

ОСНОВЫ ТЕОРИИ ОБОБЩЕННОГО ЭНЕРГОПОТОКА ТРЕХФАЗНЫХ ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

В.И. Смолин, И.Г. Топольская

Рассмотрены свойства мгновенных энергетических преобразований в трехфазных цепях электромеханических устройств. В результате суммирования мгновенных значений энергии и мощности отдельных фаз и инвариантного перехода к обобщенному энергопотoku получены уравнения динамического баланса активной и реактивной мощности электромеханических преобразователей. Показано, что обобщенные переменные суммарного энергопотoka имеют аналоговый характер, как в цепях постоянного тока. Данное свойство позволило получить качественно новые аналоговые модели электромеханических устройств. На конкретном примере исследованы динамические свойства аналоговой энергетической модели и показан квазидинамический характер уравнений обобщенного энергопотoka. Приведены примеры использования энергетического метода для решения задачи мониторинга нагрузки трехфазного асинхронного привода и получения переменных, недоступных для прямого измерения. Рассмотрена вариационная задача настройки параметров энергетической модели по наиболее точным техническим данным асинхронного двигателя.

Ключевые слова: электромеханический преобразователь, мгновенные энергетические преобразования, баланс мощности, асинхронный электропривод, мониторинг нагрузки.

Введение

Методы анализа электромагнитных процессов электромеханических преобразователей (ЭМП), базирующиеся на естественной трехфазной системе источника электрической энергии, не получили широкого применения. Алгоритмы управления ЭМП разрабатываются в настоящее время на основе теории двухфазной обобщенной электрической машины [1] с прямым и обратным преобразованием трехфазных координат. Конечная цель этих преобразований заключается в получении текущих значений переменных управления по мгновенным параметрам ЭМП, доступным для прямого измерения. Непосредственному решению этой задачи в трехфазной системе координат препятствует частотно-скоростная зависимость потокоцеплений и индуктивностей системы уравнений электромагнитного равновесия ЭМП. Это препятствие преодолевается в настоящей работе методом суммирования мгновенных значений энергии и мощности отдельных фаз, инвариантного перехода к обобщенному энергопотoku и получению качественно новой энергетической модели ЭМП.

Сфера применения энергетического метода анализа и синтеза ЭМП постепенно расширяется в области мониторинга нагрузки [2–5], исследования электромагнитных процессов [6], решения задач управления [7–9]. Возникла необходимость в системном изложении основных положений данного метода и его применения к решению прикладных задач управления.

Свойства мгновенных энергетических преобразований ЭМП

Решение поставленной задачи выполним с ориентацией на электромеханические преобразования в асинхронных (АД) и синхронных (СД)

двигателях. Трехфазную систему ЭМП считаем симметричной и линейной, а напряжения (токи) трехфазного источника энергии – синусоидальными. Обозначим функциями $W_1(t)$ и $P_1(t)$ обобщенный энергопоток и суммарную мощность на входе трехфазной электромагнитной системы ЭМП в текущий момент времени t :

$$W_1(t) = \int_{t_n}^t P_1(t) dt + W_1(t_n),$$

$$\text{где } P_1(t) = u_a \cdot i_a + u_b \cdot i_b + u_c \cdot i_c, \quad (1)$$

t_n – начало отсчета, соответствующее окончанию переходных процессов режима пуска.

Уравнение (1) определяет взаимосвязь обобщенного энергопотoka с мгновенными значениями токов и напряжений фаз ЭМП в режимах прямого электромеханического преобразования. Аналогичные обозначения введем и для энергопотoka на выходе ЭМП:

$$W_2(t) = \int_{t_n}^t P_2(t) dt + \frac{J \cdot \omega^2(t_n)}{2},$$

$$\text{где } P_2(t) = \omega(t) \cdot M_c(t), \quad (2)$$

$\omega(t)$ и $M_c(t)$ – мгновенные угловая скорость и момент сил сопротивления эквивалентной механической нагрузки.

Представляя электромагнитную систему ЭМП в виде соответствующей схемы замещения, рассмотрим отдельные составляющие энергопотoka $W_1(t)$:

$$W_{ЭМ}(t) = \int_0^t P_{ЭМ}(t) dt,$$

$$\text{где } P_{ЭМ}(t) = \begin{cases} (i_{2a}^2 + i_{2b}^2 + i_{2c}^2) \cdot R_H & (\text{АД}); \\ e_{2a} \cdot i_{2a} + e_{2b} \cdot i_{2b} + e_{2c} \cdot i_{2c} & (\text{СД}); \end{cases}$$

$$\Delta W_{\Sigma}(t) = \int_0^t \Delta P_{\Sigma}(t) dt,$$

где $\Delta P_{\Sigma}(t) = (i_{2a}^2 + i_{2b}^2 + i_{2c}^2) \cdot R_{\Pi};$

$$\Delta W_0(t) = \int_0^t \Delta P_0(t) dt,$$

где $\Delta P_0(t) = (i_{0a}^2 + i_{0b}^2 + i_{0c}^2) \cdot R_0;$ (3)

$$W_{L0}(t) = \frac{L_0 \cdot (i_{0a}^2 + i_{0b}^2 + i_{0c}^2)}{2},$$

где

$$P_{L0}(t) = \frac{dW_{L0}(t)}{dt} = L_0 \cdot (i_{0a}' \cdot i_{0a}' + i_{0b}' \cdot i_{0b}' + i_{0c}' \cdot i_{0c}');$$

$$W_{Ls}(t) = \frac{L_s \cdot (i_{2a}^2 + i_{2b}^2 + i_{2c}^2)}{2},$$

где $P_{Ls}(t) = \frac{dW_{Ls}(t)}{dt} = L_s \cdot (i_a' \cdot i_a' + i_b' \cdot i_b' + i_c' \cdot i_c');$

$$W_M(t) = M \cdot (i_a \cdot i_b + i_a \cdot i_c + i_b \cdot i_c),$$

где $P_M = \frac{dW_M(t)}{dt}.$

Индексами в (3) обозначены следующие виды энергии и мощности: «ЭМ» – электромагнитная, «Э» – электрических потерь, «0» – магнитных потерь, «L0» – рабочего магнитного поля, «Ls» – магнитного поля рассеивания, «M» – взаимной индуктивности, i' – производная соответствующего тока.

