

ВЕКТОРНОЕ УПРАВЛЕНИЕ МОМЕНТОМ МАШИНЫ ДВОЙНОГО ПИТАНИЯ: КОМПЛЕКСНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ МОДЕЛИРОВАНИЕМ НА ЭВМ

С.В. Король

НТУУ «КПИ», ФЭА, кафедра «Электропривода и автоматизации промышленных установок».

пр. Победы 37, Киев-056, 03056, Украина

Тел. +38(044) 474-2482, E-mail: 4kings@mail.ru

Annotation – a torque vector control algorithm of doubly-fed induction machine is considered and mathematical model for full scale computer simulation study is given. Vector control algorithm of input rectifier with decoupled control of active and reactive power is considered. Results of simulation study of the vector controlled doubly-fed induction machine supplied by bidirectional power-flow converter with vector control and space vector pulse-width modulation are presented. It is shown that high quality torque tracking and unity power factor stabilization is achieved for whole generation system.

Key words – vector control, doubly-fed induction machine, pulse-width modulation, converter, rectifier.

Введение

Существует класс технологических объектов, в которых момент нагрузки существенно зависит от угловой скорости, поэтому желаемый эффект управления технологическим процессом может быть достигнут при изменении угловой скорости в пределах 20 – 25% от синхронной. Электрогенерирующие установки, такие как: ветрогенераторы, дизельгенераторы и гидрогенераторы, некоторые системы генерирования электроэнергии с отбором мощности от технологического привода, относятся к этому классу. Использование векторных методов управления МДП позволяет генерировать электрическую энергию постоянной частоты при ограниченной вариации скорости приводного двигателя выше или ниже синхронной частоты вращения, а также повысить до 10 % эффективность систем с дизель или гидрогенераторами. В ветрогенераторах, регулируя угловую скорость приводного вала в функции скорости ветра, можно повысить также и эффективность турбины. Электромеханические преобразователи энергии на основе машины двойного питания (МДП) с векторным управлением могут эффективно использоваться и в высокودинамичных приводах с ограниченной зоной рабочих скоростей, что позволяет повысить эффективность преобразования энергии за счет регенерации мощности скольжения в сеть. При включении статорной обмотки электрической машины непосредственно в сеть, мощность преобразователя ротора, необходимая для регулирования полного потока преобразуемой энергии, пропорциональна диапазону изменения угловой скорости вала $\Delta\omega$ [1]. К тому же, использование векторных методов управления сетевым преобразователем позволяет получить единичный коэффициент мощности всей генерирующей установки.

С целью исследования динамических процессов в генерирующей установке построенной на основе МДП с ШИМ преобразователем в цепи ротора была разработана модель для моделирования на ЭВМ. Она в себя включает модели: МДП, ШИМ преобразователя, который питает роторные обмотки, сетевого преобразователя, устройство управления

МДП, которое генерирует заданные напряжения для роторного преобразователя, и устройство управления сетевым преобразователем. Структурная схема исследуемой установки представлена на рис.1.

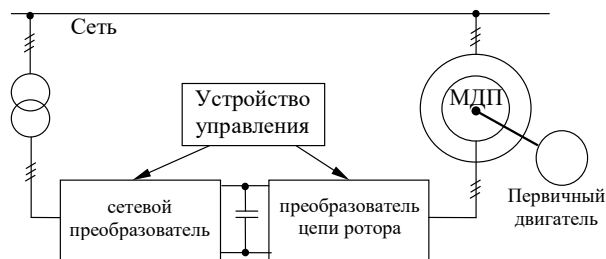


Рис. 1. Структурная схема энергетической установки на основе МДП.

Модель и алгоритм управления МДП

Для управления МДП, используемой в качестве электромеханического преобразователя, предлагались различные алгоритмы управления [1] - [5]. Алгоритмы векторного управления МДП, рассмотренные в [1] и [2], базируются на концепции управления в системе координат, ориентированной по полю машины с развязанным управлением активной и реактивной мощностью. В [1], [2] используются упрощающие допущения о пренебрежимо малом влиянии активного сопротивления и индуктивности рассеивания статора. Алгоритмы, предложенные в [3], [4] используют систему координат потокоцепления статора (воздушного зазора), и требуют точного знания параметров машины. Решение, предложенное в [5], не предполагает перечисленных допущений и использует систему координат ориентированную по вектору напряжения статора, положение которой не зависит от параметров и точно вычисляется. В алгоритме, предложенном в [5], в отличие от выше перечисленных, требуется измерение только токов ротора, и нет необходимости в прецизионном измерении скорости. Для исследования был выбран последний алгоритм.

