

АЛГОРИТМЫ ВЕКТОРНОГО УПРАВЛЕНИЯ ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКОГО ДЕБАЛАНСНОГО ВИБРОМОДУЛЯ БЕЗ ПРЕДВАРИТЕЛЬНОГО НАМАГНИЧИВАНИЯ АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ

Г.М. Симаков, В.В. Топовский, И.А. Ильенков

Новосибирский государственный технический университет, г. Новосибирск, Россия

С развитием электронных систем управление различными электродвигателями асинхронного типа становится все более эффективным и точным. Такие двигатели используются в мире повсеместно, разнообразие задач, выполняемых такими механизмами, с каждым днем растет, и потребность в них не уменьшается. В настоящее время всё большее распространение получают системы электропривода переменного тока на базе асинхронного двигателя. Это обусловлено высокой надежностью, простотой конструкции и относительно малой стоимостью асинхронных двигателей, а также стремительным развитием силовой преобразовательной техники, позволяющей создавать различные виды полупроводниковых преобразователей и надежных источников питания. В большинстве случаев система векторного управления строится для предварительно намагниченного электропривода. В данной статье рассмотрен синтез системы векторного управления асинхронным двигателем без предварительного намагничивания, а также рассмотрены алгоритмы векторного управления электромеханического дебалансного вибромодуля без предварительного намагничивания АДКЗР. **Цель исследования.** Разработать структуру управления асинхронным двигателем дебалансного вибромодуля. Ввести звено деления в структуру управления. Синтезировать регулятор скорости, потокосцепления ротора и двух составляющих тока статора. Скомпенсировать действие ЭДС в каналах поперечной и продольной оси. Обеспечить в системе управления возможность реверса электрической машины. Реализовать моделирование полученной системы и провести исследование полученных результатов, получив динамические характеристики. **Методы.** Система векторного управления строится в виде канала стабилизации модуля потокосцепления ротора и канала управления скоростью вращения ротора. Для достижения необходимого результата введем нелинейный регулятор типа звена деления в структуру управления. Это позволит преобразовать нелинейную структуру в линейную. Скомпенсируем действие ЭДС в каналах поперечной и продольной оси. Реализовав моделирование полученной системы, проведем исследование полученных результатов, получив динамические характеристики. **Результаты.** Структурное моделирование будет проведено в программном пакете MATLAB/Simulink. В целях сравнительной оценки результатов синтеза системы управления с регулятором момента в виде звена деления будет также синтезирована система подчиненного регулирования, обладающая аналогичными параметрами силовой части. **Заключение.** Выбор в качестве выходной координаты момента двигателя позволяет существенно упростить математическую модель асинхронного двигателя. Кроме особенностей математической модели асинхронного электродвигателя в настоящей работе требуется учитывать особенности вибромодуля как нагрузки. В данном случае можно выделить две главные особенности – большой момент инерции маховых масс электропривода, а также синусоидальную зависимость момента сопротивления от угла поворота ротора.

Ключевые слова: асинхронный двигатель с короткозамкнутым ротором (АДКЗР), намагничивание, система подчиненного регулирования (СПР), система регулирования момента (СРМ), пакет программного обеспечения MATLAB, динамические характеристики, электродвижущая сила (ЭДС).

Введение

В настоящее время электропривод с частотным преобразователем и асинхронным двигателем является главным типом регулируемого промышленного электропривода, серийно выпускаемого ведущими отечественными и зарубежными электротехническими фирмами.

При математическом описании асинхронной машины используются общепринятые допущения и ограничения [1]:

- Магнитная система машины не насыщена.
- Потери в стали отсутствуют.
- Фазные обмотки машины симметричны и сдвинуты на 120° (для 3-фазной машины).
- Магнитодвижущие силы обмоток и магнитные поля распределены вдоль окружности воздушного зазора по синусоидальному закону.
- Величина воздушного зазора постоянна.
- Ротор машины симметричен.
- Реальная распределенная обмотка заменена эквивалентной сосредоточенной, создающей ту же магнитодвижущую силу.

