

УДК 621.314.572.001

Л. Э. РОГИНСКАЯ, А. В. СТЫСКИН, Н. Г. УРАЗБАХТИНА

## ИМИТАЦИОННЫЕ МОДЕЛИ МАШИННО-ВЕНТИЛЬНЫХ СИСТЕМ

Рассмотрен метод исследования машинно-вентильных систем с помощью имитационного моделирования в пакете MathLab. Обобщенная модель преобразователя частоты представлена рядом гармонических составляющих напряжения, спектр и амплитуда которых зависят от способа регулирования его первой гармоники. Представлена модель наиболее часто применяемого в настоящее время асинхронного двигателя и модель одного из наиболее перспективных электромеханических преобразователей — синхронного реактивного двигателя.

Машино-вентильные системы; имитационное моделирование

Области применения частотно-управляемых двигателей переменного тока непрерывно расширяются. Поэтому, несмотря на большое количество работ, посвященных исследованию таких электромеханических систем, вопросы наиболее рационального управления силовыми полупроводниковыми преобразователями и исполнительными двигателями, а также вопросы выбора параметров каждой из составляющих подобной машинно-вентильной системы являются актуальными [1].

Декомпозиция МВС ЭП позволяет выделить в ней три основных блока (или модуля), каждый из которых представляет собой сложную динамическую систему: преобразователь частоты со сложной системой управления и модулем плавного пуска; электромеханический преобразователь переменного тока и нагрузочный модуль различной сложности.

Блок преобразователя частоты представляет собой соединение выпрямителя (управляемого или неуправляемого), фильтра и автономного инвертора тока (АИТ) или напряжения (АИН). В настоящее время, в основном, применяются трехфазные АИН с полностью управляемыми вентилями — транзисторами или силовыми транзисторными ключами по два в каждом фазном плече (рис. 1). Работа такого блока подробно рассмотрена в [1–3].

### 1. ИМИТАЦИОННЫЕ МОДЕЛИ АИН МВС ЭП

Известные способы управления выходным напряжением и частотой АИН можно разделить на два класса: с регулированием напряжения питания инвертора с помощью управляемого выпрямителя; с совмещением функ-

ций управления величиной напряжения и его частотой в АИН.

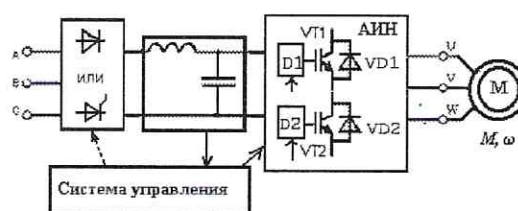


Рис. 1. Обобщенная функциональная схема АИН

В первом случае гармонический состав выходного напряжения АИН неизменен и, например, при управлении с  $\alpha=180^\circ$  выходное напряжение для фазы А имеет вид

$$U_a = \frac{3}{\pi} U_d \sum_{\nu=1}^{6k \pm 1} \frac{1}{\nu} \sin \nu \omega t; \quad (1)$$

$$\frac{U_{m\nu}}{U_{m1}} = \frac{1}{\nu}; \quad k = 0, 1, 2 \dots$$

В формуле (1)  $U_d$  — величина выпрямленного напряжения питания.

Для исследования электромагнитных процессов напряжение на выходе АИН наиболее рационально выразить с помощью изображающего вектора  $U_s$

$$\bar{U}_s = \frac{2}{3} (U_a + aU_b + a^2U_c) = U_\alpha + jU_\beta, \quad (2)$$

представленного как сумма его проекций  $U_\alpha$ ,  $U_\beta$  на неподвижные оси координат с соответствующими коэффициентами  $a = e^{j2\pi/3}$ ,  $a^2 = e^{j4\pi/3}$ .

При прямоугольно-ступенчатой форме выходного напряжения вектор  $U_s$  постоянен

по величине и скачкообразно перемещается через  $60^\circ$  (рис. 2, а), при этом

$$\bar{U}_s = \frac{2}{3} U_d e^{j\frac{\pi}{3}(l-1)}; \quad \bar{U}_{s*} = e^{j\frac{\pi}{3}(l-1)}; \quad (3)$$

$$l = 1 \div 6.$$

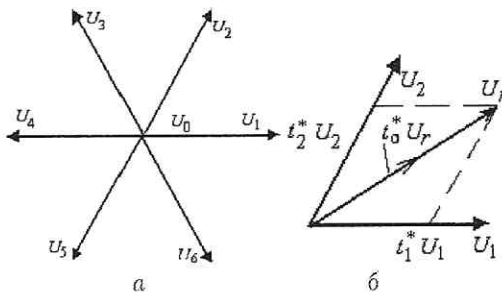


Рис. 2. Формирование обобщенного вектора при управлении с  $\alpha = 180^\circ$  (а) и при ШИР (б)

Во втором случае формирования результирующего вектора  $U_s$  применяются схемы с широтно-импульсным регулированием (ШИР) на основной и несущей частотах и широтно-импульсной модуляцией (ШИМ).

Широтно-импульсный закон регулирования (ШИР). Если характер нагрузки не предъявляет жестких требований к источнику питания по коэффициенту гармоник, то довольно часто применяются управляемые инверторы напряжения с квазисинусоидальным выходным напряжением, т. е. инверторы, осуществляющие ступенчатую аппроксимацию (от одной до трех ступеней) синусоидального напряжения. Такой способ формирования выходного переменного напряжения по сравнению с методами широтно-импульсной модуляции позволяет существенно снизить стоимость устройства, упростить систему управления, повысить КПД за счет снижения динамических потерь в ключах АИН, работающих на высокой частоте при ШИМ.