Из уравнения (3) следует, что обобщенный энергопоток характеризуется во временной области квадратичной или мультипликативной зависимостью от мгновенных значений токов и напряжений. Рассмотрим данный фактор более подробно. Обозначим соответствующую квадратичную сумму мгновенных токов уравнений (3) в виде $I_1^2(t)$, $I_0^2(t)$, $I_2^2(t)$, а переменные $I_1(t)$, $I_0(t)$, $I_2(t)$ – обобщенными или эквивалентными токами. В монографии А.А. Горева [10] они обозначены как модули изображающих векторов токов, в [11, 12] – модули результирующих или обобщенных токов. Как режимные параметры обобщенного энергопотока эквивалентные токи являются скалярными переменными, обладающие свойством:

$$\begin{aligned} I_0^2(t) &= i_{0a}^2 + i_{0b}^2 + i_{0c}^2 = 1,5 \cdot I_{0m}^2(t); \\ I_1^2(t) &= i_a^2 + i_b^2 + i_c^2 = 1,5 \cdot I_{1m}^2(t); \\ I_2^2(t) &= i_{2a}^2 + i_{2b}^2 + i_{2c}^2 = 1,5 \cdot I_{2m}^2(t), \end{aligned} \quad (4)$$

где $I_{0m}(t)$, $I_{1m}(t)$, $I_{2m}(t)$ – амплитудные значения соответствующих фазных токов.

Если считать процесс электромеханического преобразования энергии достаточно медленным, так что токи и напряжения электромагнитной системы ЭМП не отличаются существенно от синусоидальных, то амплитудные значения токов и соответствующие им эквивалентные токи являют-

ся плавно изменяющимися функциями времени, как в цепях постоянного тока. В установившихся режимах ЭМП $I_0, I_1, I_2 = \text{const}.$

Обозначим сумму квадратов мгновенных напряжений фаз однотипных активных и индуктивных элементов электромагнитной системы ЭМП в виде $U_1^2(t)$, $U_{Rn}^2(t)$, $U_{Rn}^2(t)$, $U_{L0}^2(t)$, $U_{Ls}^2(t)$, а переменные $U_1(t)$, ..., $U_{Ls}(t)$ – обобщенными или эквивалентными напряжениями. По аналогии с токами отметим справедливость вышеуказанного свойства и для квадратичных форм мгновенных напряжений:

$$\begin{aligned} U_1^2(t) &= u_a^2 + u_b^2 + u_c^2 = 1,5 \cdot U_{1m}^2(t); \dots; \\ U_{Ls}^2(t) &= u_{Lsa}^2 + u_{Lsb}^2 + u_{Lsc}^2 = 1,5 \cdot U_{Lsm}^2(t), \end{aligned} \quad (5)$$

где U_{1m}, \dots, U_{Lsm} – амплитудные значения соответствующих напряжений.

Аналоговые свойства эквивалентных токов и напряжений объясняются реализацией в электромагнитной системе ЭМП тригонометрического преобразования: $i_a^2 = I_{1m}^2 \cdot \sin^2 \omega_0 t = 0,5 \cdot I_{1m}^2 + 0,5 \cdot I_{1m}^2 \cdot \cos 2\omega_0 t.$ При суммировании квадратичных значений мгновенных токов и напряжений синусоидальные составляющие частоты $2\omega_0$ образуют симметричную систему обратной последовательности и взаимно компенсируются. Эквивалентные токи и напряжения становятся чисто активными, не содержащими реактивных составляющих.

В [13] показано, что суммарная мгновенная мощность любой симметричной трехфазной цепи:

$$\begin{aligned} P_1(t) &= u_a \cdot i_a + u_b \cdot i_b + u_c \cdot i_c = \\ &= 1,5 \cdot U_{1m}(t) \cdot I_{1m}(t) \cdot \cos \varphi_1(t), \end{aligned} \quad (6)$$

где $\varphi_1(t)$ – мгновенное значение фазового сдвига между синусоидальным напряжением и током каждой фазы. Применительно к электромагнитной системе ЭМП это означает, что мгновенная мощность энергопотока является чисто активной плавно изменяющейся функцией. Аналогично эквивалентным токам и напряжениям гармонические составляющие мгновенной мощности каждой фазы взаимно компенсируются. Их суммарная мгновенная мощность $Q_{1*}(t) = 0.$ Учитывая, что механическая часть привода не потребляет реактивную мощность даже при наличии упругих связей [14], в энергопотоке соблюдается баланс $Q_{1*}(t) = Q_2(t) = 0.$ В общепринятой методике расчета Q_{Φ} определяется в виде среднеквадратичного значения мгновенной реактивной мощности фазы. В этом случае $Q_1 = Q_a + Q_b + Q_c = 3Q_{\Phi}.$

Отсутствие в энергопотоке $W_1(t)$ импульсных составляющих частоты ω_0 означает идеальную плавность электромеханического преобразования энергии. С этой точки зрения симметричный трехфазный ЭМП подобен машине постоянного тока. Многофазное исполнение ЭМП может либо воспроизвести, либо ухудшить это качество, а в

Электромеханические системы

индукторных машинах с импульсным энергоносителем к этому идеалу можно лишь приблизиться путем увеличения числа катушек статора. Процесс формирования обобщенного энергопотока показан качественно на рис. 1.

Возвращаясь к уравнениям (3), рассмотрим влияние индуктивных элементов на характеристики обобщенного энергопотока [15]. Энергию индуктивностей L_i симметричной трехфазной цепи можно выразить через соответствующий эквивалентный ток

$$W_{Li}(t) = \frac{L_i \cdot (i_{ai}^2 + i_{bi}^2 + i_{ci}^2)}{2} = \frac{L_i \cdot I_i^2(t)}{2}. \quad (7)$$

Суммарная мощность, обусловленная изменением энергии магнитного поля индуктивностей,

$$P_{Li}(t) = L_i \cdot (i_{ai} \cdot i'_{ai} + i_{bi} \cdot i'_{bi} + i_{ci} \cdot i'_{ci}). \quad (8)$$

Необходимость дифференцирования фазных токов затрудняет реализацию уравнения (8). Практический интерес представляет определение мощности индуктивных элементов по квазидинамическому уравнению [16]

$$P_{Li}(t) \cong L_i \cdot I_i(t) \cdot \frac{dI_i(t)}{dt}. \quad (9)$$

Результаты вычислений по (8) и (9) совпадают, если фазные токи индуктивных элементов остаются в процессе электромеханического преобразования синусоидальными и симметричными. Погрешность расчетов по квазидинамическому уравнению достигает наибольшего значения в случаях импульсного возмущения энергопотока со стороны механической нагрузки или управления.