Главными компонентами асинхронного электродвигателя являются статор и ротор, которые отделены друг от друга воздушным зазором. Активную работу в двигателе выполняют обмотки и сердечник ротора [2].

Алгоритм двухканального управления

При синтезе системы векторного управления асинхронного электропривода одним из классических методов, например, методом подчиненного регулирования, управление будет осуществляться по двум каналам: каналу поперечной оси и каналу продольной оси. В данном случае необходимо предварительное намагничивание машины и последующее удержание потокосцепления ротора на номинальном уровне [5].

Данная структура позволяет осуществлять управление скоростью вращения дебалансов по двум каналам без предварительного намагничивания. Необходимым условием линеаризации является равенство постоянных времени двух каналов – канала потокосцепления ротора и канала поперечной составляющей тока статора. Здесь возникает еще одна проблема – контуры регулирования поперечной и продольной составляющей тока статора имеют одинаковое быстродействие, поскольку физически это один и тот же контур регулирования тока статора. Скомпенсировав действие ЭДС в каналах поперечной и продольной оси путем введения положительных обратных связей по ним, можно рассматривать контуры токов I_d и I_q как независимые друг от друга [13].

Управление электромагнитным моментом двигателя с использованием звена деления проиллюстрировано на рис. 1.

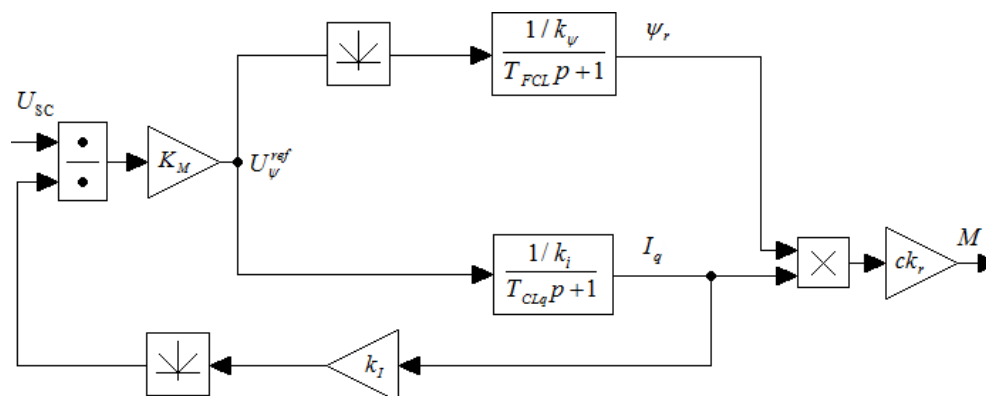


Рис. 1. Двухканальное управление электромагнитным моментом асинхронного двигателя

Fig. 1. Dual control electromagnetic torque induction motor

На рис. 1 были приняты следующие обозначения:

U_{sc} – выходной сигнал регулятора скорости;

K_M – дополнительный усилитель;

U_{ψ}^{ref} – напряжение задания потокосцепления ротора и тока I_q ;

k_i – коэффициент обратной связи по току статора;

k_{ψ} – коэффициент обратной связи по потокосцеплению ротора;

T_{FCL} – постоянная времени контура регулирования потокосцепления ротора;

T_{CLq} – постоянная времени контура регулирования составляющей тока I_q ;

ψ_r – потокосцепление ротора;

I_q – поперечная (мометообразующая) составляющая тока I_q ;

$$c = \frac{3}{2} p_p;$$

p_p – число пар полюсов;

k_r – коэффициент связи ротора;

M – электромагнитный момент двигателя.

Теория

Компенсация действия ЭДС осуществляется путем введения положительных обратных связей по ее составляющим.

Выражение для ЭДС в канале оси d :

$$e_d = w_\psi I_q L_{\sigma e} - k_r \frac{d\psi_r}{dt}, \quad (1)$$

где w_ψ – скорость вращения поля ротора, рад/с;

$L_{\sigma e}$ – эквивалентная индуктивность рассеяния, Гн;

Выражение для ЭДС в канале оси q :

$$e_q = -w_\psi I_d L_{\sigma e} - w_\psi k_r \psi_r, \quad (2)$$

где I_d – продольная (намагничивающая) составляющая тока статора, А.