При ШИР гармонический состав выходных напряжений трехфазного инвертора можно представить в виде

$$\begin{aligned} U_a &= b_1 \sin \omega t + b_5 \sin 5\omega t + b_7 \sin 7\omega t + \dots, \\ U_b &= b_1 \sin (\omega t + 2\pi/3) + b_5 \sin (5\omega t - 2\pi/3) + \\ &\quad + b_7 \sin (7\omega t - 2\pi/3) \dots, \\ U_c &= b_1 \sin (\omega t - 2\pi/3) + b_5 \sin (5\omega t + 2\pi/3) + \\ &\quad + b_7 \sin (7\omega t + 2\pi/3) \dots \end{aligned} \quad (4)$$

Нагрузкой инвертора является, например, обмотка статора трехфазного асинхронного двигателя, поэтому систему уравнений (4), записанную в реальных фазных координатах,

необходимо преобразовать в двухфазную систему уравнений в неподвижных осях  $\alpha, \beta$ , связанных со статором машины [6].

$$\begin{aligned} U_\alpha &= K_c [b_1 (\sin \omega t - 1/2(\sin(\omega t - 2\pi/3) + \\ &\quad + 1/2 \sin(\omega t + 2\pi/3))) + \\ &\quad + b_5 (\sin 5\omega t - 1/2(\sin(5\omega t - 2\pi/3) + \\ &\quad + 1/2 \sin(5\omega t + 2\pi/3))) + \\ &\quad + b_7 (\sin 7\omega t - 1/2(\sin(7\omega t - 2\pi/3) + \\ &\quad + 1/2 \sin(7\omega t + 2\pi/3))) + \dots] = \\ &= 3/2 K_c (b_1 \sin \omega t + b_5 \sin 5\omega t + b_7 \sin 7\omega t + \dots), \\ U_\beta &= 3/2 (b_1 \cos \omega t - b_5 \cos 5\omega t + b_7 \cos 7\omega t + \dots), \end{aligned} \quad (5)$$

где  $K_c$  — согласующий коэффициент пропорциональности, выбор которого должен осуществляться из условий инвариантности мощности.

Широтно-импульсная модуляция (ШИМ) выходного напряжения АИН. Примененный выше способ формирования выходного напряжения как суммы гармонических составляющих можно использовать и для разработки имитационных моделей управляемых источников питания с широтно-импульсной модуляцией (ШИМ). Например, для однополярной модуляции ООШИМ-1 с числом коммутаций за период  $N = 20$  [5] гармонический состав может быть представлен рядом, в котором все гармоники, кратные трем в реальной системе координат, исчезают, т. е., кроме первой, остаются гармоники — 5, 7, 11, 13, 17, 19 и т. д., а самую большую амплитуду (11–12%) имеют 11, 13, 17 гармоники [5]. Структурная схема модели АИН с такой модуляцией также представляет собой сумму напряжений генератора основной синусоидальной ЭДС регулируемой амплитуды и частоты и генераторов высших гармоник.

Пространственно-векторная модуляция. Использование современных способов модуляции, например, скорректированной 12-скоростной пространственно-векторной (рис. 3), позволяет значительно улучшить гармонический состав импульсной последовательности выходного линейного напряжения трехфазного инвертора [4], которое также может быть представлено с помощью ряда Фурье в виде

$$U_{\text{вых},k} = U_d \frac{2}{\pi} \left[ \sum_{n=0}^{m-1} \left( \frac{n+1}{m} \int_{\frac{n}{m} \cdot \frac{\pi}{6}}^{\frac{n+1}{m} \cdot \frac{\pi}{6}} \sin(k\omega t) d\omega t \right) \right] +$$

$$+ \int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{5}{6}\pi} \sin(k\omega t) d\omega t + \sum_{n=0}^{m-2} \left( \frac{m-1-n}{m} \int_{\frac{5}{6}\pi + \frac{n}{m} \cdot \frac{\pi}{6}}^{\frac{5}{6}\pi + \frac{n+1}{m} \cdot \frac{\pi}{6}} \sin(k\omega t) d\omega t \right) \Bigg], \quad (6)$$

где  $U_d$  — величина напряжения источника питания;  $m$  — количество дополнительных промежуточных векторов в одном секторе (между смежными базовыми векторами);  $k$  — номер гармоники.

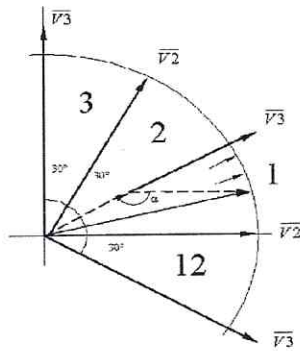


Рис. 3. Формирование промежуточных векторов при пространственно-векторной модуляции

Результаты расчёта первой и относительные значения семи ближайших к ней высших гармоник выходного напряжения инвертора при  $U_d = 1$  и различных значениях числа  $m$  промежуточных векторов подтверждают улучшение гармонического состава напряжения АИН, особенно при увеличении  $m$ .

При регулировании напряжения нежелательно менять структуру силовой части, чтобы резко не ухудшился гармонический состав выходного напряжения. ШИР на основной частоте не позволяет выполнить данное требование, а ШИР на несущей частоте требует существенного усложнения системы управления, поэтому наиболее часто применяется ШИМ по синусоидальному, трапецеидальному и другим законам, позволяющим улучшить гармонический состав выходного напряжения.

Если оперировать средними значениями изображающего вектора  $U$  на интервале такта, следовательно, перейдя к его гладкой составляющей, то в пределах сектора  $60^\circ$  между двумя положениями двух смежных векторов напряжений  $U_1$  и  $U_2$  можно получить любое положение усредненного вектора заданной величины (рис. 2, б).

Величина и фаза результирующего вектора определяются из уравнения

$$\bar{U} = t_{1*}\bar{U}_1 + t_{2*}\bar{U}_2 + t_{3*}\bar{U}_0, \quad (7)$$

где  $U_0$  — нулевой вектор напряжения,  $t_{1*}$ ,  $t_{2*}$ ,  $t_{3*}$  — относительные длительности включения векторов  $U_{1*}$ ,  $U_{2*}$ ,  $U_0$ , рассчитываемые в долях периода несущей частоты.

Графики изменения относительных значений ( $U_{m\nu}/U_{m1}$ ) гармонических составляющих напряжения при ШИР на несущей частоте и ШИМ с отношением частот несущей и модулируемой  $\xi = f/f_0 = 10$ , представлены, соответственно, на рис. 4, а и б [3]. Как показали исследования, на гармонический состав выходного напряжения при ШИМ в основном влияет величина  $\xi$ , а не закон модуляции.

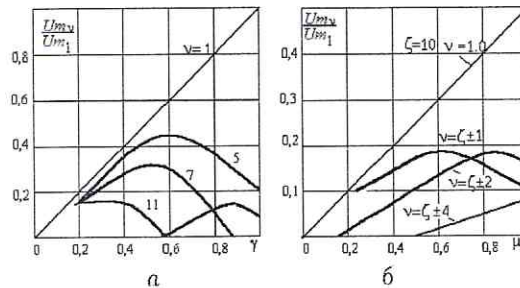


Рис. 4. Гармонический состав выходного напряжения АИН: а — для ШИР на основной частоте; б — для ШИМ при изменении глубины модуляции  $\mu$

Отношение  $\left(\frac{U_{m\nu}}{U_{m1}}\right)$  для рис. 4, а равно

$$\frac{U_{m\nu}}{U_{m1}} = \frac{1}{\nu} \cdot \frac{\sin(\nu\pi\gamma/12)}{\sin(\pi\gamma/12)}. \quad (8)$$

В выражении (8)  $\gamma$  — относительная длительность импульсов управления.

