную мощность, что определяет высокую стоимость системы. В месте с тем существует большое количество стационарных электрогенерирующих агрегатов, в которых отбор мощности при переменной скорости позволяет увеличить отбираемую мощность на 10-15% [1], [2]. К таким первичным преобразователям энергии относятся все типы турбин, а также двигатели внутреннего сгорания. При этом необходимый эффект обычно достигается при использовании отбора в диапазоне скоростей не более 1: (1,5-1,6). Для таких систем весьма перспективным является использование в качестве генератора асинхронной машины, управляемой по цепи ротора, поскольку мощность, необходимая для управления полным потоком мощности, пропорциональна скольжению, т.е. составляет 25-30% номинальной. Такая технология на основе векторно-управляемой машины двойного питания успешно используется в электрогенерирующих агрегатах, работающих параллельно с сетью [3], [4], [5]. Управление автономными генерирующими единицами, которые питают изолированную нагрузку или работают в составе автономных электроэнергетических систем [3], [6], [7], разработано в меньшей степени. Указанные алгоритмы синтезированы на основе существенных упрощающих допущений, таких как

рассмотрение квазиустановившихся режимов и пренебрежение активным сопротивлением статора. В [8], [9] для управления цепью ротора машины двойного питания обосновано использование матричного преобразователя (МП) вместо стандартного АС-DC-АС двунаправленного преобразователя.

Целью настоящей статьи является разработка нового алгоритма управления автономным генератором (АГ) на основе асинхронной машины с фазным ротором, работающей при переменной скорости приводного вала и управляемой с помощью матричного преобразователя.

СИНТЕЗ АЛГОРИТМА УПРАВЛЕНИЯ АГ

Функциональная схема рассматриваемого АГ представлена на Рис. 1.

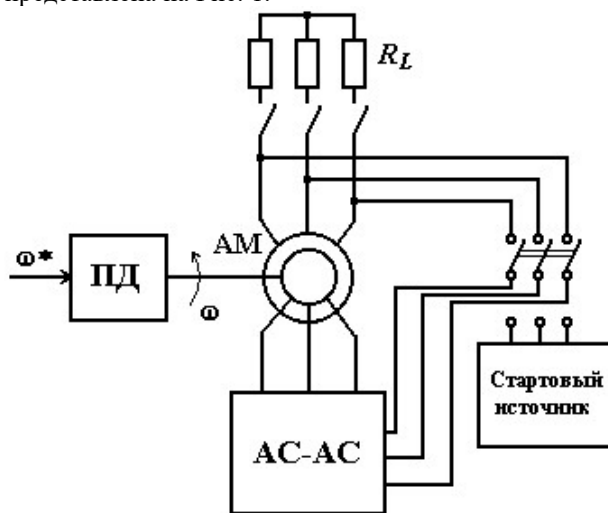


Рис. 1.

Вал асинхронной машины АМ приводится в движение с помощью первичного двигателя (ПД), который имеет регулятор скорости, стабилизирующий угловую скорость вала ω на заданном уровне ω^* . В предположении, что нагрузка является симметричной и чисто активной с сопротивлением R_L , а также при общепринятых допущениях об идеальности

электрической машины, уравнения динамики электрической части АМ, представленные в системе координат (d-q), вращающейся с произвольной угловой скоростью ω_0 , имеет вид:

$$\begin{aligned} \dot{i}_d &= -\left(\frac{R_s}{\sigma} + \frac{R_L}{\sigma}\right)i_d + \omega_0 i_q + \alpha\beta\psi_d + \beta\omega\psi_q - \\ &\quad - \alpha L_m \beta i_d - \beta u_{2d} \\ \dot{i}_q &= -\left(\frac{R_s}{\sigma} + \frac{R_L}{\sigma}\right)i_q - \omega_0 i_d + \alpha\beta\psi_q - \beta\omega\psi_d - \\ &\quad - \alpha L_m \beta i_q - \beta u_{2q} \end{aligned} \quad (1)$$

$$\dot{\psi}_d = -\alpha\psi_d + \omega_2\psi_q + \alpha L_m i_d + u_{2d}$$

$$\dot{\psi}_q = -\alpha\psi_q - \omega_2\psi_d + \alpha L_m i_q + u_{2q}$$

где $(i_d, i_q), (\psi_d, \psi_q), (u_{2d}, u_{2q})$ - компоненты векторов тока статора, потокосцеплений и напряжений ротора;

$$\alpha = \frac{R_r}{L_r}, \quad \sigma = L_s \left(1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}\right), \quad \beta = \frac{L_m}{\sigma L_r};$$