В установившихся режимах работы ЭМП

энергия $W_{Li}(t)$ постоянна и развиваемая магнитным полем мощность равна нулю. В режимах возрастающих нагрузок индуктивные элементы L_{Si} , располагающиеся в цепи передачи энергии последовательно, выступают в роли потребителей, запасая дополнительную энергию в магнитном поле. При этом мощность $P_{Li}(t)$ является чисто активной и положительной (утечки энергии суммарного потока). В режимах уменьшения нагрузок происходит обратный процесс возврата энергии в общий энергопоток. Противоположные энергетические процессы происходят в индуктивностях L_{oi} параллельных ветвей.

Таким образом, индуктивные элементы обуславливают протекание двух независимых друг от друга энергетических процессов: быстроменяющегося с частотой $2\omega_0$ обмена энергии между фазой источника и магнитным полем фазы индуктивности и более медленным аналоговым процессом накопления и рекуперации энергии в обобщенном энергопотоке. Эти процессы учитываются в виде составляющих $P_{Li}(t)$ активной и $Q_{Li} = I_{Li}^2 \cdot X_{Li}$ реактивной мощностей. Причем баланс реактивной мощности касается только электромагнитного взаимодействия ЭМП с источником энергии.

Выполненные исследования позволяют представить динамический баланс активной мощности обобщенного энергопотока в следующем виде:

$$\begin{aligned} U_1(t) \cdot I_1(t) \cdot \cos \varphi_1(t) &= \\ &= \omega(t) \cdot M_c(t) + \sum R_{III} \cdot I_i^2(t) + \\ &+ J \cdot \omega(t) \cdot \frac{d\omega(t)}{dt} + \sum P_{Li}(t). \end{aligned} \quad (10)$$

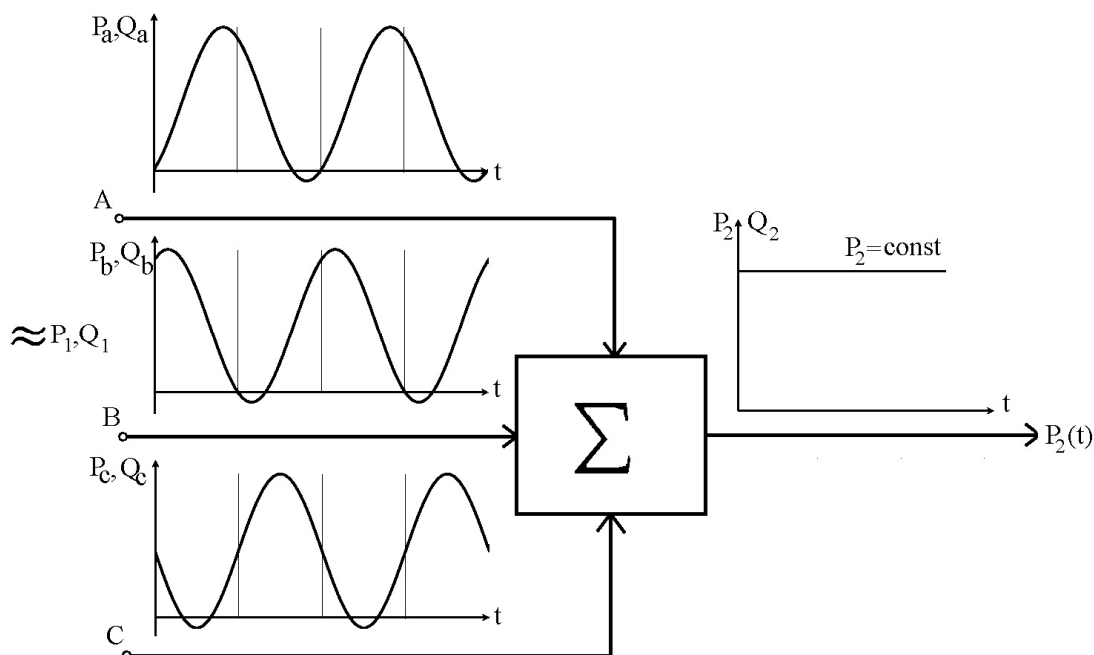


Рис. 1. Иллюстрация мгновенных энергетических преобразований в трехфазных ЭМП без учета потерь

Дополнив (10) уравнением баланса реактивной мощности

$$U_1(t) \cdot I_1(t) \cdot \sin \varphi_1(t) = \sum (I_i^2(t) \cdot X_{Li}), \quad (11)$$

получим математическую модель обобщенного энергопотока в эквивалентных токах и напряжениях.

Разделив левую и правую части уравнения (10) на угловую скорость $\omega(t)$, получим динамический баланс моментов:

$$M_c(t) = M_{эм}(t) - \Delta M_{эм}(t) - \Delta M_J(t),$$

$$M_{эм} = \frac{U_1(t) \cdot I_1(t) \cdot \cos \varphi_1(t) - \sum R_i \cdot I_i^2(t)}{\omega(t)}, \quad (12)$$

$$\Delta M_{эм}(t) = \frac{\sum P_{Li}(t)}{\omega(t)}, \quad \Delta M_J(t) = J \cdot \frac{d\omega(t)}{dt}.$$

Момент M_c сопротивления нагрузки и электромагнитный момент $M_{эм}(t)$ электрической машины определяют баланс моментов в установившихся режимах. В переходных режимах к ним добавляются кинетическая составляющая $\Delta M_J(t)$ момента нагрузки и динамическая составляющая $\Delta M_{эм}(t)$ электромагнитного момента.

Аналоговые энергетические модели ЭМП

Вспользуемся выводами предыдущего раздела: энергопоток $W_1(t)$ характеризуется эквивалентными токами, напряжениями и суммарной мощностью, аналоговыми по характеру изменения во времени, как в цепях постоянного тока. Данный фактор позволяет свернуть трехфазную электромагнитную схему замещения ЭМП в эквивалентную аналоговую. Рассмотрим решение этой задачи на примере, когда электромагнитная система представлена в упрощенном виде, показанном на рис. 2.

Переход к энергетической модели осуществим в вычислительном комплексе путем реализации программы вычисления эквивалентных переменных по мгновенным значениям фазных токов и напряжений исходной трехфазной схемы. Полученная таким образом модель имеет вид, показанный на рис. 3.