Как видим, в любом случае выходное напряжение инвертора состоит из ряда гармонических составляющих, величина и номер которых определяются соответствующими формулами [3]. В связи с этим если блок преобразователя частоты представить в виде математической модели, то для каждого способа управления потребуется отдельная модель. Для имитационной модели машинно-вентильных систем удобнее представлять напряжение на зажимах машины в виде суммы гармоник

$$U_{\Phi A} = \sum_{\nu=1}^{k\pm 1} U_{m\nu} \sin(\nu\omega t + \alpha); \quad (9)$$

$$k = 0, 1, 5, 7, 11, 13, \dots$$

Изображающий вектор может быть выражен так:

$$\vec{U}_s = \sum_{\nu_{1\Phi}} U_{\text{пр} \nu} e^{j(\omega_1 \nu t + \alpha_{\nu 1})} + \sum_{\nu_{2\Phi}} U_{\text{обр} \nu} e^{-j(\omega_1 \nu t - \alpha_{\nu 2})}. \quad (10)$$

Электромеханические переходные процессы в АД обычно описываются уравнениями в системе координат  $X, Y$ , вращающихся с произвольной угловой частотой  $\omega_x$ . Уравнения (10) преобразуем для этой системы координат:

$$\vec{U}_s(x, y) = \sum_{\nu_{\text{пр}}} U_{\text{пр} \nu} e^{j(\omega_1 \nu t - \omega_x + \alpha_{\nu})} + \sum_{\nu_{\text{обр}}} U_{\text{обр} \nu} e^{-j(\omega_1 \nu t + \omega_x - \alpha_{\nu})}. \quad (11)$$

По отношению к осям, вращающимся с частотой  $\omega_1$ , вместе с потокосцеплением ротора ( $d, q$ )

$$\vec{U}_s(d, q) = \sum_{\nu_{\text{пр}}} U_{\text{пр} \nu} e^{j[\omega_1(\nu-1)t + \alpha_{\nu}]} - \sum_{\nu_{\text{обр}}} U_{\text{обр} \nu} e^{-j[\omega_1(\nu+1)t - \alpha_{\nu}]}. \quad (12)$$

В формулах (9)–(12)  $\nu_{\text{пр}}$ ;  $U_{\text{пр} \nu}$  — номер гармоники и амплитуда напряжения, вращающегося в положительном направлении;  $\nu_{\text{обр}}$ ;  $U_{\text{обр} \nu}$  — номер гармоники и амплитуда напряжения, вращающегося в отрицательном (по часовой стрелке) направлении. Например, после преобразования системы (5) получим следующие выражения для напряжений обмоток статора преобразованной модели АД:

$$\begin{aligned} U_x &= \sqrt{3/2} K_c (b_1 + (b_5 + b_7) \sin 6\omega t + \\ &\quad + (b_{11} + b_{13}) \sin 12\omega t + \dots); \\ U_y &= \sqrt{3/2} K_c (b_1 - (b_5 - b_7) \cos 6\omega t - \\ &\quad - (b_{11} - b_{13}) \cos 12\omega t + \dots). \end{aligned} \quad (13)$$

Выражения (13) дают возможность представить напряжение питания обмоток статора АД в виде суммы гармонических составляющих, причем при выбранной системе координат и  $\omega = \omega_{\text{о.эл}}$  (частоте тока статора) реальные переменные напряжения основной гармоники преобразуются в постоянные напряжения, которые суммируются с переменными

6-й, 12-й и т. д. гармоническими составляющими, т. е. количество гармонических составляющих значительно уменьшается по сравнению с системой уравнений в координатах  $\alpha, \beta$ .

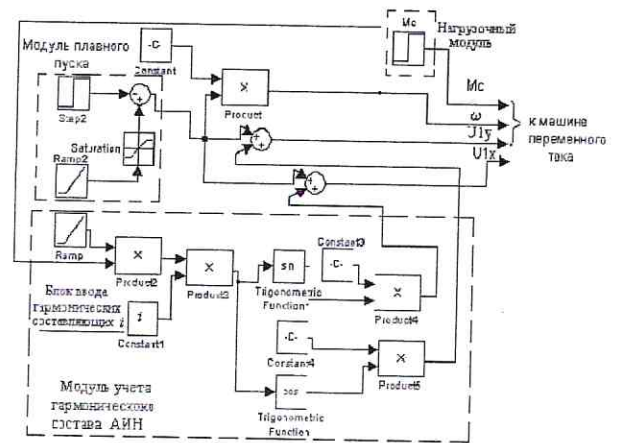


Рис. 5. Имитационная модель преобразователя частоты МВС ЭП

На основании уравнения (12) разработана имитационная модель инвертора напряжения, представленная на рис. 5. Поскольку уравнения обобщенной электрической машины рассматриваются в двухфазной системе координат (например,  $x, y$ ), то питание обмоток статора осуществляется напряжениями  $U_{1x}, U_{1y}$ , величина которых может изменяться в зависимости от заданной частоты питания или произвольным образом. Частота выходного напряжения инвертора формируется отдельным блоком или по закону, например,  $U/f = \text{const}$ . Модель инвертора состоит из модулей, формирующих сигнал задания частоты сети, модуля, формирующего гармонические составляющие, согласно выбранному закону управления, и модуля — формирователя плавного пуска, в состав которого входит блок, изменяющий время плавного пуска  $t_s$ . Ко второму и третьему сумматору возможно подключение при необходимости блоков с дополнительными высшими составляющими повышенной частоты.

## 2. МОДЕЛИРОВАНИЕ АСИНХРОННЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ МВС ЭП

При исследованиях совместной работы системы АИН-АД рационально воспользоваться математической моделью трехфазного асинхронного двигателя, полученной на основе уравнений обобщенной электрической машины [6, 7].