R_s, R_r, L_s, L_r, L_m - активные сопротивления и индуктивности статора и ротора, а также индуктивность намагничивающего контура; $\omega_2 = \omega_0 - \omega$. В (1) принята одна пара полюсов, что не влияет на общность получаемых результатов.

Двумерные векторы переменных АМ в системе координат (d-q) определяются с помощью преобразования [5]

$$\begin{aligned} x^{d-q} &= e^{-j\epsilon_0} x^{a-b} \\ \dot{\epsilon} &= \omega_0, \epsilon_0(0) = 0 \end{aligned} \quad (2)$$

Напряжения, прикладываемые к нагрузке, могут быть записаны в следующем виде

$$\begin{aligned} u_d &= R_L i_d \\ u_q &= R_L i_q \end{aligned} \quad (3)$$

Пусть $\omega_0 = \text{const}$ определяет желаемую частоту генерируемого напряжения, а $U^* = \text{const}$ - заданное значение модуля генерируемого напряжения. Допустим, что:

А.1. Угловая скорость, угловое положение ротора, а также компоненты векторов напряжения и тока статора измеряемы.

А.2. Все параметры АМ постоянны и известны.

В этих условиях необходимо синтезировать управляющие напряжения ротора u_{2d}, u_{2q} , гарантирующие асимптотическое регулирование вектора выходного напряжения АГ, то есть обеспечить выполнение условий:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} (\tilde{u}_d, \tilde{u}_q)^T = 0, \quad \tilde{u}_d = u_d - U^*, \quad \tilde{u}_q = u_q \quad (4)$$

независимо от угловой скорости АМ и изменения $R_L = \text{const}$. Отметим, что в соответствии с (4) вектор напряжения АГ асимптотически будет стремиться занять положение, заданное углом ϵ_0 (2). Хотя активное сопротивление нагрузки R_L принято неизвестным, но его значение может быть рассчитано в реальном времени, используя измеряемые напряжение и ток.

Первоначально сформируем алгоритм отработки постоянных заданных потокосцеплений ψ_d^*, ψ_q^* в следующем виде

$$\begin{aligned} u_{2d} &= \alpha\psi_d^* - \omega_2\psi_q^* - \alpha L_m i_d + v_d \\ u_{2q} &= \alpha\psi_q^* + \omega_2\psi_d^* - \alpha L_m i_q + v_q \end{aligned} \quad (5)$$

Определив ошибки отработки потокосцеплений в виде

$$\begin{aligned} \tilde{\psi}_d &= \psi_d - \psi_d^* \\ \tilde{\psi}_q &= \psi_q - \psi_q^* \end{aligned} \quad (6)$$

а также используя (1), получим

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{\psi}}_d &= -\alpha\tilde{\psi}_d + \omega_2\tilde{\psi}_q + v_d \\ \dot{\tilde{\psi}}_q &= -\alpha\tilde{\psi}_q - \omega_2\tilde{\psi}_d + v_q \end{aligned} \quad (7)$$

Уравнения динамики ошибок выходных переменных (4) при использовании (5) рассчитываются из (1) и (3) в виде

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{u}}_d &= -\left(\frac{R_s}{\sigma} + \frac{R_L}{\sigma}\right)\tilde{u}_d + \omega_0\tilde{u}_q - \left(\frac{R_s}{\sigma} + \frac{R_L}{\sigma}\right)U^* + \\ &\quad + R_L(\beta\omega_0\psi_q^* + \alpha\beta\tilde{\psi}_d + \beta\omega\tilde{\psi}_q - \beta v_d) \\ \dot{\tilde{u}}_q &= -\left(\frac{R_s}{\sigma} + \frac{R_L}{\sigma}\right)\tilde{u}_q - \omega_0\tilde{u}_d - \omega_0 U^* + \\ &\quad + R_L(-\beta\omega_0\psi_d^* + \alpha\beta\tilde{\psi}_q - \beta\omega\tilde{\psi}_d - \beta v_q) \end{aligned} \quad (8)$$