Поскольку в структуре присутствует звено деления, а также естественное произведение тока I_d на потокосцепление ротора, то возможность реверса в таком электроприводе отсутствует. Этот недостаток устраняется введением в канал продольной оси, а также канал обратной связи по току I_q определителей модуля [13].

С помощью синтеза регуляторов контур регулирования тока I_d настраивается на частоту Ω_{CLd} . Контур регулирования тока I_q и потокосцепления ротора настраиваются на частоту Ω_{FCL} , на порядок меньшую, чем Ω_{CLd} [10].

Целью синтеза такой системы управления электрохимического дебалансного вибромодуля является иллюстрация очевидного достоинства – намагничивание электродвигателя [9]. В этом случае меньше номинального уровня в установившемся режиме. Потокосцепление ротора в установившемся режиме будет совершать колебания вокруг среднего значения, меньшего по сравнению с номинальным, амплитуда колебаний при этом также будет существенно меньше номинального значения потокосцепления ротора [14, 15].

Структурная схема электропривода дебалансного вибромодуля с двухканальным алгоритмом управления показана на рис. 2.

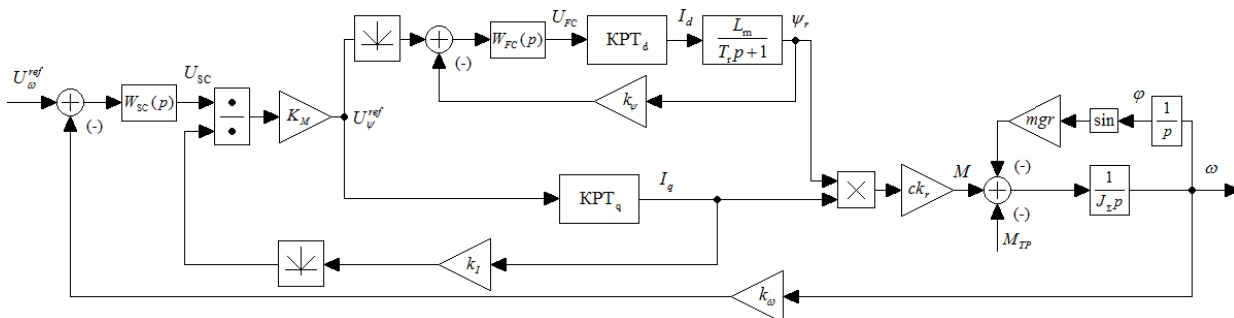


Рис. 2. Структурная схема электропривода системы управления дебалансного вибромодуля
Fig 2. The structural diagram of the electric control system unbalance vibration module

На рис. 2 были приняты следующие обозначения:

U_w^{ref} – напряжение задания скорости;

U_{FC} – выходной сигнал регулятора потокосцепления;

$W_{SC}(p)$ – передаточная функция регулятора скорости;

$W_{FC}(p)$ – передаточная функция регулятора потокосцепления ротора;

KPT_d – контур регулирования тока I_d ;

L_m – взаимная индуктивность обмоток статора и ротора;

T_r – эквивалентная постоянная времени роторной цепи;

KPT_q – контур регулирования тока I_q ;

k_ω – коэффициент обратной связи по скорости;

m – масса дебаланса;

g – ускорение свободного падения;

r – эксцентриситет дебаланса;

φ – угловое положение дебаланса.

Дополнительный усилитель K_M устанавливает однозначное соответствие между уровнями сигнала U_{SC} и значениями электромагнитного момента M . Данный усилитель рассчитывается по формуле

$$K_M = \frac{M_{\max}}{U_{SC}^{\max} \cdot ck_r} \cdot k_\psi \cdot k_i. \quad (3)$$

Составим математическое описание системы управления. Выражение для сигнала задания тока I_q и потокосцепления ψ_r :

$$U_\psi^{ref} = K_M \cdot \frac{U_{SC}}{k_i \cdot I_q}. \quad (4)$$

Тогда потокосцепление ψ_r определяется так:

$$\psi_r = U_\psi^{ref} \cdot W_{FCL}(p), \quad (5)$$

где $W_{FCL}(p)$ – передаточная функция контура регулирования потокосцепления ротора.