Модель симметричной МДП в системе координат (d-q), ориентированной по вектору напряжения статора (ось d связана с направлением вектора напряжения статора), имеет вид:

$$\begin{aligned}\dot{\omega} &= \frac{1}{J} [\mu(\Psi_{1q} i_{2d} - \Psi_{1d} i_{2q}) - M] \\ \dot{\Psi}_{1d} &= -\alpha_1 \Psi_{1d} + \omega_0 \Psi_{1q} + \alpha_1 L_m i_{2d} + U \\ \dot{\Psi}_{1q} &= -\alpha_1 \Psi_{1q} - \omega_0 \Psi_{1d} + \alpha_1 L_m i_{2q}\end{aligned}\quad (1)$$

$$\dot{i}_{2d} = -\gamma_2 i_{2d} + \omega_2 i_{2q} + \alpha_1 \beta \Psi_{1d} - \beta \omega \Psi_{1q} - \beta U + \frac{1}{\sigma_2} u_{2d}$$

$$\dot{i}_{2q} = -\gamma_2 i_{2q} - \omega_2 i_{2d} + \alpha_1 \beta \Psi_{1q} + \beta \omega \Psi_{1d} + \frac{1}{\sigma_2} u_{2q}$$

$$\text{где } \alpha_1 = \frac{R_1}{L_1}, \quad \sigma_2 = L_2 - \frac{L_m^2}{L_1}, \quad \gamma_2 = \frac{R_2}{\sigma_2} + \alpha_1 \beta L_m,$$

$$\beta = \frac{L_m}{L_1 \sigma_2}, \quad \mu = \frac{3}{2} \frac{L_m}{L_1} - \text{положительные константы, } M -$$

момент генерируемый приводным двигателем, U и ω_0 – амплитуда и угловая частота вращения вектора напряжения сети, $\omega_2 = \omega_0 - \omega$, ω – угловая скорость вращения ротора, J – момент инерции.

Алгоритм регулирования токов ротора в соответствии с [5] сформирован в следующем виде:

$$\begin{aligned}u_{2d} &= \sigma_2 (\gamma_2 i_{2d}^* - \omega_2 i_{2q}^* + \beta \omega \Psi^* + \beta U + i_{2d}^* - k_i \tilde{i}_{2d} + v_d) \\ u_{2q} &= \sigma_2 (\gamma_2 i_{2q}^* + \omega_2 i_{2d}^* - \alpha_1 \beta \Psi^* + i_{2q}^* - k_i \tilde{i}_{2q} + v_q)\end{aligned}\quad (2)$$

где: $k_i > 0$ коэффициент обратной связи по току, а v_d , v_q , – интегральные составляющие регуляторов тока определены:

$$\begin{aligned}\dot{v}_d &= -k_{ii} \tilde{i}_{2d} \\ \dot{v}_q &= -k_{ii} \tilde{i}_{2q}.\end{aligned}\quad (3)$$

Заданные значения токов i_{2d}^* , i_{2q}^* формируются в виде:

$$i_{2d}^* = \frac{M^*}{\mu \Psi^*}, \quad \Psi^* \neq 0 - \text{алгоритм регулирования момента}$$

$$i_{2q}^* = \frac{1}{\alpha_1 L_m} (\alpha_1 \Psi^* + \dot{\Psi}^*) - \text{алгоритм управления}$$

модулем потока статора

Модуль заданного потока статора и его первая производная формируются в виде

$$\Psi^* = \frac{-U - \left(U^2 - \frac{4 \cdot \alpha_1 L_m \omega_0 M^*}{\mu} \right)^{\frac{1}{2}}}{2 \omega_0}; \quad (4)$$

$$\dot{\Psi}^* = \frac{4 \cdot \alpha_1 L_m \dot{M}^*}{\mu} \cdot \left(U^2 - \frac{4 \cdot \alpha_1 L_m \omega_0 M^*}{\mu} \right)^{-\frac{1}{2}}$$

Для перехода из одной системы координат в другую используется взаимно-однозначное преобразование. Например, преобразование вектора x из системы координат ориентированной по вектору напряжения статора (d-q) в систему координат связанную со статором (a-b) производится следующим образом:

$$x^{(a-b)} = e^{J \epsilon_0} x^{(d-q)}$$

$$\text{где, } e^{J \epsilon_0} = \begin{bmatrix} \cos \epsilon & -\sin \epsilon \\ \sin \epsilon & \cos \epsilon \end{bmatrix}, \quad J = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}.$$

При переходе к реальным токам и напряжениям

ротора, кроме преобразования в систему координат связанную с ротором, необходимо увеличить амплитуду токов в λ раз, а амплитуду напряжений уменьшить во столько же раз, где λ – коэффициент приведения роторных токов и напряжений к статору.