Исследование переходных процессов в цепях переменного тока, питаемых от автоном-

ных инверторов, в ряде случаев при известных допущениях проводится с использованием вращающейся системы координат [7]. Этот метод наиболее рационален и для исследования систем АИН-АД [6].

При этом систему уравнений трехфазной асинхронной машины, записанную в фазных координатах, преобразуют в систему ортогональных координат  $x, y$ , вращающихся в пространстве с некоторой произвольной угловой частотой  $\omega_k$ . Преобразованные уравнения для напряжений статора и ротора имеют следующий вид:

$$\begin{cases} d\psi_{1x}/dt - \omega_k\psi_{1y} + r_1 i_{1x} = U_{1x}; \\ d\psi_{1y}/dt + \omega_k\psi_{1x} + r_1 i_{1y} = U_{1y}; \\ d\psi_{2x}/dt + (\omega_k - \omega_r)\psi_{2y} + r_2 i_{2x} = 0; \\ d\psi_{2y}/dt + (\omega_k - \omega_r)\psi_{2x} + r_2 i_{2y} = 0, \end{cases} \quad (14)$$

где  $\omega_r$  — электрическая частота вращения ротора,  $r_1$  и  $i_1$  — активное сопротивление и ток фазы статора,  $r_2$  и  $i_2$  — приведенные активное сопротивление и ток фазы ротора.

Потокосцепления эквивалентных статорных  $\psi_{1x}, \psi_{1y}$  и роторных  $\psi_{2x}, \psi_{2y}$  контуров в системе координат  $x, y$  определяются собственной индуктивностью  $L_1$  или  $L_2$  и взаимной индуктивностью  $L_{12}$  с другой обмоткой, расположенной на той же оси. Взаимодействие с токами других обмоток отсутствует, так как их оси сдвинуты на электрических угол, равный  $90^\circ$ :

$$\begin{aligned} \psi_{1x} &= L_1 i_{1x} + L_{12} i_{2x}; & \psi_{1y} &= L_1 i_{1y} + L_{12} i_{2y}; \\ \psi_{2x} &= L_2 i_{2x} + L_{12} i_{1x}; & \psi_{2y} &= L_2 i_{2y} + L_{12} i_{1y}. \end{aligned} \quad (15)$$

Электромагнитный момент обобщенной машины при этом равен

$$M = p_n (\psi_{1x} i_{1y} - \psi_{1y} i_{1x}),$$

а уравнение для частоты вращения ротора имеет вид

$$M - \text{sign}(\omega_r) M_c = \frac{J}{p_n} \frac{d}{dt} \omega_r, \quad (16)$$

где  $M_c$  — момент сопротивления на валу,  $J$  — момент инерции двигателя,  $p_n$  — число пар полюсов машины.

Полагаем, что обмотки статора питаются от идеального симметричного двухфазного источника напряжения типа

$$\begin{aligned} U_{1\alpha} &= U_{1\max} \cos(\omega_{\text{оэл}} t + \varphi); \\ U_{1\beta} &= U_{1\max} \sin(\omega_{\text{оэл}} t + \varphi), \end{aligned} \quad (17)$$

где  $\varphi$  — угол смещения векторов потокоцепления и тока статора относительно питающего напряжения. Полагая в дальнейшем для АД, что преобразованная система координат вращается с синхронной частотой питания обмоток статора (оси  $x, y$ ), т. е.  $\omega_{\text{оэл}} = \omega_k$ , реальные преобразованные переменные напряжения (17), приложенные к обмоткам статора, в синхронно вращающихся осях преобразуем в постоянные напряжения [5]

$$U_{1x} = U_1, \quad U_{1y} = U_1 = \text{const} \quad \text{при } \varphi = 45^\circ. \quad (18)$$

Подобная замена синусоидальных переменных постоянными, достигаемая преобразованием к соответствующим осям координат, существенно упрощает моделирование и анализ результатов при исследовании динамических процессов машин переменного тока.

Решив уравнения (14) относительно потокоцепления, можно записать систему уравнений математической модели трехфазного асинхронного двигателя в системе координат  $x, y$ , вращающихся с частотой вращения тока статора [5]:

$$\begin{aligned} \frac{d\psi_{1x}}{dt} &= -\frac{R_1 L_2}{L_1 L_2 - L_{12}^2} \psi_{1x} + \frac{R_1 L_{12}}{L_1 L_2 - L_{12}^2} \psi_{2x} + \\ &\quad + U_{1x} + \omega_{\text{оэл}} \psi_{1y}; \\ \frac{d\psi_{1y}}{dt} &= -\frac{R_1 L_2}{L_1 L_2 - L_{12}^2} \psi_{1y} + \frac{R_1 L_{12}}{L_1 L_2 - L_{12}^2} \psi_{2y} + \\ &\quad + U_{1y} - \omega_{\text{оэл}} \psi_{1x}; \\ \frac{d\psi_{2x}}{dt} &= -\frac{R'_2 L_1}{L_1 L_2 - L_{12}^2} \psi_{2x} + \frac{R'_2 L_{12}}{L_1 L_2 - L_{12}^2} \psi_{1x} + \\ &\quad + (\omega_{\text{оэл}} - \omega_r) \psi_{2y}; \\ \frac{d\psi_{2y}}{dt} &= -\frac{R'_2 L_1}{L_1 L_2 - L_{12}^2} \psi_{2y} + \frac{R'_2 L_{12}}{L_1 L_2 - L_{12}^2} \psi_{1y} - \\ &\quad - (\omega_{\text{оэл}} - \omega_r) \psi_{2x}; \\ \frac{d}{dt} \omega_r &= \frac{p_n}{J} \left[ \frac{p_n L_{12}}{L_1 L_2 - L_{12}^2} (\psi_{1y} \psi_{2x} - \psi_{1x} \psi_{2y}) - \right. \\ &\quad \left. - \text{sign}(\omega_r) M_c \right]. \end{aligned} \quad (19)$$

Система уравнений (19) является существенно нелинейной из-за наличия произведения переменных и перекрестных связей и изменяющейся частоты вращения ротора, в то же время наиболее полной, учитывающей все переменные исходной системы уравнений. Общими методами анализа электро-механических переходных процессов АД являются численные решения дифференциальных