Ток I_q определяется аналогичным образом:

$$I_q = U_\psi^{ref} \cdot W_{CLq}(p), \quad (6)$$

где $W_{CLq}(p)$ – передаточная функция контура регулирования тока I_q .

Электромагнитный момент двигателя:

$$M = ck_r \cdot I_q \cdot \psi_r. \quad (7)$$

Если пренебречь инерционностью контура тока I_d по сравнению с инерционностью внешнего по отношению к нему контура потокосцепления, то

$$M = ck_r \cdot I_q \cdot K_M \cdot \frac{U_{SC}}{k_i \cdot I_q} W_{FCL}(p) = \frac{ck_r \cdot K_M}{k_i} \cdot U_{SC} \cdot \frac{1/k_\psi}{T_{FCL}p + 1}. \quad (8)$$

Кроме особенностей математической модели асинхронного электродвигателя в настоящей работе требуется учитывать особенности вибромодуля как нагрузки. В данном случае можно выделить две главные особенности – большой момент инерции маховых масс электропривода, а также синусоидальную зависимость момента сопротивления от угла поворота ротора.

Применимость такой структуры управления к электромеханическим дебалансным вибраторам можно показать с помощью компьютерного моделирования [3, 4].

Уравнение движения электропривода будет выглядеть так:

$$J_{\Sigma} \frac{d\omega}{dt} = M - M_c = M - M_{TP} - mgr \sin \varphi. \quad (9)$$

Суммарное силовое воздействие со стороны двух полумодулей дебалансного вибратора с учетом переменного характера скорости вращения дебалансов имеет следующий вид:

$$F_{\Sigma} = 2mr \left(\omega^2 \cos \varphi + \frac{d\omega}{dt} \sin \varphi \right). \quad (10)$$

Здесь можно выделить две составляющие:

1) центробежные силы $mr\omega^2 \cos \varphi$;

2) тангенциальная составляющая полного ускорения дебаланса $mr \frac{d\omega}{dt} \sin \varphi$.

Передаточная функция регулятора тока выбрана следующей:

$$W_{ccd}(p) = K_{ccd} \frac{T_{\sigma e} p + 1}{T_{\sigma e} p}. \quad (11)$$

Неизвестным параметром регулятора является K_{ccd} . Передаточная функция замкнутого контура регулирования тока I_d с таким регулятором имеет вид

$$W_{CLd}(p) = \frac{1/k_i}{T_{CLd} p + 1}, \quad (12)$$

где $T_{CLd} = \frac{1}{\Omega_{CLd}}$ – эквивалентная постоянная времени контура регулирования тока I_d , которая определяется исходя из принятой полосы пропускания Ω_{CLd} контура регулирования тока, которая определяется исходя из принятой полосы пропускания контура регулирования тока. Для того чтобы разделить движения контуров, принимаем, что полоса пропускания контура регулирования тока Ω_{CLd} должна быть на порядок выше, чем частота сейсмического сигнала Ω , т. е. $\Omega_{CLd} \geq (6 \dots 10) \cdot \Omega$.

Тогда можно из выражения для T_{CLd}

$$T_{CLd} = \frac{R_1 T_{\sigma e}}{K_{ccd} K_{fe} k_i} \quad (13)$$

определить коэффициент передачи K_{ccd}

$$K_{ccd} = \frac{R_1 T_{\sigma e}}{T_{CLd} K_{fe} k_i}. \quad (14)$$

Передаточная функция регулятора тока I_q выбирается аналогичным образом:

$$W_{ccd}(p) = K_{ccd} \frac{T_{\sigma e} p + 1}{T_{\sigma e} p}. \quad (15)$$

Тогда передаточная функция замкнутого контура регулирования тока I_q с таким регулятором:

$$W_{CLq}(p) = \frac{1/k_i}{T_{CLq} p + 1}, \quad (16)$$

где $T_{CLq} = \frac{1}{\Omega_{CLq}}$ – эквивалентная постоянная времени контура регулирования тока I_q , которая