Векторная широтно-импульсная модуляция для управления преобразователем

В последнее десятилетие была разработана новая техника формирования ШИМ в трехфазных системах, известная как векторная ШИМ (Space Vector PWM) [6], которая основывается на цифровых вычислительных методах. Использование векторного метода формирования ШИМ в сравнении со скалярным дает следующие преимущества:

- простота вычисления времен коммутации ключей;
- более низкий гармонический состав выходного напряжения;
- увеличение на 15% использования напряжения в звене постоянного тока.

Суть векторной ШИМ состоит в том, что для формирования заданного вектора $u^* = u_a + j u_b$ используется восемь пространственных векторов u_k , $k = 0, 1, \dots, 8$; $k \neq 7$. Шесть из них $k = 1, \dots, 6$ активные, имеют одинаковую амплитуду и сдвинуты друг относительно друга на угол $\pi/3$, а два нулевых $k = 0, 8$. Их расположение в комплексной плоскости показано на рис. 2. Обобщенное выражение для восьми пространственных векторов напряжения имеет вид:

$$u_k = \begin{cases} \frac{2}{3} V e^{j(k-1)\frac{\pi}{3}}, & k = 1, 2, \dots, 6 \\ 0 & , k = 0, 8 \end{cases}\quad (5)$$

где V – напряжение в звене постоянного тока.

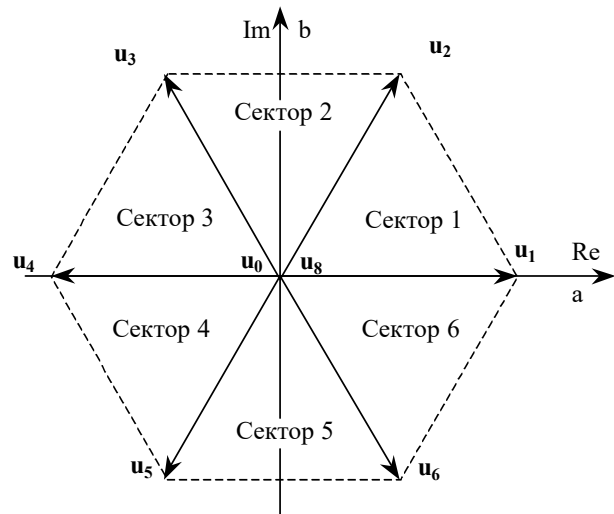


Рис. 2. Реализуемые пространственные векторы трехфазного инвертора напряжения.

Для получения заданного напряжения используется два смежных вектора. Например, если заданный вектор находится в первом секторе, то для его активации используются состояния инвертора соответствующие векторам u_1, u_2 . Выражение

заданного напряжения в неподвижной системе координат (a-b) запишется:

$$\mathbf{u}_a^* + j\mathbf{u}_b^* = \frac{2}{3}V \frac{1}{T_s} \left(T_m e^{j(m-1)\frac{\pi}{3}} + T_{m+1} e^{jm\frac{\pi}{3}} \right) \quad (6)$$

где m – номер сектора, в котором находится вектор заданного напряжения, а T_m, T_{m+1} – времена включения смежных векторов. Для их расчета используется выражение:

$$\begin{pmatrix} T_m \\ T_{m+1} \end{pmatrix} = \frac{\sqrt{3}T_s}{V} \begin{bmatrix} \sin\left(m\frac{\pi}{3}\right) & -\cos\left(m\frac{\pi}{3}\right) \\ -\sin\left((m-1)\frac{\pi}{3}\right) & \cos\left((m-1)\frac{\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \begin{pmatrix} \mathbf{u}_a^* \\ \mathbf{u}_b^* \end{pmatrix} \quad (7)$$

После расчета времен активации векторов \mathbf{u}_m и \mathbf{u}_{m+1} рассчитывается время использования нулевых векторов \mathbf{u}_0 и \mathbf{u}_g

$$T_0 + T_g = T_s - T_m - T_{m+1} \quad (8)$$

Для уменьшения коммутаций каждый период начинается и заканчивается с нулевого состояния.