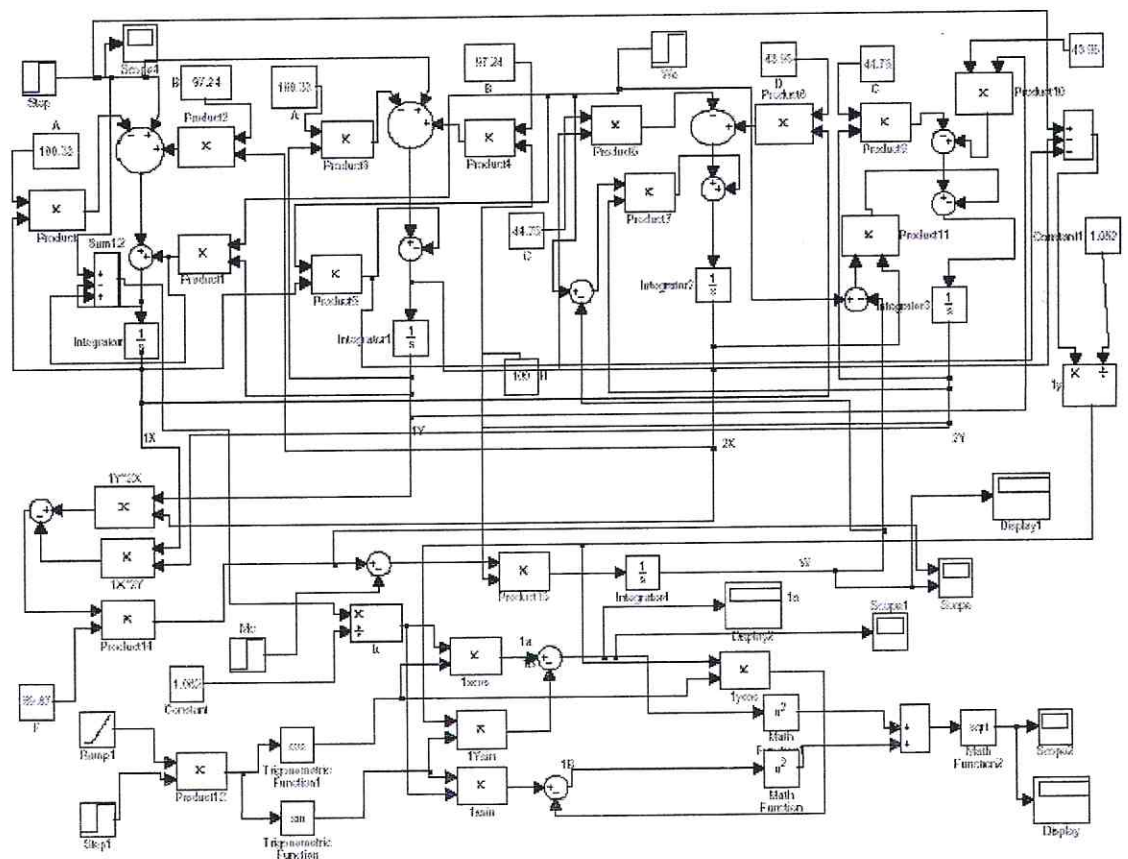


Рис. 6

уравнений с использованием пакетов визуального моделирования, например, MatLab. Предлагаемая структурная схема для имитационного моделирования, соответствующая математической модели асинхронного двигателя при питании от источника постоянного входного воздействия, показана на рис. 6.

Если источник питания модели реализует один из законов модуляции с соответствующим набором гармоник и плавный пуск, то модель имеет вид, согласно рис. 7. Блок возмущающих воздействий реализует нагрузку на валу двигателя, от статической до вентиляторной.

Модель самого асинхронного двигателя показана в виде подмодели (subsystem). Поскольку модель АИН-АД разработана применительно к вращающейся системе координат, то для получения реальных параметров исходная система уравнений (19) имеет блоки для получения реальных токов обмоток статора  $i_{1\alpha}$  и  $i_{1\beta}$ , согласно выражениям:

$$\begin{aligned} i_{1\alpha} &= i_{1x} \cos \omega_{\text{оэл}} t - i_{1y} \sin \omega_{\text{оэл}} t, \\ i_{1\beta} &= i_{1x} \sin \omega_{\text{оэл}} t + i_{1y} \cos \omega_{\text{оэл}} t, \end{aligned} \quad (20)$$

где

$$\begin{aligned} i_{1x} &= \frac{\psi_{1x} L_2 - \psi_{2x} L_{12}}{L_1 L_2 - L_{12}^2}, \\ i_{1y} &= \frac{\psi_{1y} L_2 - \psi_{2y} L_{12}}{L_1 L_2 - L_{12}^2} \end{aligned}$$

— токи обмоток статора в приведенных осях вращения.

Принятая имитационная модель трехфазного асинхронного двигателя была взята за базовую при всех дальнейших исследованиях МВС ЭП и разных способах управления инвертором и двигателем.

Ниже приведены результаты моделирования асинхронного двигателя общепромышленного (4А100/Л4У3) назначения, каталожные данные которого:

4А100/Л4У3 —  $U_H = 220$  В,  $f = 50$  Гц,  $P_H = 4$  кВт,  $I_H = 5,24$  А,  $n_H = 1431$  об/мин,  $J_H = 0,108$  кг·м<sup>2</sup>,  $\eta_H = 0,84$ ,  $\cos \varphi_H = 0,84$ ,  $p_n = 2$ ,  $n_c = 1500$  об/мин,  $s = 5,3\%$ ,  $M_{\text{max}} = 104,13$  Нм,  $M_{\text{min}}/M_H = 1,6$ ,  $M_H/M_H = 2$ ,  $I_H/I_H = 6$ ,  $I_0 = 2$  А,  $L_1 = 0,00624$  Гн,  $L_2' = 0,0107$  Гн,  $L_m = 0,189$  Гн,  $r_1 = 1,66$  Ом,  $r_2' = 1,27$  Ом,  $r_m = 0$ .