определяется исходя из принятой полосы пропускания контура регулирования тока Ω_{CLq} . Для того чтобы разделить движения контуров, принимаем следующее:

$$\Omega_{CLq} = \Omega,$$

тогда из выражения следует:

$$T_{CLq} = \frac{R_1 T_{\sigma e}}{K_{ccq} K_{fc} k_i}. \quad (17)$$

Определить коэффициент передачи K_{ccq} :

$$K_{ccq} = \frac{R_1 T_{\sigma e}}{T_{CLq} K_{fc} k_i}. \quad (18)$$

Передаточная функция регулятора потокосцепления ротора выбирается так:

$$W_{FC}(p) = K_{FC} \frac{T_2 p + 1}{T_2 p}. \quad (19)$$

Тогда передаточная функция замкнутого контура регулирования потокосцепления ротора с таким регулятором:

$$W_{CLq}(p) = \frac{1/k_{\psi}}{T_{FCL} p + 1}, \quad (20)$$

где $T_{FCL} = \frac{1}{\Omega_{FCL}}$ – эквивалентная постоянная времени контура регулирования потокосцепления,

которая определяется исходя из принятой полосы пропускания контура регулирования потокосцепления Ω_{FCL} . Исходя из синтеза, принимаем $\Omega_{FCL} = \Omega_{CLq} = \Omega$.

Тогда можно из выражения для T_{FCL}

$$T_{FCL} = \frac{k_i T_2}{K_{FC} L_{\mu} k_{\psi}}$$

определить коэффициент передачи K_{FC} :

$$K_{FC} = \frac{k_i T_2}{T_{FCL} L_{\mu} k_{\psi}}.$$

Поскольку при решении поставленной задачи не требуется обеспечение астатизма по скорости, то контур регулирования скорости можно выбрать пропорциональным [2].

Если пренебречь инерционностью вложенных контуров по сравнению с контуром регулирования скорости, то приравнивая желаемую передаточную функцию к передаточной функции контура регулирования скорости:

$$\frac{W_{SC}(p) \cdot \frac{ck_r \cdot K_M}{k_i} \cdot \frac{1}{k_{\psi}} \cdot \frac{1}{J_{\Sigma} p}}{1 + W_{SC}(p) \cdot \frac{ck_r \cdot K_M}{k_i} \cdot \frac{1}{k_{\psi}} \cdot \frac{1}{J_{\Sigma} p} \cdot k_{\omega}} = \frac{1/k_{\omega}}{T_{SCL} p + 1}, \quad (21)$$

получим выражение для определения передаточной функции регулятора скорости

$$W_{SC}(p) = K_{SC} = \frac{J_{\Sigma} \cdot k_i \cdot k_{\psi}}{T_{SCL} \cdot ck_r \cdot K_M \cdot k_{\omega}}. \quad (22)$$

Поскольку передаточную функцию контура регулирования потокосцепления приближенно можно представить следующим периодическим звеном

$$W_{SCL}(p) = \frac{1/k_{\psi}}{T_{FCL} p + 1},$$

то можно заключить, что линеаризация математической модели асинхронного двигателя (при условии работы в пределах ограничений регуляторов, с помощью звена деления и дополнительной обратной связи по току I) является осуществимой. Кроме того, система управления асинхронным электроприводом в этом случае не требует предварительного намагничивания электрической машины и отдельного управления по каналу d . Электропривод, при описании которого имеется допущение, что насыщение магнитной системы в нем отсутствует, называется ненасыщенным. Предположение такого допущения, например при описании электродвигателя в виде

замещения, позволяет получить простые формулы расчета и структурные схемы для моделирования, но, с другой стороны, при таком упрощении точность расчетов может оказаться недостаточной [6].

Насыщение проявляет себя только в изменении коэффициента, связывающего главный магнитный поток (полезный поток в зазоре) с намагничивающим током (током в намагничивающем контуре схемы замещения).