Ток $I_1(t)$, напряжение $U_1(t)$ и мощность $P_1(t)$ модели ST1 есть аналоговые переменные, вычисляемые по формулам (4)–(6). Этих данных достаточно для определения $\cos \varphi_1(t) = P_1(t) / (U_1(t) \cdot I_1(t))$

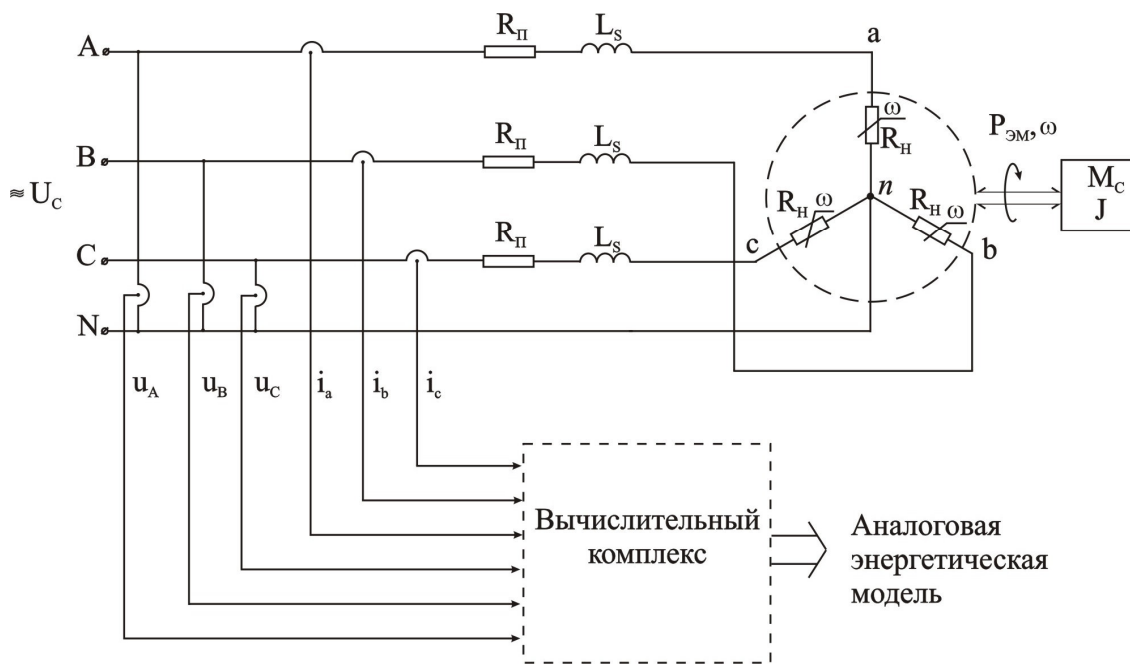


Рис. 2. Функциональная схема устройства вычисления переменных обобщенного энергопотока

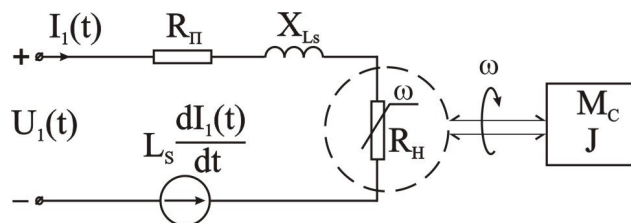


Рис. 3. Аналоговая энергетическая модель трехфазного потребителя (модель ST1)

Электромеханические системы

и вычисления баланса активной и реактивной мощности:

$$\begin{aligned} U_1(t) \cdot I_1(t) \cdot \cos \varphi_1(t) &= \\ &= R_H \cdot I_1^2(t) + R_{II} \cdot I_1^2(t) + P_{Ls}(t), \\ U_1(t) \cdot I_1(t) \cdot \sin \varphi_1(t) &= I_1^2(t) \cdot X_{Ls}. \end{aligned} \quad (13)$$

Дифференциальное уравнение электрического равновесия модели ST1 имеет следующий вид:

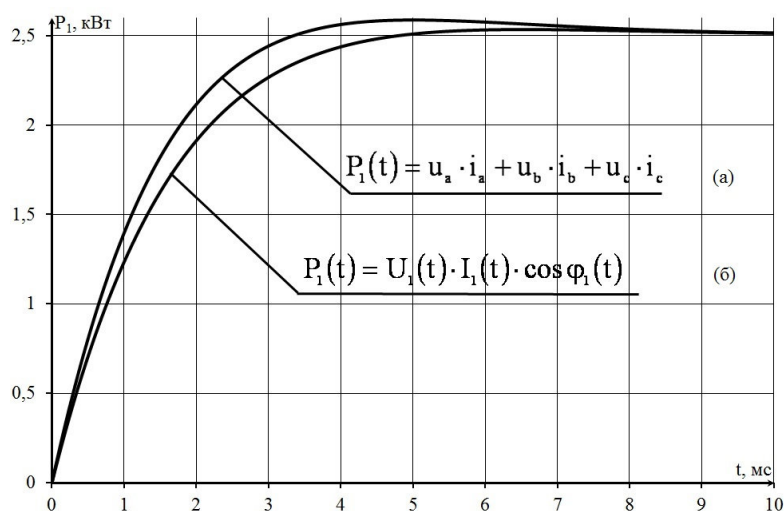
$$U_1(t) = Z \cdot I_1(t) + L_s \frac{dI_1(t)}{dt},$$

где $Z = R_{II} + R_H + jX_{Ls}$. (14)

Из (14) следует, что взаимосвязь аналоговых токов и напряжений остается в энергетической модели тригонометрической (векторной). Расчеты показывают, что в установившихся режимах аналоговая модель энергетически инвариантна исходной трехфазной схеме. Погрешности квазидинамического уравнения (13), обусловленные несинусоидальностью фазных токов, определим в режиме коммутации (пуска) ЭМП по исходной схеме и модели ST1 при нулевых начальных условиях.

Поставленная задача решена численным методом [17]. Сравнительный анализ составляющих энергопотока показал, что наибольшие отклонения наблюдаются в графиках переходного процесса потребляемой мощности $P_1(t)$, приведенных на рис. 4. Причем основную погрешность вносят расчеты мгновенных значений $\cos \varphi_1(t)$ в условиях искажения фазных токов экспоненциальными составляющими. В целом, подтвердился сделанный ранее вывод о квазидинамическом характере модели ST1. Применение задатчиков интенсивности в системах управления ЭМП может существенно уменьшить динамическую ошибку.