На рис. 8 показаны семейства характеристик  $\omega = f(t)$  и  $I = f(t)$ , полученные на ими-

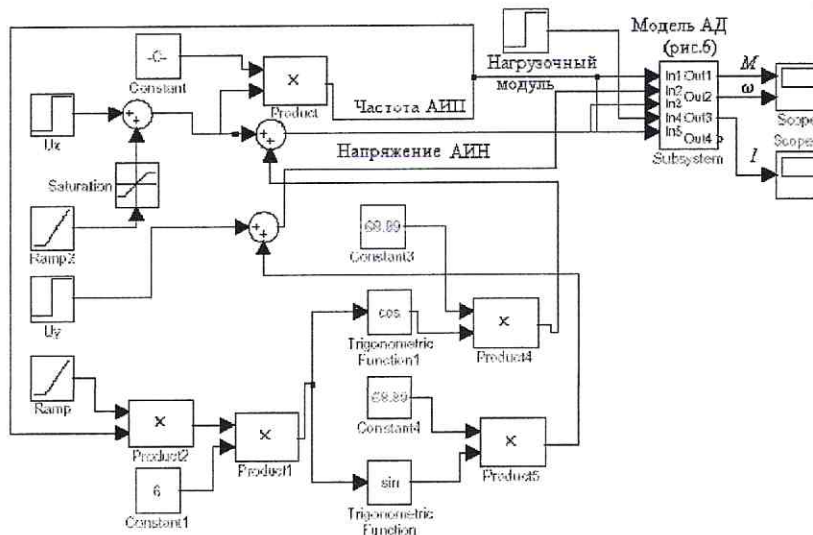


Рис. 7

тационной модели при прямом пуске двигателя (рис. 8, а–б), запускаемого без нагрузки ( $M_c = 0$ ), с последующим набросом нагрузки ( $M_c = 0,7M_{ном}$ ) (при  $t = 0,6$  с). Вид характеристик совпадает с экспериментальными кривыми, приведенными в [6], что подтверждает адекватность модели.

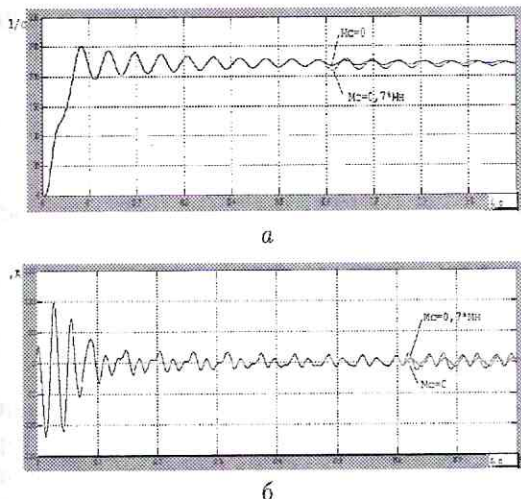


Рис. 8. Временные зависимости частоты вращения (а) и тока статора (б) при прямом пуске АД

Например, расхождение контрольных параметров двигателя серии 4А (максимального момента и тока статора) от экспериментальных данных при соответствующих каталожных составляет не более 10–13%. Характеристики показывают нежелательность использования прямого пуска для АД в бортовых системах и других электроприводах, питаемых от источников ограниченной мощности, в основном, из-за больших ударных значений пускового тока, что приводит к необходимости увеличения запаса по току силовых

транзисторов источника. Исследование работы АД от АИП с плавным пуском представлено зависимостями на рис. 9, а–б.

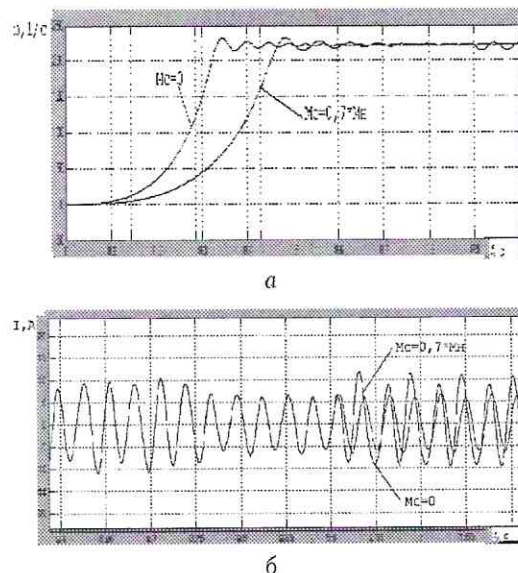


Рис. 9. Временные зависимости частоты вращения (а) и тока статора (б) при плавном пуске АД

Зависимости наглядно показывают преимущества плавного пуска машины от преобразователя частоты с плавным пуском. Кроме представленных, были сняты зависимости при частотном управлении АД как вверх, так и вниз от номинальных данных источника питания. На рис. 10 представлены зависимости, аналогичные рис. 9, при наличии высших гармоник в напряжении питания.

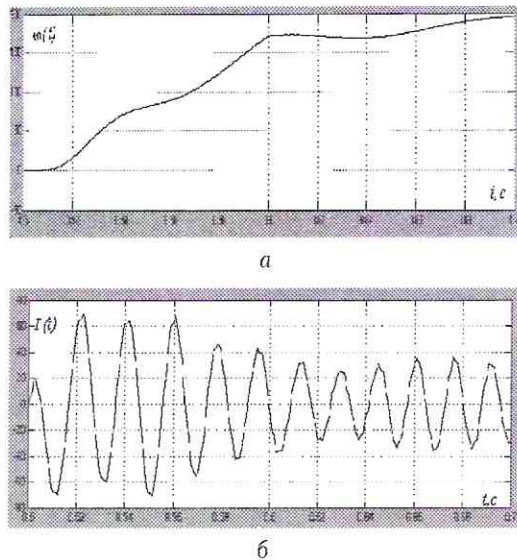


Рис. 10. Временные зависимости частоты вращения (а) и тока статора (б) при плавном пуске АД при питании от инвертора с ШИМ

### 3. МОДЕЛИРОВАНИЕ СИНХРОННЫХ РЕАКТИВНЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ МВС ЭП

Для исследования электромагнитных процессов в синхронных реактивных приводах разработана математическая модель на базе теории обобщенной электрической машины, фазных и координатных преобразований в осях  $d$ - $q$ , жестко связанных с ротором двигателя [3].

В рассматриваемых режимах работы скорость вращения ротора остается постоянной в установившемся режиме. Так как напряжение, подводимое к обмотке статора, и частота в сети постоянны, то результирующий вектор напряжения вращается с постоянной, синхронной скоростью. Поэтому положение ротора удобно определять углом  $\theta$  между осью  $q$  и результирующим вектором напряжения (рис. 11). В установившемся синхронном режиме  $\theta$  представляет собой постоянный угол нагрузки.