Структурная схема насыщенного асинхронного электродвигателя при ориентации системы координат по вектору потокосцепления ротора представлена на рис. 3. Структурная схема строится на основании уравнений:

$$p\Psi_{1\alpha} = u_{1\alpha} - R_1 \cdot i_{1\alpha} + \omega_{0эл}\Psi_{1\beta}; \quad p\Psi_{1\beta} = u_{1\beta} - R_1 \cdot i_{1\beta} - \omega_{0эл}\Psi_{1\alpha};$$

$$p\Psi_2 = -R_2 \cdot i_{2\alpha}; \quad \omega_p = \frac{-R_2 \cdot i_{2\beta}}{\Psi_2};$$

$$i_{1\alpha} = \frac{\Psi_{1\alpha} - \Psi_{m\alpha}}{L_{1\sigma}}; \quad i_{1\beta} = \frac{\Psi_{1\beta} - \Psi_{m\beta}}{L_{1\sigma}};$$

$$\Psi_{m\alpha} = \Psi_2 - L_{2\sigma} \cdot i_{2\alpha}; \quad \Psi_{m\beta} = -L_{2\sigma} \cdot i_{2\beta};$$

$$-i_{2\alpha} = i_{1\alpha} - i_{m\alpha}; \quad -i_{2\beta} = i_{1\beta} - i_{m\beta};$$

$$i_{m\alpha} = (L'_m)^{-1} \cdot \Psi_{m\alpha}; \quad i_{m\beta} = (L'_m)^{-1} \cdot \Psi_{m\beta};$$

$$M_d = \frac{3}{2} p_n \cdot \Psi_2 \cdot (-i_{2\beta}).$$

По уравнениям, описанным выше, получаем структурную схему асинхронного двигателя во вращающейся системе координат с учетом кривой намагничивания [13].

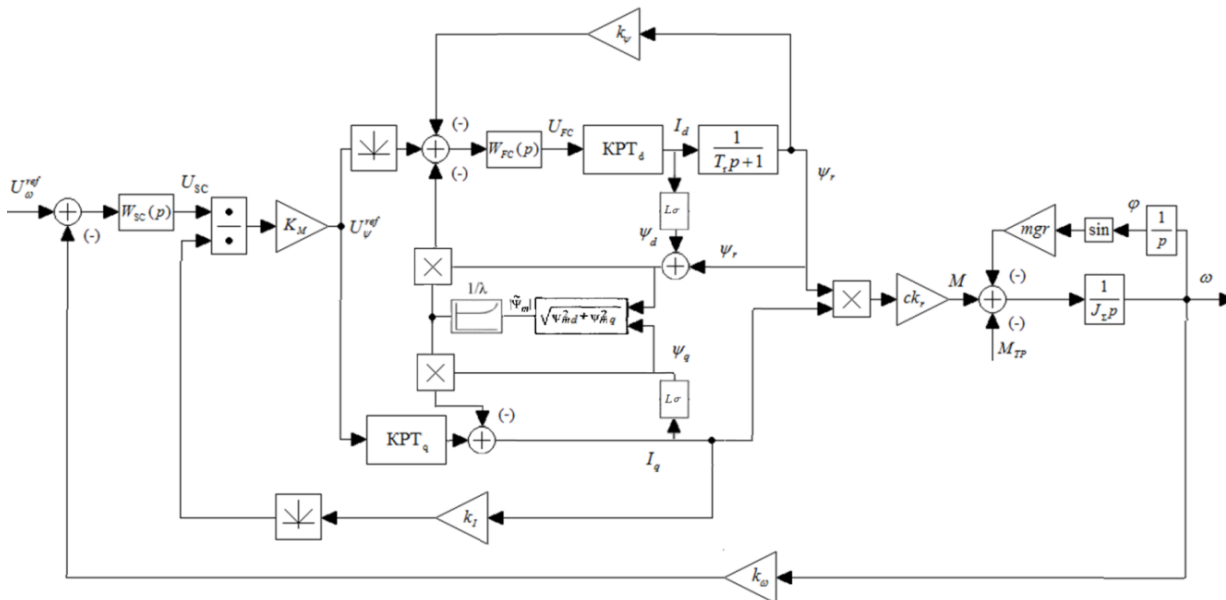


Рис. 3. Структурная схема насыщенного асинхронного двигателя при ориентации вращающейся системы координат по потокосцеплению ротора
Fig. 3. Structural scheme of a saturated induction motor with orientation of the rotating coordinate system along the rotor flux linkage