Модель инвертора цепи ротора

Напряжения u_d и u_q , рассчитанные алгоритмом управления МДП, после преобразования в систему координат (d-q), связанную с ротором, поступают в блок формирования управляющих сигналов $\mathbf{p}_c = (p_a \ p_b \ p_c)^T$ для ключей ШИМ преобразователя. Алгоритм получения этих сигналов описан в предыдущем разделе. При этом напряжение в роторной цепи, на выходе преобразователя, описывается следующим уравнением

$$\mathbf{u}_c = \frac{1}{6} V \mathbf{K} \mathbf{p}_c \quad (9)$$

где $\mathbf{K} = \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix}$ – коммутационная матрица,

$\mathbf{u}_c = (u_{ac}, u_{bc}, u_{cc})$ – вектор фазных напряжений.

Модель сетевого преобразователя и алгоритм управления

При исследовании использовалась модель ШИМ преобразователя напряжения с трансформатором на входе и сглаживающей емкостью в звене постоянного тока.

Система дифференциальных уравнений, описывающих динамику изменения напряжения в звене постоянного тока V и входных токов i_{ac}, i_{bc}, i_{cc} [7], имеет вид:

$$\begin{aligned} \dot{V} &= \frac{1}{C} \left[\frac{1}{2} (p_a i_{ac} + p_b i_{bc} + p_c i_{cc}) - i_L \right] \\ \dot{i}_{ac} &= \frac{1}{L} \left[E \cos(\omega_0 t) - R i_{ac} - \frac{V}{6} (2p_a - p_b - p_c) \right] \\ \dot{i}_{bc} &= \frac{1}{L} \left[E \cos\left(\omega_0 t - \frac{2\pi}{3}\right) - R i_{bc} - \frac{V}{6} (-p_a + 2p_b - p_c) \right] \\ \dot{i}_{cc} &= \frac{1}{L} \left[E \cos\left(\omega_0 t - \frac{4\pi}{3}\right) - R i_{cc} - \frac{V}{6} (-p_a - p_b + 2p_c) \right] \end{aligned} \quad (10)$$

где R и L – активное сопротивление и индуктивность входного трансформатора, E и ω_0 , – амплитуда и частота напряжения сети, p_a, p_b, p_c двухполярные функции переключения определенные как:

$$p_i = \begin{cases} 1 & \text{закрыты ключи } Q_1, Q_3, Q_5 \\ -1 & \text{закрыты ключи } Q_2, Q_4, Q_6 \end{cases}, i = a, b, c. \quad (11)$$

Основными целями управления входным преобразователем являются:

- 1) стабилизация напряжения в звене постоянного тока на заданном уровне
- 2) поддержание коэффициента мощности со стороны переменного тока на единичном уровне.

С целью развязки управления активной и реактивной мощностью, циркулирующей в преобразователе, алгоритмы управления входным преобразователем представленные в [7] и [8] используют вращающуюся систему координат (d-q), ориентированную по вектору напряжения сети и имеют сходную структуру, которая и была взята за основу.

Функционально алгоритм управления состоит из двух подсистем: подсистема регулирования напряжения в звене постоянного тока V , и подсистема регулирования входных токов $\mathbf{i} = [i_d \ i_q]^T$. В качестве регуляторов авторы предлагают использовать П или ПИ регуляторы как для напряжения V так и для активной i_d и реактивной i_q компонент входного тока преобразователя. В данном исследовании использовалась система с ПИ регулятором напряжения в звене постоянного тока V и реактивного тока i_q , и П регулятором активного тока i_d . Алгоритм регулирования напряжения в звене постоянного тока V , в системе координат (d-q), запишется:

$$\begin{aligned} \dot{i}_d^* &= \frac{2}{3} \frac{V^*}{E} (i_L - k_u \tilde{V} - x_u) \\ \dot{x}_u &= k_{ui} \tilde{V} \end{aligned} \quad (12)$$

где $\tilde{V} = V - V^*$ – ошибка обработки напряжения в звене постоянного тока, а V^* – его заданное значение, k_u и k_{ui} – пропорциональный и интегральный коэффициенты регулятора напряжения, i_L – ток нагрузки. Кроме ПИ регулятора напряжения в алгоритме используется компенсация тока нагрузки i_L , при условии, что он меряется.

Регулятор токовой подсистемы

$$\begin{aligned} p_d &= -\frac{2L}{V^*} \left(R \frac{i_d^*}{L} - \frac{E}{L} - k_i \tilde{i}_d \right) \\ p_q &= -\frac{2L}{V^*} \left(\omega_0 i_d^* - k_i \tilde{i}_q - x_i \right) \\ \dot{x}_i &= k_{ii} \tilde{i}_q \end{aligned} \quad (13)$$

где k_i, k_{ii} – пропорциональные и интегральные коэффициенты регуляторов токов. Блок-схема системы управления преобразователем изображена на рис. 3.