Сформировав задающие воздействия для потокосцеплений в форме

$$\begin{aligned} \psi_d^* &= -\frac{1}{\beta} \frac{U^*}{R_L} \\ \psi_q^* &= \frac{1}{\beta\omega_0} \frac{U^*}{R_L \sigma} (R_s + R_L) \end{aligned} \quad (9)$$

получим следующие уравнения динамики отработки электрических переменных

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{u}}_d &= -\left(\frac{R_s}{\sigma} + \frac{R_L}{\sigma}\right)\tilde{u}_d + \omega_0\tilde{u}_q + \\ &\quad + R_L\beta(\alpha\tilde{\psi}_d + \beta\omega\tilde{\psi}_q - v_d) \\ \dot{\tilde{u}}_q &= -\left(\frac{R_s}{\sigma} + \frac{R_L}{\sigma}\right)\tilde{u}_q - \omega_0\tilde{u}_d + \\ &\quad + R_L\beta(\alpha\tilde{\psi}_q - \beta\omega\tilde{\psi}_d - v_d) \\ \dot{\tilde{\psi}}_d &= -\alpha\tilde{\psi}_d + \omega_2\tilde{\psi}_q + v_d \\ \dot{\tilde{\psi}}_q &= -\alpha\tilde{\psi}_q - \omega_2\tilde{\psi}_d + v_q \end{aligned} \quad (10)$$

$$\text{Положение равновесия } (\tilde{u}_d, \tilde{u}_q, \tilde{\psi}_d, \tilde{\psi}_q)^T = 0$$

является глобально экспоненциально устойчивым при $(v_d, v_q)^T = 0$, то есть цели управления (4)

достигаются при использовании разомкнутого управления (5), (9). Структура уравнений (10) такая же как и уравнений (14) в [10], что позволяет сформировать дополнительные сигналы v_d, v_q в виде пропорционально-интегрального регулятора