В [15] рассмотрена трехфазная схема замещения электромеханической части асинхронного привода. Заменяв упрощенную схему ЭМП (см. рис. 2) на полную трехфазную схему замещения АД из данной работы, получим исходный объект исследования. Переход к энергетической модели АД осуществим, как и ранее, вычислением эквивалентных переменных обобщенного энергопотока. Результат преобразования трехфазной схемы в однолинейную аналоговую показан на рис. 5.



Параметры схемы:
 $U_{\phi} = 220 \text{ В}$,
 $U_1(t) = 380 \text{ В}$,
 $R_H = 1,91 \text{ Ом}$,
 $L_s = 0,078 \text{ Гн}$,
 $X_{Ls} = 24,6 \text{ Ом}$,
 $R_{II} = 42,5 \text{ Ом}$

Рис. 4. Расчетные графики переходного процесса ЭМП по трехфазной схеме замещения (а) и энергетической модели (б) при коммутации источника энергии

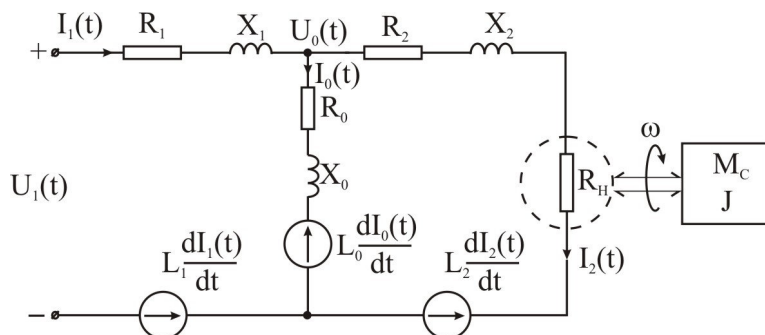


Рис. 5. Аналоговая энергетическая модель трехфазного АД (модель ST2): $R_0 = R_{0H} \cdot (\omega_0(t)/\omega_{0H})^2$,
 $R_H = R_2 \cdot ((1-s(t))/s(t))$, $X_0 = X_{0H} \cdot (\omega_0(t)/\omega_{0H})$, $X_1 = X_{1H} \cdot (\omega_0(t)/\omega_{0H})$, $X_2 = X_{2H} \cdot (\omega_0(t)/\omega_{0H})$,
 $s(t) = (\omega_0(t) - \omega(t))/\omega_0(t)$, индексы приведения параметров ротора к статору $R_2=R_2'$, $X_2=X_2'$, $R_H = R_H'$, $I_2 = I_2'$ в схеме и далее по тексту опущены

Дифференциальные уравнения электрического равновесия модели ST2 имеют следующий вид:

$$\begin{bmatrix} U_1(t) - L_1 \cdot I_1'(t) - L_0 \cdot I_0'(t) \\ L_0 \cdot I_0'(t) - L_2 \cdot I_2'(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_1 + Z_0 & -Z_0 \\ -Z_0 & Z_0 + Z_2 + R_n \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} I_1(t) \\ I_2(t) \end{bmatrix}, \quad (15)$$

где $Z_0 = R_0 + jX_0$, $Z_1 = R_1 + jX_1$, $Z_2 = R_2 + jX_2$.

Учтем механические потери момента ротора АД в $M_c(t)$. Тогда электромагнитную мощность можно выразить через параметры нагрузки:

$$P_{эм}(t) = I_2^2(t) \cdot R_n = \omega(t) \cdot \left(M_{c*}(t) + J \cdot \frac{d\omega(t)}{dt} \right). \quad (16)$$

Переход от (15) к балансу активной и реактивной мощности с учетом (16), позволяет получить конкретизированные уравнения (10) и (11) обобщенного энергопотока АД.

Энергетический метод мониторинга нагрузки асинхронного привода

Задача мониторинга нагрузки приобрела особую актуальность в связи с широким применением математических моделей в системах управления электроприводов переменного тока, необходимостью непрерывного контроля за технологическими процессами и диагностики возможных отказов в цепях передачи и преобразования энергии, включая механические звенья. В некоторых случаях, например, обрыва и короткого замыкания (заклинивания) нагрузки, мониторинг и управление осуществляются путем контроля токов первичных цепей. В более сложных технологических процессах, например, прокатки [18], намотки [19], определения параметров математических моделей [5, 9, 20], требуется применение усложненных алгоритмов идентификации.

Решение задачи мониторинга нагрузки рассмотрим на примере информационно-измерительного устройства (рис. 2), асинхронный привод в котором представлен полной трехфазной схемой замещения [15], а в вычислительном комплексе реализована аналоговая энергетическая модель ST2.

Алгоритмы вычисления мгновенных значений эквивалентных переменных $I_1(t)$, $U_1(t)$, $P_L(t)$, $\cos\phi_1(t)$ рассмотрены ранее. Приоритетной задачей мониторинга считается определение текущего значения переменных, мало доступных для прямого измерения или позволяющих упростить техническую реализацию системы управления приводом. Выберем в качестве таких переменных ЭДС U_0 АД, частоту вращения ω и момент сил сопротивления нагрузки M_c трехфазного асинхронного привода. Косвенный метод определения частоты вращения получил широкое применение в асинхронных электроприводах, не требующих высокоточного управления [21]. Рассмотрим решение поставленной задачи на примере широко применяемого метода управления АД со стабилизацией

рабочего магнитного потока ($I_0(t)=const$) [22]. Динамические составляющие мощности индуктивностей можно учесть в этом случае упрощенно:

$$P_{L0}(t) \cong 0, \quad \sum P_{Li}(t) \cong (L_1 + L_2) \cdot I_1(t) \cdot \frac{dI_1(t)}{dt}. \quad (17)$$

Уравнения баланса мощности обобщенного энергопотока АД приобретают в этом случае следующий вид:

$$\begin{bmatrix} U_1(t) \cdot I_1(t) \cdot \cos\phi_1(t) - I_1^2(t) \cdot R_1 - \sum P_{Li}(t) \\ U_1(t) \cdot I_1(t) \cdot \sin\phi_1(t) - I_1^2(t) \cdot X_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_0 & R_2/s(t) \\ X_0 & X_2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_0^2(t) \\ I_2^2(t) \end{bmatrix}. \quad (18)$$