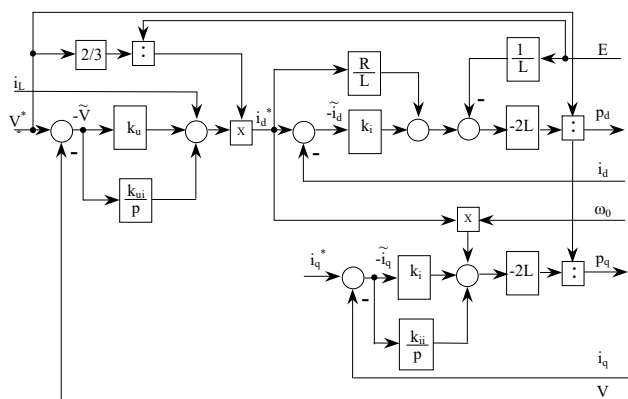


Рис. 3. Блок-схема системы управления преобразователем.

Результаты исследования динамических процессов

В данном исследовании моделировалась энергетическая система, функциональная схема которой представлена на рис. 4. В системе использовалась МДП со следующими параметрами: механическая мощность 1 кВт, число пар полюсов $p_p = 3$, момент инерции $J = 0.2 \text{ кгм}^2$, индуктивности статора и ротора $L_1 = L_2 = 0.185 \text{ Гн}$, индуктивность главного магнитного потока $L_m = 0.18 \text{ Гн}$, сопротивление статора $R_1 = 4.7 \text{ Ом}$, сопротивление ротора $R_2 = 5.3 \text{ Ом}$, коэффициент трансформации $\lambda = 3.1$. Коэффициент пропорционального регулятора тока МДП $k_i = 500$, интегрального - $k_{ii} = 60000$. Для питания роторной цепи был выбран преобразователь с векторным методом формирования ШИМ и с частотой 10кГц как у входного (сетевое), так и у выходного (роторного) преобразователя. Его параметры следующие: напряжение в звене постоянного тока $V^* = 50 \text{ В}$, коэффициенты регулятора напряжения входного преобразователя $k_u = 0.3$, $k_{ii} = 75$, коэффициенты регулятора тока входного преобразователя $k_i = 1000$ и $k_{ii} = 500000$, амплитуда и частота напряжения на входе преобразователя $E = 25 \text{ В}$, $\omega_0 = 314 \text{ с}^{-1}$ соответственно, параметры входной цепи $L = 0.003 \text{ Гн}$, $R = 0.1 \text{ Ом}$, емкость конденсатора в звене постоянного тока $C = 0.001 \text{ Ф}$.

Моделирование выполнялось для следующих режимов работы МДП: разгон генератора до скорости близкой к синхронной за 0.25 секунды, с момента времени $t = 0.5 \text{ с}$. в течении 0.5 секунды происходит возбуждение генератора и синхронизация с сетью, в момент времени $t = 1 \text{ с}$, генератор подключается к сети, а при $t = 1.2 \text{ с}$. начинается обработка заданной траектории момента. В момент времени $t = 1.5 \text{ с}$. скорость первичного двигателя увеличивается на $\Delta\omega = 20 \%$ относительно синхронной, а в момент времени $t = 1.9 \text{ с}$. происходит уменьшение скорости на $\Delta\omega = 20 \%$ ниже синхронной. В конце эксперимента $t = 2.4 \text{ с}$ заданный момент снижается до нуля. Последовательность тестируемых режимов

иллюстрируют графики скорости первичного двигателя и заданного момента показанные на рис. 5.a Заданный момент формируется в виде гладкой кривой с ограниченными первой и второй производными.

На рис. 5.b представлен график ошибки отработки момента, полученный при моделировании без ШИМ преобразователя, а на рис. 6.a показан график ошибки отработки момента МДП при моделировании с ШИМ преобразователем.

Качество отработки заданного напряжения $V^* = 50 \text{ В}$ и ток в звене постоянного тока преобразователя i_L приведены на рис. 6.b. Как видно из графика, в момент времени $t = 1.6$ преобразователь переходит в режим рекуперации энергии в сеть, $i_L < 0$, при этом напряжение в звене постоянного тока поддерживается на постоянном уровне и пульсации не превышают 0.2 В, что соответствует 0.4% от заданного напряжения. Из графиков токов i_d , i_q статора МДП представленных на рис. 7.a видно, что ток i_q поддерживается на нулевом уровне на протяжении всего эксперимента. Незначительное отклонение, около 5 %, наблюдается при изменении заданного момента. Реактивный ток роторного преобразователя i_q поддерживается на нулевом уровне независимо от тока нагрузки. Графики токов i_d , i_q роторного преобразователя приведены на рис. 7.b. Форма тока и напряжения в фазе А статора МДП при изменении заданного момента ($t = 1.2 \text{ с}$) показана на рис. 8.a, в этот момент МДП начинает генерировать энергию в сеть. Из рисунка видно, что фазный ток имеет синусоидальную форму, начиная практически с нулевых значений амплитуды. На рис. 8 b представлены форма тока и напряжения в фазе А роторного преобразователя при переходе преобразователя в режим рекуперации энергии в сеть ($t = 1.55 \text{ с}$). Из графика тока i_a можно увидеть, что изменение направления преобразования энергии в преобразователе происходит без переходных процессов и искажений формы тока.