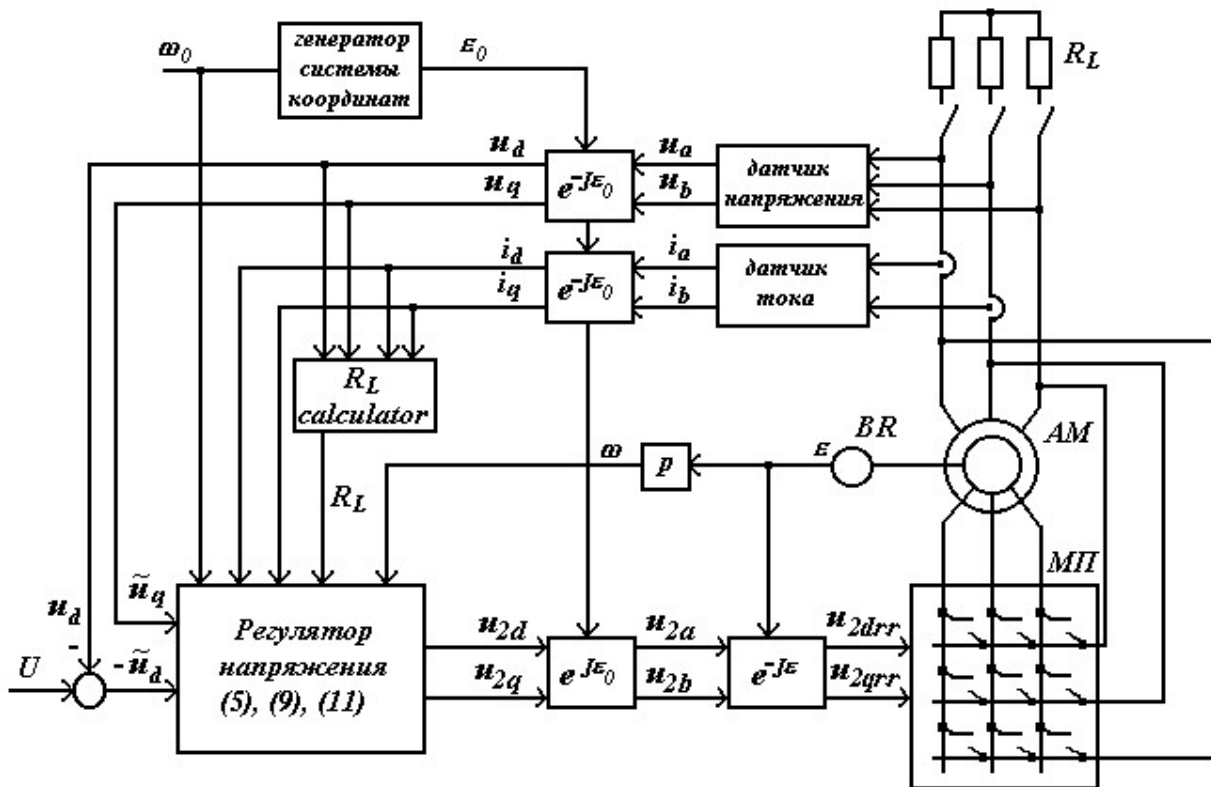


Рис. 2. Структурная схема системы управления АГ

$$\begin{aligned} u_d &= -\frac{1}{\beta R_L} \left(-k_u \tilde{u}_d - k_{ui} \int_0^t \tilde{u}_d(\tau) d\tau \right) \\ u_q &= -\frac{1}{\beta R_L} \left(-k_u \tilde{u}_q - k_{ui} \int_0^t \tilde{u}_q(\tau) d\tau \right) \end{aligned} \quad (11)$$

где: $(k_u, k_{ui}) > 0$ - коэффициенты пропорциональной и интегральной частей регулятора напряжения. Асимптотические свойства положения равновесия $\left(\tilde{u}_d, \tilde{u}_q, \tilde{\psi}_d, \tilde{\psi}_q, \int_0^t \tilde{u}_d(\tau) d\tau, \int_0^t \tilde{u}_q(\tau) d\tau \right) = 0$ при этом сохраняются [10].

Алгоритм управления вектором напряжения АГ задан уравнениями (5), (9), (11), структурная схема системы управления АГ представлена на Рис. 2. Отметим, что возбуждение АМ при отключенной нагрузке может быть произведено с использованием алгоритма, представленного в [4] при замене системы координат (d-q), ориентированной по вектору напряжения сети на систему заданную (2).

АЛГОРИТМ УПРАВЛЕНИЯ МП

Постановка задачи предполагает, что необходимое задание синтезируется контроллером, а задача МП сводится к формированию соответствующих кривых напряжения для питания АМ со стороны ротора. Выходное напряжение формируется безотносительно к требованию об идеальности сети и вне зависимости от траектории движения пространственного вектора или от выходной частоты. Это означает, что на каждом такте ШИМ отслеживается информация о мгновенных

значениях напряжений сети и отрабатывается предписанное значение пространственного вектора выходного напряжения.

На силовой вход модели подается трехфазная система напряжений

$$u_A = U_A \sin(\omega t), u_B = U_B \sin(\omega t - \varphi_B), u_C = -u_A - u_B, \quad (12)$$

где U_A, U_B - амплитуды напряжений фаз А и В, φ_B - сдвиг фаз между ними.

Одновременно на управляющий вход поступает сигнал задания (5) пространственного вектора выходного напряжения, преобразованный в систему координат ротора, Рис.2.

По мгновенным значениям напряжений сети определяется текущий сектор, и вычисляются весовые коэффициенты напряжений, учитываемые при расчете временных интервалов. Границы секторов совпадают с моментами изменения полярности любого фазного напряжения сети. В таблице 1 показан выбор возможной совокупности фазных напряжений [11].