Информационное и программное обеспечение вычислительного комплекса (рис. 2) позволяет определить левую часть уравнений (18). Алгоритмы ее вычисления рассмотрены ранее. Правая часть уравнений линейна относительно квадратных значений токов ветви намагничивания I_0 и ротора I_2 . Вычисляя ток $I_0(t)$ ветви намагничивания, определяем напряжение (ЭДС) АД

$$U_0(t) = I_0(t) \cdot \sqrt{R_0^2 + X_0^2}, \quad (19)$$

где

$$\begin{aligned} I_0^2(t) = & (U_1 \cdot I_1 \cdot (R_2 \cdot \sin\phi_1 - X_2 \cdot s \cdot \cos\phi_1) - \\ & - I_1^2 \cdot (R_2 \cdot X_1 - R_1 \cdot X_2 \cdot s) + X_2 \cdot s \cdot \sum P_{Li}) \times \\ & \times (R_2 \cdot X_0 - R_0 \cdot X_2 \cdot s)^{-1}. \end{aligned}$$

Полученная база данных позволяет реализовать развернутый алгоритм вычисления текущего значения скольжения ротора и момента нагрузки:

$$s(t) = \frac{R_2}{X_2} \cdot \frac{U_1 \cdot I_1 \cdot \sin\phi_1 - I_1^2 \cdot X_1 - I_0^2 \cdot X_0}{U_1 \cdot I_1 \cdot \cos\phi_1 - I_1^2 \cdot R_1 - I_0^2 \cdot R_0 - \sum P_{Li}}. \quad (20)$$

$$\begin{aligned} M_{c*}(t) + J \frac{d\omega}{dt} = & \frac{R_2}{\omega_0} \cdot (U_1 \cdot I_1 \cdot (X_0 \cdot \cos\phi_1 - R_0 \cdot \sin\phi_1) - \\ & - I_1^2 \cdot (X_0 \cdot R_1 - X_1 \cdot R_0) - X_0 \cdot \sum P_{Li}) \times \\ & \times (R_2 \cdot X_0 - R_0 \cdot X_2 \cdot s)^{-1}. \end{aligned}$$

Индекс t переменных $U_1(t)$, $I_1(t)$, $\phi_1(t)$, $P_{Li}(t)$ и $s(t)$ в формулах (19)–(20) опущен.

Точность определения скольжения ротора и момента нагрузки в значительной степени зависит от качества настройки энергетической модели ST2. Технические данные АД, приводимые в каталогах, можно разделить на более точные (номинальные параметры напряжения U_n , тока I_n , $\cos\phi_n$, КПД η_n , скольжения ротора s_n) и менее точные в виде параметров RL-элементов T-образной схемы замещения. Настройку математической модели АД целесообразно выполнять на основе первой группы технических данных. Алгоритмы такой настройки рассмотрены далее.

Используя технические данные АД, вычислим номинальные значения скольжения s_{n*} и момента M_{c*} по формулам (20) применительно к устано-

Результаты настройки энергетической модели ST2 АД серии 4A

| Тип АД | Параметры | s_H | $M_{пз}$, Н·м | s_K | M_{max} , Н·м | δ_{max} , % |
|-----------|------------|-------|----------------|-------|-----------------|--------------------|
| 4A80B2Y3 | Паспортные | 0,043 | 7,32 | 0,38 | 19,03 | 2,8 |
| | Расчетные | 0,043 | 7,16 | 0,38 | 19,56 | |
| 4A100S2Y3 | Паспортные | 0,033 | 13,17 | 0,28 | 32,91 | 2,9 |
| | Расчетные | 0,033 | 13,18 | 0,28 | 33,86 | |
| 4A112M2Y3 | Паспортные | 0,025 | 24,48 | 0,17 | 68,55 | 3,5 |
| | Расчетные | 0,025 | 24,73 | 0,17 | 66,18 | |
| 4A180M2Y3 | Паспортные | 0,018 | 97,23 | 0,125 | 243,08 | 3,3 |

вшиваемся режиму. Аналогичные расчеты выполним в отношении критического скольжения s_{K^*} и максимального момента M_{max^*} . Недостающие данные для вычисления контрольной точки s_{K^*} , M_{max^*} можно получить из решения системы уравнений (15). Расчетные величины перечисленных параметров будут отличаться от паспортных вследствие неточной настройки математической модели АД. Составим уравнения невязок:

$$\left(\frac{M_{C^*} - M_H}{M_H}\right)^2 + \left(\frac{s_{H^*} - s_H}{s_H}\right)^2 + \left(\frac{M_{max^*} - M_{max}}{M_{max}}\right)^2 + \left(\frac{s_{K^*} - s_K}{s_K}\right)^2 = \min. \quad (21)$$

Обозначив область возможных отклонений параметров RL-элементов АД от паспортных из физических соображений, решим вариационную задачу (21) численными методами. Уточненные значения RL-элементов схемы замещения АД могут считаться оптимальными.

В таблице приведены результаты настройки энергетической модели АД по предложенной методике. В качестве примера выбраны различные типы асинхронных двигателей: 4A80B2Y3 ($P_{2H} = 2,2$ кВт), 4A100S2Y3 ($P_{2H} = 4$ кВт), 4A112M2Y3 ($P_{2H} = 7,5$ кВт) и 4A180M2Y3 ($P_{2H} = 30$ кВт). Оптимизация параметров выполнена при условии точного совмещения скольжения ротора в контрольных точках ($s_H = s_{H^*}$, $s_K = s_{K^*}$). Максимальная погрешность δ_{max} по вращающему моменту имеет место в этом случае в контрольной точке (s_K , M_{max}) механической характеристики АД.

Заключение

Рассмотрены свойства мгновенных энергетических преобразований в ЭМП, позволяющие представить энергию трехфазной электромагнитной системы в виде обобщенного энергопотока. Показано, что эквивалентные переменные энергопотока представляют собой аналоговые функции времени, как в цепях постоянного тока. В результате суммирования мощности отдельных фаз и инвариантного перехода к обобщенному энергопотоку получены качественно новые аналоговые модели ЭМП. Приведены примеры решения конкретных задач управления на основе теории обобщенного энергопотока.