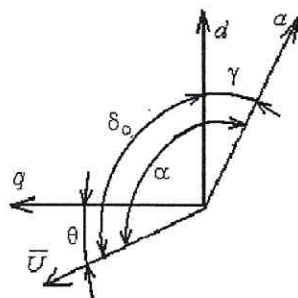


Рис. 11. Векторная диаграмма преобразования координат

При переменной скорости вращения положение ротора СРД относительно фазы  $a$  об-

мотки статора определяется углом  $\gamma$ , который можно представить в виде

$$\gamma = \omega t = \alpha - \theta - \pi/2, \quad \alpha = \omega_1 t + \alpha_0 \quad (21)$$

Составляющие напряжения  $U_d$ ,  $U_q$  представляют как

$$U_d = -U \sin \theta, \quad U_q = U \cos \theta. \quad (22)$$

Угловую скорость вращения ротора и скольжение определяем согласно:

$$\begin{aligned} \omega &= \frac{d\gamma}{dt} = \frac{d\alpha}{dt} - \frac{d\theta}{dt} = \omega_1 - \frac{d\theta}{dt}; \\ s &= \frac{\omega_1 - \omega}{\omega_1} = \frac{1}{\omega_1} \frac{d\theta}{dt}. \end{aligned} \quad (23)$$

В данном случае моделирование наиболее рационально осуществить, применяя относительные единицы. За базовые значения примем:

- амплитудное значение номинального фазового напряжения обмотки статора

$$U_b = U_{\text{ном}};$$

- амплитудное значение номинального фазового тока статора

$$I_b = I_{\text{ном}} = \frac{P}{\eta \cos \varphi \cdot 3U_{\text{ном}}};$$

где  $\eta$ ,  $\cos \varphi$  — КПД и коэффициент мощности двигателя;

- синхронную угловую частоту

$$\omega_b = \omega_{\text{ном}} = 2\pi f_{\text{ном}}.$$

Учитывая изложенное, уравнения равновесия напряжений обмоток статора и ротора, а также уравнение движения можно записать аналогично (9). Для СРД уравнения движения будут иметь вид

$$\begin{aligned} p\Psi_d &= -U \sin \theta - r i_d + (1-s)\Psi_q; \\ p\Psi_q &= U \cos \theta - r i_q + (1-s)\Psi_d; \\ p\Psi_{rd} &= -r_{rd} i_q; \\ p\Psi_{rq} &= -r_{rq} i_d; \\ H_{ps} &= M_{\text{ст}} - i_q \Psi_d + i_d \Psi_q. \end{aligned} \quad (24)$$

При моделировании целесообразно из первых четырех уравнений определить потокосцепления  $\Psi_d$ ,  $\Psi_q$ ,  $\Psi_{rd}$ ,  $\Psi_{rq}$ , предполагая, что угол  $\theta$  и токи могут быть получены из решения других уравнений.



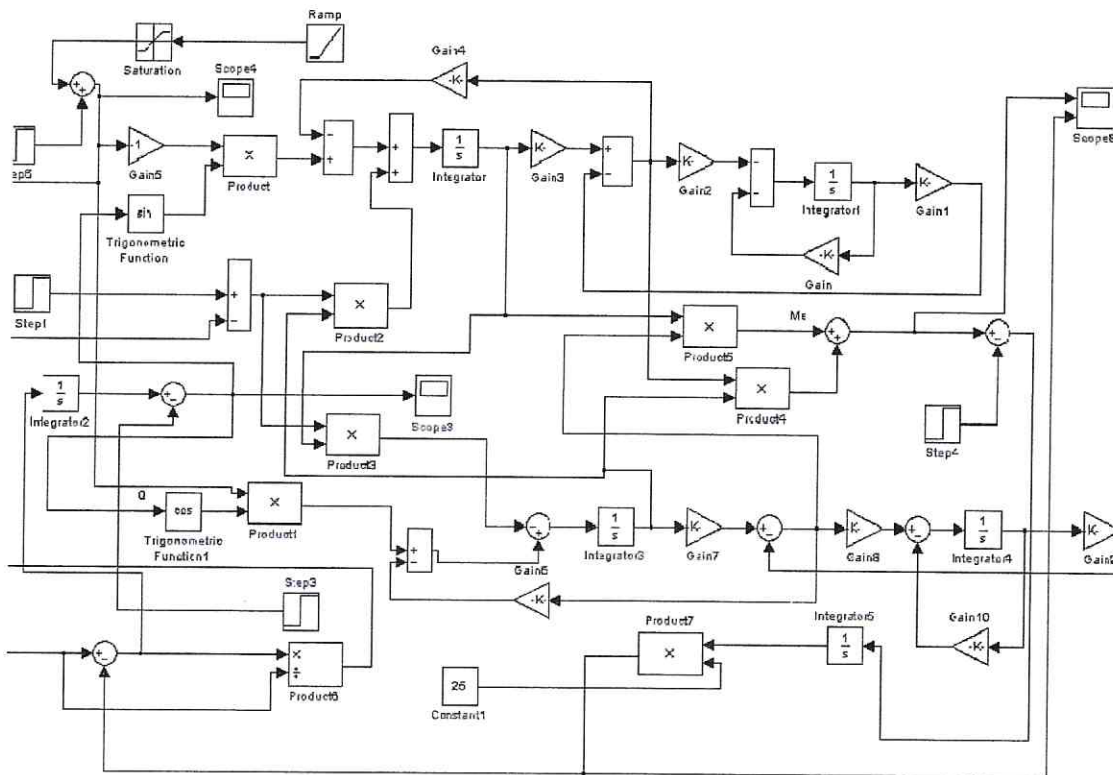


Рис. 12 Имитационная модель электропривода СРД

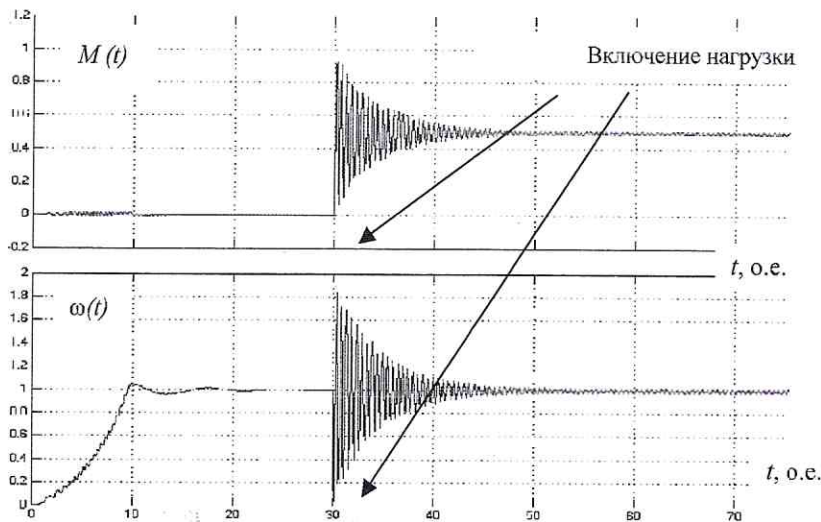


Рис. 13. Характеристики электропривода СРД  $M = f(t)$  и  $\omega = f(t)$  при  $M_c = 0,5$  о.е. при номинальных параметрах источника питания