После идентификации сектора и выбора пары используемых в данном секторе напряжений вычисляются соответствующие им два из трех весовых коэффициентов:

$$\begin{aligned} \varepsilon_A &= \frac{|u_A|}{u_A^2 + u_B^2 + u_C^2}, \varepsilon_B = \frac{|u_B|}{u_A^2 + u_B^2 + u_C^2}, \\ \varepsilon_C &= \frac{|u_C|}{u_A^2 + u_B^2 + u_C^2} \end{aligned} \quad (13)$$

Таблица 1

Сектор сети	Сеть $u_A \ u_B \ u_C$	Выбор напряжений	Данные для
-------------	---------------------------	---------------------	---------------

		"U _d "	расчета времен
$[0, \pi/3]$	+ - +	$u_{CB} \leftrightarrow u_{AB}$	$\varepsilon_C, \varepsilon_A$
$[\pi/3, 2\pi/3]$	+ - -	$u_{AB} \leftrightarrow u_{AC}$	$\varepsilon_B, \varepsilon_C$
$[2\pi/3, \pi]$	+ + -	$u_{AC} \leftrightarrow u_{BC}$	$\varepsilon_A, \varepsilon_B$
$[\pi, 4\pi/3]$	- + -	$u_{BC} \leftrightarrow u_{BA}$	$\varepsilon_C, \varepsilon_A$
$[4\pi/3, 5\pi/3]$	- + +	$u_{BA} \leftrightarrow u_{CA}$	$\varepsilon_B, \varepsilon_C$
$[5\pi/3, 2\pi]$	- - +	$u_{CA} \leftrightarrow u_{CB}$	$\varepsilon_A, \varepsilon_B$

Далее по координатам заданного пространственного вектора выходного напряжения определяется сектор, в котором он расположен (рис. 3), и исходя из координат и номера сектора вычисляются относительные времена использования каждого из стационарных и нулевого векторов. Вычисление относительных длительностей временных интервалов (абсолютная длительность, отнесенная к периоду несущей частоты ШИМ), в течение которых используются четыре ненулевых вектора, производится по выражениям [11]:

$$\mu_{nA \vee B \vee C} = \sqrt{3} |U_{\text{зад}}(n, N)| \varepsilon_{A \vee B \vee C},$$

$$\mu_0 = 1 - \sum_{i=1}^4 \mu_{nA \vee B \vee C}, \quad (14)$$

где $n=1...6$ – номер стационарного вектора напряжения (рис. 3); $N=1...6$ – номер сектора (на рис. 3 номера секторов обозначены римскими цифрами); $U_{\text{зад}}(n, N)$ – составляющие заданного вектора при разложении его по направлениям стационарных векторов, образующих данный сектор.

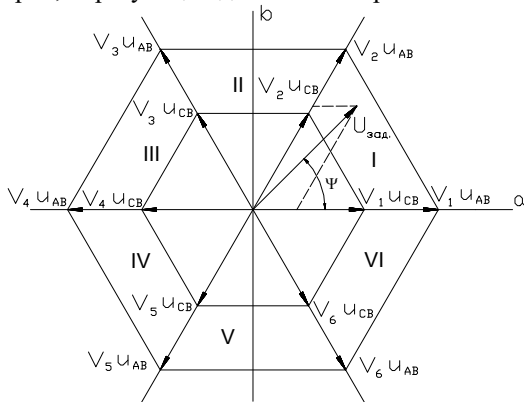


Рис. 3.

Всего насчитывается $6 \cdot 6 = 36$ возможных состояний для ненулевых векторов и 3 – для нулевых. В течение одного цикла ШИМ реализуется 5 состояний.

Таким образом, алгоритм реализации векторной ШИМ следующий [11]:

- во время отработки предшествующего задания на текущем цикле ШИМ по мгновенным значениям напряжений сети (12) определяется момент перехода от одного сочетания напряжений к другому и его идентификация согласно табл. 1;
- вычисляются весовые коэффициенты (13);
- считываются предписанные значения (5) и определяется соответствующий им сектор векторной диаграммы;

- по выражению (14) вычисляются доли времени и соответствующие временные интервалы;

С началом очередного цикла ШИМ (начало периода несущей частоты) формируется пространственный вектор выходного напряжения МП.

МОДЕЛИРОВАНИЕ

На основе разработанного векторного алгоритма управления в среде программного пакета "MATLAB/Simulink" было проведено моделирование работы автономного генератора на основе АМ с фазным ротором. Моделирование проводилось с учетом математической модели реального матричного преобразователя с несущей частотой ШИМ $F = 10$ кГц.