Литература

1. Копылов, И.П. Математическое моделирование электрических машин: учебник для вузов / И.П. Копылов. – 3-е изд., перераб. и доп. – М.: Высшая школа, 2001. – 327 с.
2. The Microprocessor Torque Meter for Car Test Stands with an Induction Motor as a Load / S. Gladyshev, V. Smolin, D. Topolsky et al. // SAE Technical Paper 2005-01-1037, 2005, doi:10.4271/2005-01-1037.
3. Smolin, V.I. Measurement of a torque of the electrical machines according to their electrical parameters / V.I. Smolin, D.V. Topolsky, N.N. Gudaev // EPE Conference '97, Proceedings, Vol.3, Brussels, 1997.
4. Смолин, В.И. Модель электронного измерителя вращающего момента асинхронного двигателя / В.И. Смолин, Д.В. Топольский, И.Г. Топольская // Наука ЮУрГУ: материалы 60-й юбилейной научной конференции. Секция технических наук. – Челябинск: Изд-во ЮУрГУ, 2008. – Т. 1. – С. 194–197.
5. Смолин, В.И. Энергетические основы мониторинга нагрузки и параметров состояния трехфазных электромеханических преобразователей / В.И. Смолин, И.Г. Топольская // Актуальные вопросы науки: материалы VII Международной научно-практической конференции (25.01.2013). – М.: Издательство «Спутник+», 2013. – С. 70–75.
6. Определение адаптационных коэффициентов для микропроцессорного измерителя вращающего момента по конструктивным параметрам электрических машин / С.П. Гладышев, В.И. Смолин, Д.В. Топольский и др. // Новые информационные технологии в электротехническом образовании (НИТЭ–2000): сб. науч. тр. V международной научно-методической конференции. – Астрахань: Изд-во АГТУ, 2000. – С. 165–168
7. Волович, Г.И. Моделирование работы электронного измерителя механического момента электрических машин в системах автоматического управления / Г.И. Волович, И.Г. Топольская, Д.В. Топольский // Вестник ЮУрГУ. Серия «Компьютерные технологии, управление, радиоэлектроника». – 2009. – Вып. 10. – № 26. – С. 77–81.
8. Смолин, В.И. Об одном методе определения вращающего момента электрических машин /

В.И. Смолин, Д.В. Топольский, Н.Н. Гудаев // *Электричество*. – 1999. – № 7. – С. 27–30.

9. Топольская, И.Г. Методика определения адаптационных коэффициентов потерь мощности для измерителя вращающего момента генератора ветроэнергетических установок / И.Г. Топольская, Д.В. Топольский, В.И. Смолин // *Альтернативная энергетика и экология*. – 2010. – № 1 (81). – С. 20–24.

10. Горев, А.А. Переходные процессы синхронной машины / А.А. Горев. – Л.; М.: Госэнергоиздат, 1950. – 551 с.

11. Браславский, И.Я. Энергосберегающий асинхронный электропривод: учебное пособие / И.Я. Браславский, З.Ш. Ишиматов, В.Н. Поляков; под ред. И.Я. Браславского. – М.: Издат. центр «Академия», 2004. – 256 с.

12. Эпштейн, И.И. Автоматизированный привод переменного тока / И.И. Эпштейн. – М.: Энергоатомиздат, 1982. – 192 с.

13. Аполлонский, С.М. Электротехника и электроника. Трехфазные электрические цепи / С.М. Аполлонский, В.В. Леонтьев. – СПб.: СЗТУ, 2002. – 59 с.

14. Ключев, В.И. Теория электропривода: учебник для вузов / В.И. Ключев. – М.: Энергоатомиздат, 1985. – 560 с.

15. Смолин, В.И. Исследование влияния энергии магнитного поля асинхронного двигателя на динамические характеристики электропривода / В.И. Смолин, И.Г. Топольская // *Материалы VII международного симпозиума «Фундаментальные и прикладные проблемы науки»*. – М.: РАН, 2012. – Т. 1. – С. 212–219.

16. Веников, В.А. Переходные электромеханические процессы в электрических системах /

В.А. Веников. – 4-е изд., перераб. и доп. – М.: Высшая школа, 1985. – 536 с.

17. Клиначев, Н.В. Представление математических моделей электрических машин с помощью графического языка программы Jigrein / Н.В. Клиначев, Н.В. Клиначева // *Вестник ЮУрГУ. Серия «Энергетика»*. – 2008. – № 26. – С. 46–49.

18. Система мониторинга механических нагрузок стана горячей прокатки 1680 по токовым нагрузкам электроприводов / П.В. Крот, В.В. Коренной, К.В. Соловьев и др. // *Сборник научных трудов НГУ*. – Днепропетровск: Национальный горный университет. – 2004. – Т. 5. – № 19. – С. 71–76.

19. Сарваров, А.С. Перевод электроприводов намоточных устройств волочильных станков на систему преобразователь частоты – асинхронный двигатель / А.С. Сарваров, Е.А. Омельченко // *Проблемы энергетики*. – 2011. – № 5–6. – С. 104–113.

20. Новая серия цифровых асинхронных электроприводов на основе векторных принципов управления и формирования переменных / А.Б. Виноградов, В.Л. Чистосердов, А.Н. Сибирцев, Д.А. Монов // *Электротехника*. – 2001. – № 12. – С. 25–30.

21. Вдовин, В.В. Синтез адаптивного наблюдателя координат бездатчикового асинхронного электропривода / В.В. Вдовин, В.В. Панкратов // *Известия Томского политех. университета*. – 2012. – Т. 320. – № 4. – С. 147–153.

22. Потери в регулируемых электроприводах при разных законах управления / Ю.С. Усынин, М.А. Григорьев, А.Н. Шишков и др. // *Вестник ЮУрГУ. Серия «Энергетика»*. – 2010. – Вып. 13. – № 14. – С. 47–51.

Смолин Виктор Иванович, кандидат технических наук, доцент, кафедра «Электротехника и возобновляемые источники энергии», Южно-Уральский государственный университет, г. Челябинск, тел.: +7 (922) 6334103.

Топольская Ирина Геннадьевна, ассистент, кафедра «Электротехника и возобновляемые источники энергии», Южно-Уральский государственный университет, г. Челябинск, тел.: +7 (904) 9780330, e-mail: tig@susu.ac.ru.

**Bulletin of the South Ural State University
Series “Power Engineering”
2013, vol. 13, no. 1, pp. 128–136**

Principles Theory of Generalized Energy Flow of Three-phase Electromechanical Converter

V.I. Smolin, South Ural State University, Chelyabinsk, Russian Federation,

I.G. Topolskaya, South Ural State University, Chelyabinsk, Russian Federation, tig@susu.ac.ru

Properties of instant power transformations in three-phase chains of electromechanical devices are considered. As a result of summation of instant values of energy and power of separate phases and invariant transition to the generalized power flow the equations of dynamic balance of active and reactive power of electromechanical converters are received. It is shown that the generalized variables of a total power stream have analog character, as in chains of a direct current. This property allowed to receive qualitatively new analog

models of electromechanical devices. On a concrete example dynamic properties of analog power model are investigated and quasidynamic character of the equations of the generalized power flow is shown. Examples of use of a power method for the solution of a problem of monitoring of loading of the three-phase asynchronous drive and receiving the variables inaccessible to direct measurement are given. The variation problem of control of parameters of power model of the most exact specifications of the asynchronous engine is considered.