В результате получаем систему (25), которая при заданных параметрах и напряжении  $U$  состоит из семи уравнений и содержит семь переменных  $\theta, \Psi_d, \Psi_q, \Psi_{rd}, \Psi_{rq}, i_d, i_q$ , время является независимой переменной, а скольжение  $S$  определяется уравнением (23).

$$\begin{aligned}
 p\Psi_d &= -U \sin \theta - r i_d + (1-s)\Psi_q; \\
 p\Psi_q &= U \cos \theta - r i_q + (1-s)\Psi_d; \\
 p\Psi_{rd} &= -\frac{1}{T_d} \Psi_{rd} + \frac{x_{ad}}{T_d} i_d; \\
 p\Psi_{rq} &= -\frac{1}{T_q} \Psi_{rq} + \frac{x_{aq}}{T_q} i_q; \\
 i_d &= -\frac{1}{x'_d} \Psi_d - \frac{x_{ad}}{x'_d x_{rd}} \Psi_{rd}; \\
 i_q &= -\frac{1}{x'_q} \Psi_q - \frac{x_{aq}}{x'_q x_{rq}} \Psi_{rq}; \\
 H_{ps} &= M_{CT} - i_q \Psi_d + i_d \Psi_q.
 \end{aligned}
 \tag{25}$$

Параметры математической модели СРД мощностью 3 кВт:

• в абсолютных величинах:  $U_H = 220$  В,  $r = 1,91$  Ом,  $T_d = 45,2$  эл. с,  $T_q = 8,71$  эл. с,  $X_d'' = 5,74$  Ом,  $X_q'' = 8,85$  Ом,  $X_{rd} = 70,5$  Ом,  $X_{rq} = 9,54$  Ом,  $p = 2$ ,  $X_{ad} = 68,81$  Ом,  $X_{aq} = 7,41$  Ом;

• в относительных величинах:  $U_H = 1$  о. е.,  $r = 0,065$  о. е.,  $T_d = 45,2$  эл. с.,  $T_q = 8,71$  эл. с.,  $X_d'' = 0,196$  о. е.,  $X_q'' = 0,199$  о. е.,  $X_{rd} = 2,404$  о. е.,  $X_{rq} = 0,325$  о. е.,  $p = 2$ ,  $X_{ad} = 2,346$  о. с.,  $X_{aq} = 0,253$  о. с.

Схема математической модели СРД, реализованной в системе Matlab 5.2 с помощью комплекта имитационного моделирования Simulink, приведена на рис. 11. Модель источника питания СРД позволяет изменять параметры питания (напряжение и частоту) по закону частотного управления  $U/f = \text{const}$ , а также законы плавного пуска с регулируемой величиной времени пуска. Кроме того, в модели предусмотрен запуск привода при холостом ходе с последующим включением постоянной нагрузки  $M_c$ . Результаты моделирования в виде временных характеристик представлены на рис. 12.

Полученные результаты моделирования показали полную сходимость с экспериментальными характеристиками и подтвердили адекватность имитационной модели. Исследования системы показывают, что с изменением частоты питающего напряжения ( $U/f = \text{const}$ ) пропорционально уменьшается частота вращения СРД, а также уменьшается максимальный момент, при котором сохраняется синхронный режим работы машины. Проведенный теоретический анализ и полученные результаты имитационного моделирования позволяют определить область устойчивой работы электропривода при заданном диапазоне нагрузок, тем самым определить область возможного применения электропривода с СРД.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Колесов, Ю. Б. Имитационное моделирование сложных динамических систем / Ю. Б. Колесов, Ю. Б. Сеничкин. <http://www.Exponenta.ru>.
2. Герман-Галкин С. Г. Компьютерное моделирование полупроводниковых систем / С. Г. Герман-Галкин. С.-Пб.: Корона-Принт, 2001. 320 с.
3. Пат. № 2240594 РФ. Устройство формирования выходного напряжения автономно-

го инвертора для управления асинхронным двигателем / А. М. Денисов, Л. Э. Рогинская, Н. Г. Уразбахтина. МКИ6 С 02 7G 05F 1/247, Н02М 7/48, Н02Р 21/00. Оpubл. 20.11.04. Бюл. № 32.

4. Рогинская, Л. Э. Исследование режимов работы автономного инвертора ограниченной мощности и электромеханических преобразователей с помощью ЭВМ / Л. Э. Рогинская, А. В. Стыскин, Н. Г. Уразбахтина // Новые информационные технологии в преподавании электротехнических дисциплин НИТЭ-98: матер. 4-й междунар. конф. Астрахань, 1998. С. 150–154.
5. Копылов, И. В. Математическое моделирование электрических машин / И. П. Копылов. М.: Высшая школа, 2000. 450 с.
6. Геллер Б. Высшие гармоники в асинхронных машинах / Б. Геллер, В. Гамата / Пер. с англ. Под ред. З. Г. Каганова. М.: Энергия, 1981. 220 с.

#### ОБ АВТОРАХ



**Рогинская Любовь Эммануиловна**, проф. каф. электро-механики. Дипл. инж.-электромех. (НГТУ, 1959). Д-р техн. наук по полупроводн. преобраз. электроэнергии (МЭИ, 1994). Иссл. в обл. электромех., электромагн. и полупроводн. преобраз. параметров электроэнергии.



**Стыскин Андрей Владиславович**, доц. той же каф. Дипл. инж.-электр. (УГАТУ, 1991). Канд. техн. наук (УГАТУ, 1999). Иссл. в обл. электромех., электромагн. и полупроводн. преобраз. параметров электроэнергии.



**Уразбахтина Нэля Гиנדулаевна**, доц. каф. электро-оборуд. ЛА и наземн. транспорта. Дипл. инж. электрон. техн. (УАИ, 1969). Канд. техн. наук (УАИ, 1974). Иссл. в обл. электромех., электромагн. и полупроводн. преобраз. параметров электроэнергии.