Параметры АМ:

мощность $P = 1,4$ кВт, число пар полюсов $p_n = 3$, $J = 0,2$ кгм², $L_1 = L_2 = 0,317$ Гн, $L_m = 0,3$ Гн, $R_1 = 4,5$ Ом, $R_2 = 7,4$ Ом. При моделировании установлены следующие значения настроечных параметров контроллера: коэффициенты пропорционального и интегрального действия регуляторов напряжения $k_u = 20$, $k_{ui} = 200$. Моделирующий тест по отработке заданного вектора напряжения автономного генератора содержит такую последовательность работы:

- на начальной стадии 0-0.2с невозбужденная машина разгоняется до синхронной скорости с помощью первичного двигателя;
- начиная с $t = 0.5$ с выполняется процесс возбуждения генератора, при этом положение системы координат задается не сетью, а формируется контролером (виртуальная сеть);
- при $t = 1.5$ с активная нагрузка, которая соответствует номинальной мощности электрической машины, подключается к статорной цепи.

Графики заданий и исходных переменных при моделировании изображены на Рис. 4. Осциллограммы ЭДС и модуля выходного напряжения свидетельствуют о значительном трансформаторном эффекте в генераторе. Выходное напряжение автономного генератора требует фильтрации во избежание перенапряжений в период, когда нагрузка статора еще не подключена. Графики ошибок отработки вектора напряжения статора, Рис. 4, (фильтрованные) свидетельствуют, что как его модуль, так и фаза обрабатываются асимптотически по усредненным значениям. Частота генерированного напряжения идеально совпадает с заданной частотой ω_0 синхронной системы координат (d-q).

Графики изменения мгновенных значений напряжений и токов статора, и напряжений ротора в физических системах координат (dr-qr) – ротора и (a-b) статора предоставлены на рис. 5. Анализ формы исходного напряжения и тока статора свидетельствует, что качество генерированной энергии удовлетворяет требованиям промышленного использования.