Keywords: electromechanical converter, instantaneous energy conversion, power balance, induction electric drive, monitoring of capacity.

References

1. Kopylov I.P. *Matematicheskoe modelirovanie elektricheskikh mashin: uchebnik dlja vuzov*, Moscow, 2001. 327 p.
2. Gladyshev S., Smolin V., Topolsky D., Topolskaya I. et al. The Microprocessor Torque Meter for Car Test Stands with an Induction Motor as a Load. *SAE Technical Paper 2005-01-1037*, 2005, doi:10.4271/2005-01-1037.
3. Smolin V.I., Topolsky D.V., Gudaev N.N. Measurement of a torque of the electrical machines according to their electrical parameters. *EPE Conference '97*, Proceedings, Vol.3, Brussels, 1997.
4. Smolin V.I., Topolskiy D.V., Topolskaja I.G. Model elektronnoho izmeritelja vrashhajushhego momenta asinhronnogo dvigatelja. *Nauka JuUrGU: materialy 60-j jubilejnoj nauchnoj konferencii. Sekcija tehniceskikh nauk*, Cheljabinsk, 2008, vol. 1, pp. 194–197.
5. Smolin V.I., Topolskaja I.G. Energeticheskie osnovy monitoringa nagruzki i parametrov sostojanija trehfaznykh elektromehaniceskikh preobrazovateley. *Aktualnye voprosy nauki: Materialy VII Mezhdunarodnoj nauchno-prakticheskoy konferencii*, Moscow, 2013, pp. 70–75.
6. Gladyshev S.P., Smolin V.I., Topolskiy D.V. and other. Opredelenie adaptacionnykh koefficientov dlja mikroprocessornogo izmeritelja vrashhajushhego momenta po konstruktivnym parametram elektricheskikh mashin *Novye informacionnye tehnologii v elektrotehnicheskome obrazovanii*, Astrakhan, 2000, pp. 165–168.
7. Volovich G.I., Topolskaja I.G., Topolskiy D.V. Simulation of the Electronic Measuring Device of the Mechanical Moment of Electric Drives in Automatic Control Systems. *Vestnik Yuzhno-Ural'skogo gosudarstvennogo universiteta. Serija «Kompjuternye tehnologii, upravlenie, radioelektronika»*, 2009, vol. 10., no 26, pp. 77–81.
8. Smolin V.I., Topolskiy D.V., Gudaev N.N. Ob odnom metode opredelenija vrashhajushhego momenta jelekticheskikh mashin. *Electrical Technology Russia*, 1999, no. 7, pp. 27–30.
9. Topolskaja I.G., Topolskiy D.V., Smolin V.I. Technique of determination of adaptable coefficient of power losses for the torque meter of the wind turbines generator, *Int. J. Alternative Energy Ecol*, 2010, no. 1 (81), pp. 20–24.
10. Gorev A.A. *Perehodnye processy sinhronnoj mashiny*. Leningrad, Moscow, 1950, 551 p.
11. Braslavskiy I.Ja., Ishmatov Z.Sh., Poljakov V.N. *Energoberegajushhiye asinhronnyj elektroprivod*. Moscow, 2004, 256 p.
12. Epshteyn I.I. *Avtomatizirovannyj privod peremennogo toka*. Moscow, 1982, 192 p.
13. Apollonskiy S.M., Leontev V.V. *Elektrotehnika i elektronika. Trehfaznye elektricheskie cepi*. Saint Petersburg, 2002, 59 p.
14. Klyuchev V.I. *Teorija elektroprivoda*. Moscow, 1985, 560 p.
15. Smolin V.I., Topolskaja I.G. Issledovanie vlijanija jenerгии magnitnogo polja asinhronnogo dvigatelja na dinamicheskie harakteristiki jelektroprivoda. *Materialy VII mezhdunarodnogo simpoziuma «Fundamentalnye i prikladnye problemy nauki»*, vol. 1. Moscow, 2012, pp. 212–219.
16. Venikov V.A. *Perehodnye elektromehaniccheskie processy v elektricheskikh sistemah*. Moscow, 1985, 536 p.
17. Klinachev N.V., Klinacheva N.V. Presentation of mathematical models of electrical machines by means of jigrein graphical language. *Vestnik Yuzhno-Ural'skogo gosudarstvennogo universiteta. Serija «Energetika»*, 2008, no. 26, pp. 46–49.
18. Krot P.V., Korennoj V.V., Solovov K.V. Sistema monitoringa mehanicheskikh nagruzok stana gorjachej prokatki 1680 po tokovym nagruzkam jelektroprivodov. *Sbornik nauchnykh trudov NGU*, 2004, vol. 5, no. 19, pp. 71–76.
19. Sarvarov A.S., Omelchenko E.A. Perevod elektroprivodov namotochnykh ustroystv volochilnykh stanov na sistemu preobrazovatel chastoty – asinhronnyy dvigatel. *Problemy energetiki*, 2011, no. 5–6, pp. 104–113.
20. Vinogradov A.B., Chistoserdov V.L., Sibircev A.N., Monov D.A. Novaja serija cifrovyyh asinhronnykh elektroprivodov na osnove vektornykh principov upravleniya i formirovaniya peremennykh. *Russian Electrical Engineering*, 2001, no. 12, pp. 25–30.
21. Vdovin V.V., Pankratov V.V. Sintez adaptivnogo nabljudatelja koordinat bezdatchikovogo asinhronnogo elektroprivoda. *Izvestija Tomskogo politeh. Universiteta*, 2012, vol. 320, no. 4, pp. 147 – 153.
22. Usynin Ju.S., Grigorev M.A., Shishkov A.N., Vinogradov K.M. Poteri v reguliruemyykh jelektroprivodah pri raznykh zakonah upravleniya. *Vestnik Yuzhno-Ural'skogo gosudarstvennogo universiteta. Serija «Energetika»*, 2010, vol. 13, no. 14, pp. 47–51.

Поступила в редакцию 06.02.2013 г.