Заключение

Графики, приведенные на рис. 6 демонстрируют, что цели управления активной мощностью протекающей через МДП и роторный преобразователь достигаются, выходные координаты, момент МДП и напряжение звена постоянного тока преобразователя V , регулируются с достаточно малыми ошибками. Результаты моделирования представленные на рис.7 подтвердили, что выбранные алгоритмы управления позволяют достичь качественного управления реактивными составляющими токов статора МДП и преобразователя ротора, а также обеспечивают синусоидальность токов как в статоре МДП, так и на входе роторного преобразователя. Общие гармонические искажения входных токов менее 0.5 % от амплитуды первой гармоники.

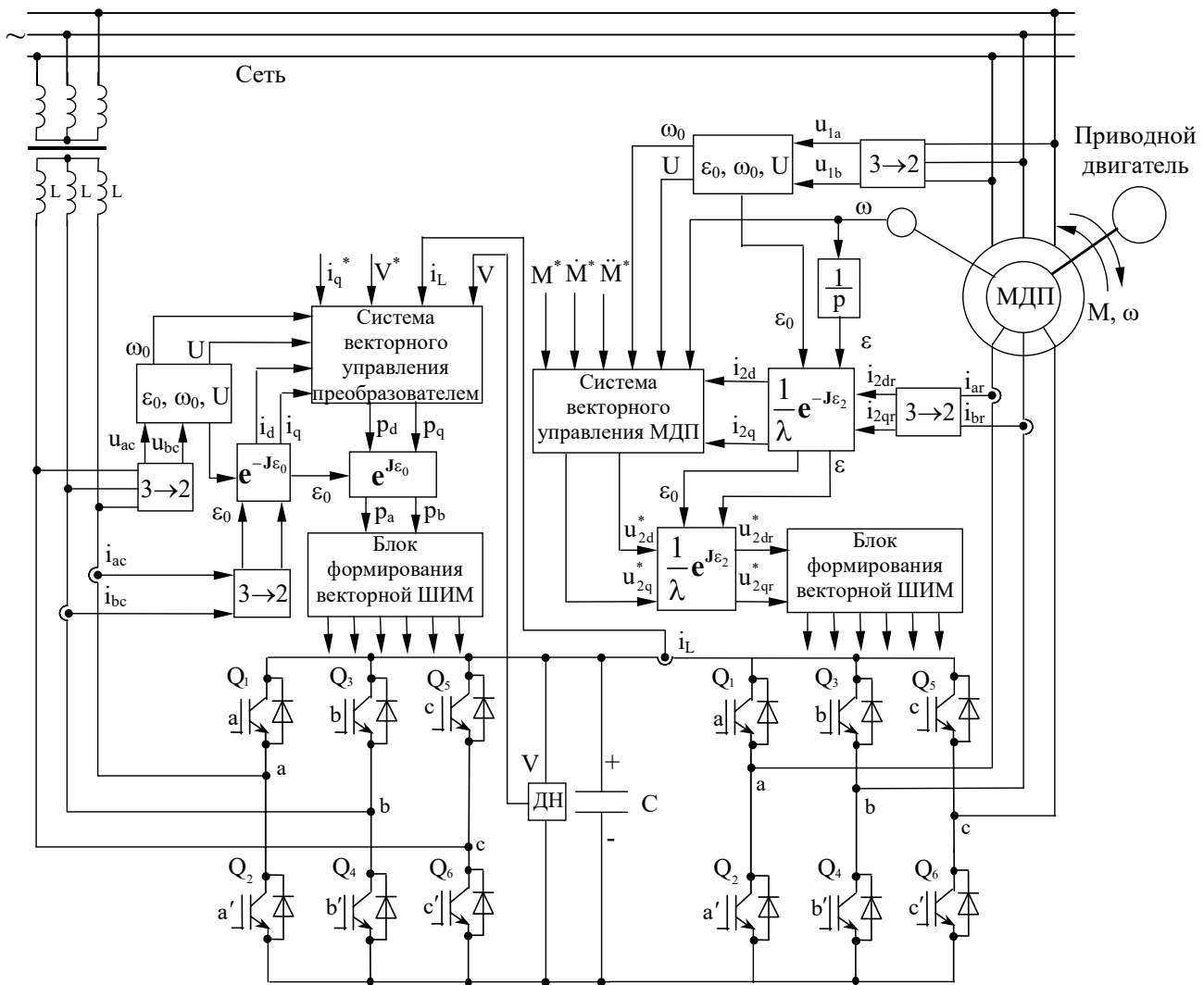


Рис. 4. Функциональная схема генерирующей системы с роторным преобразователем.