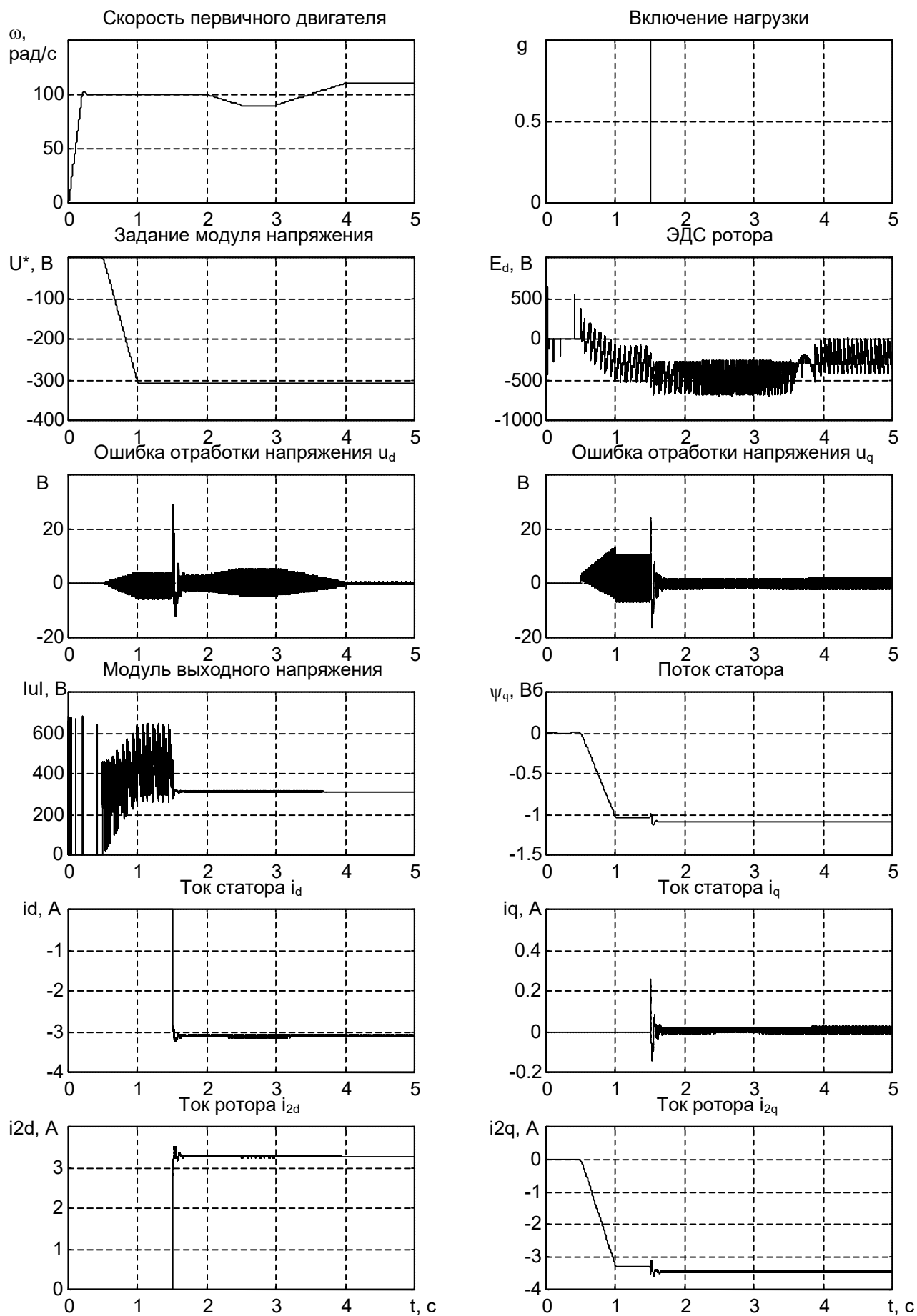


Рис. 4

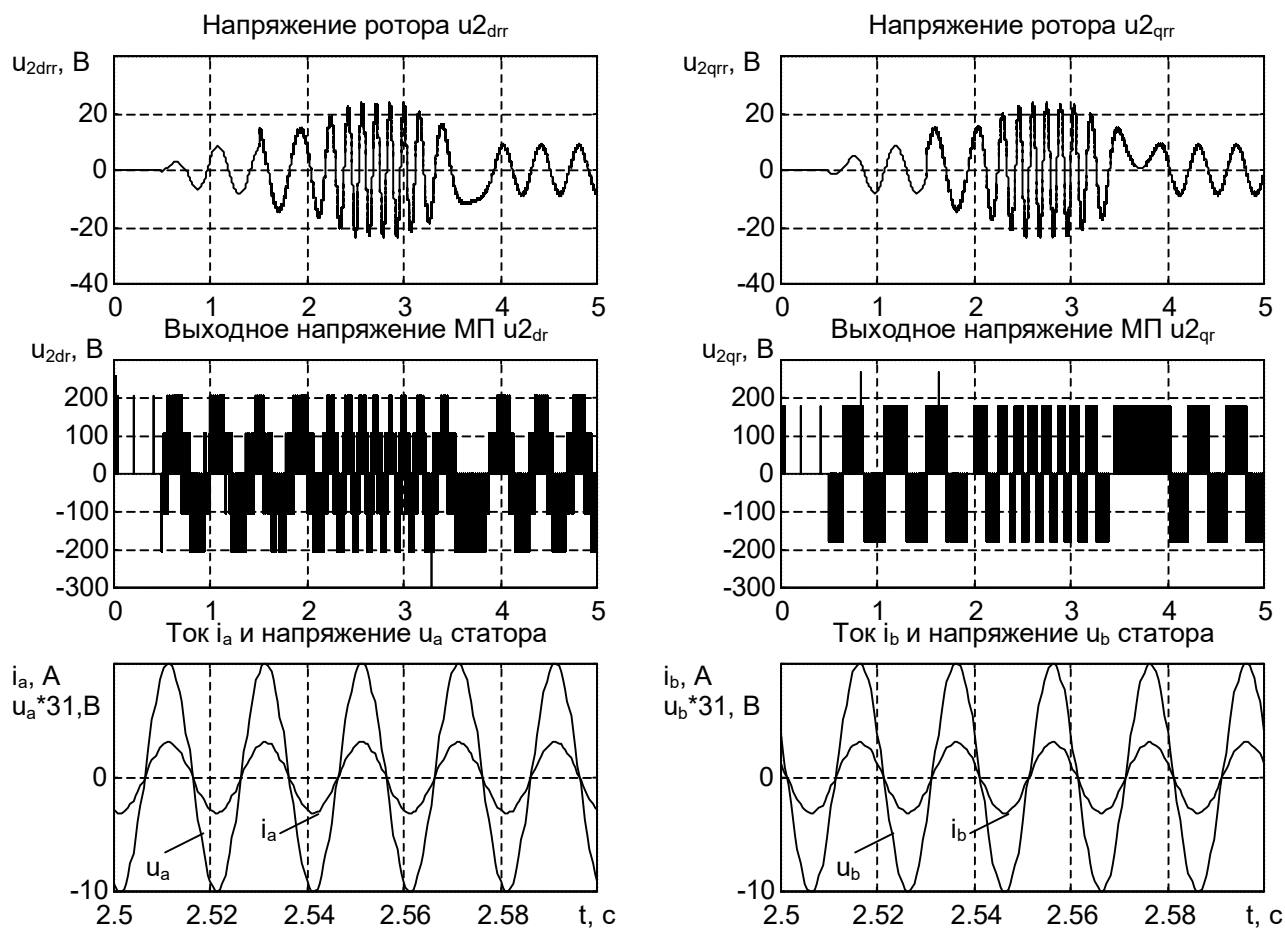


Рис. 5

ЛИТЕРАТУРА

- [1] W. Leonhard, "Power electronics and control by microelectronics in future energy systems", *EPE Journal*, Vol.10, no.1, March-April-May 2000, pp.6-10,40-46.
- [2] H.L. Nakra and B. Dube, "Slip power recovery induction generators for large vertical axis wind turbines", *IEEE Trans. on Energy Conversion*, Vol.3, no.4, Dec. 1988, pp. 733-737.
- [3] W. Leonhard. *Control of Electrical Drives*. Springer-Verlag, Berlin, 1996.
- [4] S. Peresada, A. Tilli, A. Tonielli, "Robust active-reactive power control of a doubly-fed induction machine", *IEEE Proc. of IECON'98*, Aachen, Germany, Sept. 1998, pp. 1621-1625.
- [5] Пересада С.М., Ковбаса С.Н., Чехет Э.М., Шаповал И.А. Векторное управление генератором на основе машины двойного питания, *Труды научно-технической конференции «Проблемы автоматизированного электропривода. Теория и практика»*, Алушта, Крым, 1999, с.49-54.
- [6] E. Bogalecka, "Dynamics of the power control of a doubly-fed induction generator connected to the soft power grid" *ISIE*, Budapest, 1993, pp. 509-513.