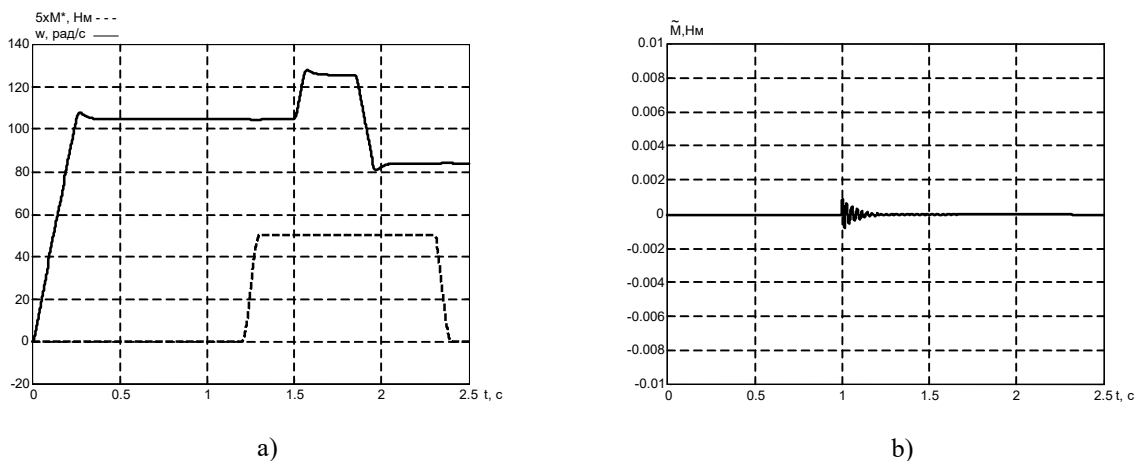
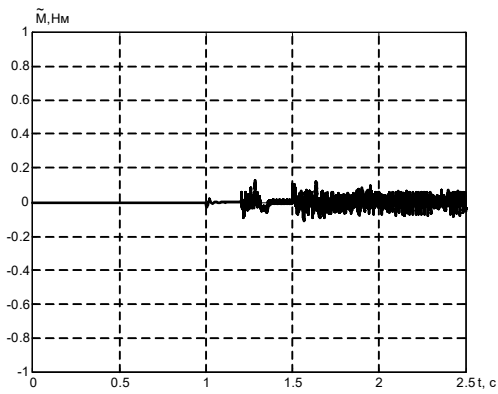


Рис. 5. а) Скорость первичного двигателя и заданный момент, б) ошибка отработки момента при моделировании без ШИМ преобразователя.

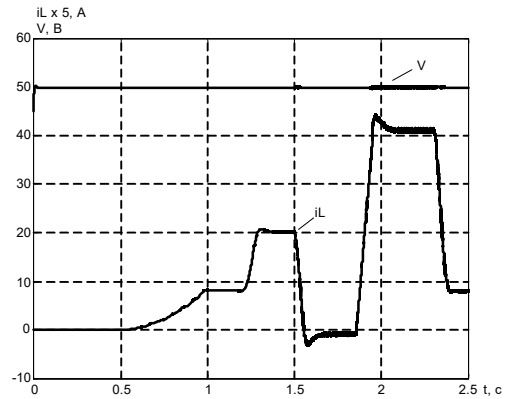
Перечень используемой литературы

[1] W. Leonhard, Control of Electrical Drives. Springer – Verlag, Berlin: 1996.
 [2] Mitsutoshi Yamamoto and Osamu Motoyoshi. Active and Reactive Power Control for Doubly-Fed Wound Rotor Induction Generator// IEEE Trans Power Electronics.-Oct 1991.-Vol. 6, № 4.-P. 624-629.
 [3] E. Bogalecka and Z. Krzeminski. Control

Systems of Doubly-Fed Induction Machine Supplied by Current Controlled Voltage Source Inverter// IEEE Trans. Industry Electronics.-1988.-Vol. 35, № 1.-P.
 [4] L. Xu and W. Cheng. Torque and Reactive Power Control of a Doubly Fed Induction Machine by Position Sensorless Scheme// IEEE Trans Industry Applications.-May/June 1995.-Vol.31, №.3.- P. 636-642

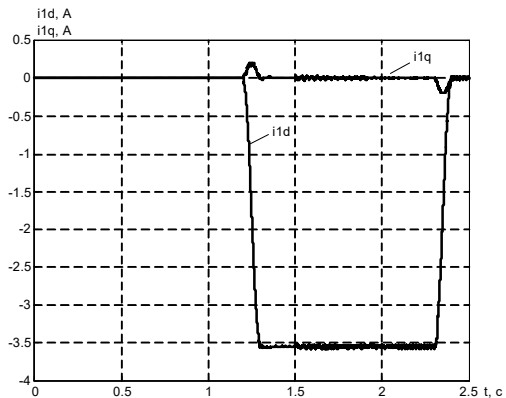


a)

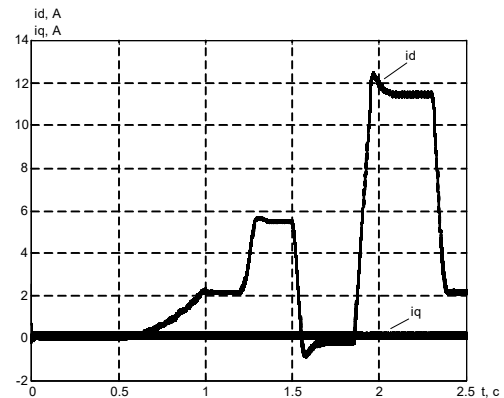


b)

Рис. 6. а) ошибка отработки момента при моделировании с ШИМ преобразователем, б) напряжение и ток в звене постоянного тока роторного ШИМ преобразователя.

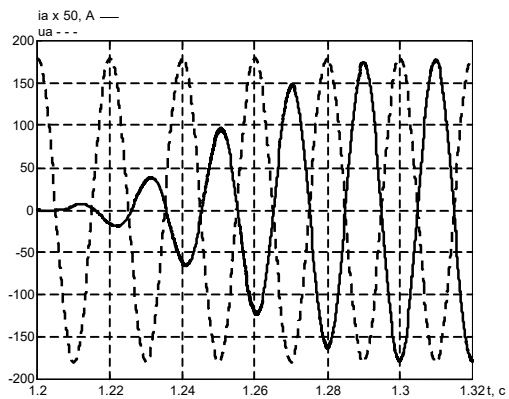


a)

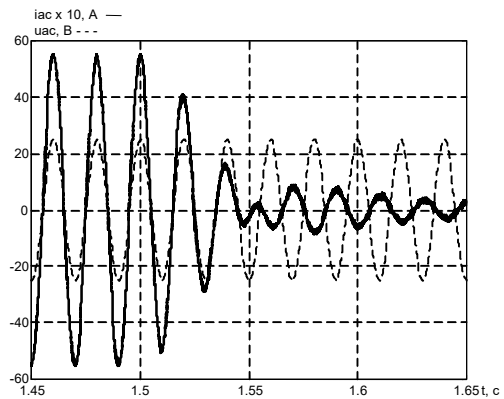


b)

Рис. 7. Активные и реактивные токи а) статора МДП, б) входного преобразователя



a)



b)

Рис. 8. Форма фазного тока и напряжения а) в статоре МДП б) на входе роторного преобразователя.

[5] С. Пересада, С. Ковбаса, Э. Чехет, И. Шаповал. Векторное управление генератором на основе машины двойного питания // Вестник Харьковского государственного политехнического университета, «Проблемы автоматизированного электропривода. Теория и практика».-1999.-Выпуск 61.-С. 49 – 55.

[6] B. K. Bose, Power Electronics and Variable Frequency Drives. New York, IEEE Press, 1996.

[7] H. Sugimoto S. Morimoto M. Yano. A High Performance Control Method of a Voltage Type PWM Converter// Power Electronics Specialists Conference,

1988. PESC '88 Record., 19th Annual IEEE.-Vol.1.-P. 360 -368

[8] J. W. Dixon B. T. Ooi Dynamically Stabilized Indirect Current Controlled SPWM Boost Type 3-Phase Rectifier// Industry Applications Society Annual Meeting, 1988., Conference Record of the 1988 IEEE .-Vol.1.-P. 700 -705.

Рекомендовано к публикации д.т.н. зав. отделом ИЭД АН Украины Чехетом Э.М.