- [7] R. Pena, J.C. Clare, G.M. Asher, "A doubly-fed induction generator using back-to-back PWM converters supplying an isolated load from a variable speed wind turbine", *Proc. IEE*, Part B, Vol.143, no.5, Sept. 1996, pp. 380-387.

- [8] Пересада С.М., Чехет Э.М., Соболев В.Н. Векторное управление машиной двойного питания с матричным преобразователем, *Труды научно-технической конференции «Проблемы автоматизированного электропривода. Теория и практика»*, Алушта, Крым, Сен.1997, с. 34-38.
- [9] Zhang L., Watthanasarn C., Shepherd W. Application of a Matrix Converter for the Power Control of a Variable-Speed Wind-Turbine Driving a Doubly-Fed Induction Generator, *Industrial Electronics, Control and Instrumentation IECON97, 23th International Conf.*, Vol.2, pp.906-911, 1997.
- [10] S. Peresada, A. Tilli, A. Tonielli, "Robust output feedback control of doubly-fed induction machine", *IEEE Proc. of IECON'99*, San Jose, CA, Dec. 1999.
- [11] Чехет Э.М., Пересада С.М., Соболев В.Н., Бекбудов Р.С., Шаповал И.А. Анализ режимов машины двойного питания с матричным преобразователем, *Технічна електродинаміка, Київ-2000. – Тематичний випуск. Проблеми сучасної електротехніки*, ч.2, с. 32-37.