Рассмотренная модель АД может использоваться для описания динамических процессов в асинхронном электроприводе с управлением от преобразователя частоты во всех типовых режимах регулирования переменных. За счет учета потерь в стали модель позволяет осуществлять точный анализ энергетических характеристик привода как в статике, так и в динамике.

В данной модели входными параметрами являются проекции вектора напряжения статора, а выходными – магнитный поток ротора, скорость двигателя, проекции токов статора, ротора, проекции потокосцепления статора, потокосцепление ротора, главное потокосцепление и роторная частота [7,8].

Результат моделирования

Исходными данными для проектирования системы управления электромеханического дебалансного вибромодуля были амплитуда виброусилителя (A) и частота виброусилителя (Ω): $A = 390\,000$ Н; $\Omega = 14\pi$ рад/с. Ниже представлены параметры системы управления, которые использовались при ее синтезе и моделировании [13].

Параметры дебалансов:

- эксцентриситет дебаланса $r = 0,2$ м;
- масса дебаланса $m = 500$ кг.

Параметры выбранного асинхронного двигателя 4A280S10Y3:

- номинальная мощность $P_r = 37$ кВт;
- номинальное фазное напряжение статора $U_{1r} = 220$ В;
- номинальная скорость вращения $n_r = 590$ об/мин;
- номинальный момент на валу двигателя $M_r = 600$ Нм;
- максимальный момент на валу двигателя $M_{\max} = 1080$ Нм;
- номинальный фазный ток $I_{1r} = 79$ А;
- число пар полюсов $p_p = 5$;
- коэффициент связи ротора $k_r = 0,937$;
- активное сопротивление статора $R_1 = 0,0835$ Ом;
- эквивалентная постоянная времени статорной цепи $T_{\sigma e} = 0,024$ с;
- взаимная индукция обмоток статора и ротора $L_m = 0,0177$ Гн;
- эквивалентная постоянная времени роторной цепи $T_r = 0,2716$ с;
- момент силы трения в подшипниках $M_{тр} = 200$ Нм;
- момент инерции электропривода, приведенный к валу электродвигателя $J_{\Sigma} = 23,6$ кг·м²;
- коэффициент передачи частотного преобразователя $K_{fc} = 31,1$.

Структурное моделирование было проведено в программном пакете MATLAB/Simulink.

В целях сравнительной оценки результатов синтеза системы управления с регулятором момента в виде звена деления (СРМ) была также синтезирована система подчиненного регулирования (СПР), обладающая аналогичными параметрами силовой части. [11] Результаты цифрового моделирования (графики переходных процессов скорости двигателя, момента, потокосцепления ротора и тока I_d) приведены в следующем пункте данной научной статьи.

Исследование системы с учетом кривой намагничивания

Из справочника по асинхронным электродвигателям известны табличные данные из справочного каталога Копылова [12] по исследуемому асинхронному двигателю 4A280S10Y3, по которым произведем построение кривой намагничивания в среде MATLAB:

ИМИТАЦИОННОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ ДЕБАЛАНСНЫХ ВИБРОМОДУЛЕЙ

Моделирование алгоритмов управления проводилось в программном пакете MATLAB/Simulink.

Имитационная модель электропривода дебалансного вибромодуля с двухканальным алгоритмом представлена на рис. 4.

Имитационное моделирование разработанной системы было проведено в программном пакете MATLAB/Simulink, в результате чего были рассчитаны ее динамические характеристики. Результаты моделирования представлены на рис. 5–9. Предполагается, что использование данной структуры управления позволит существенно снизить тепловые потери на намагничивание асинхронного электропривода дебалансного вибромодуля по сравнению с классическими системами, разработанными ранее.

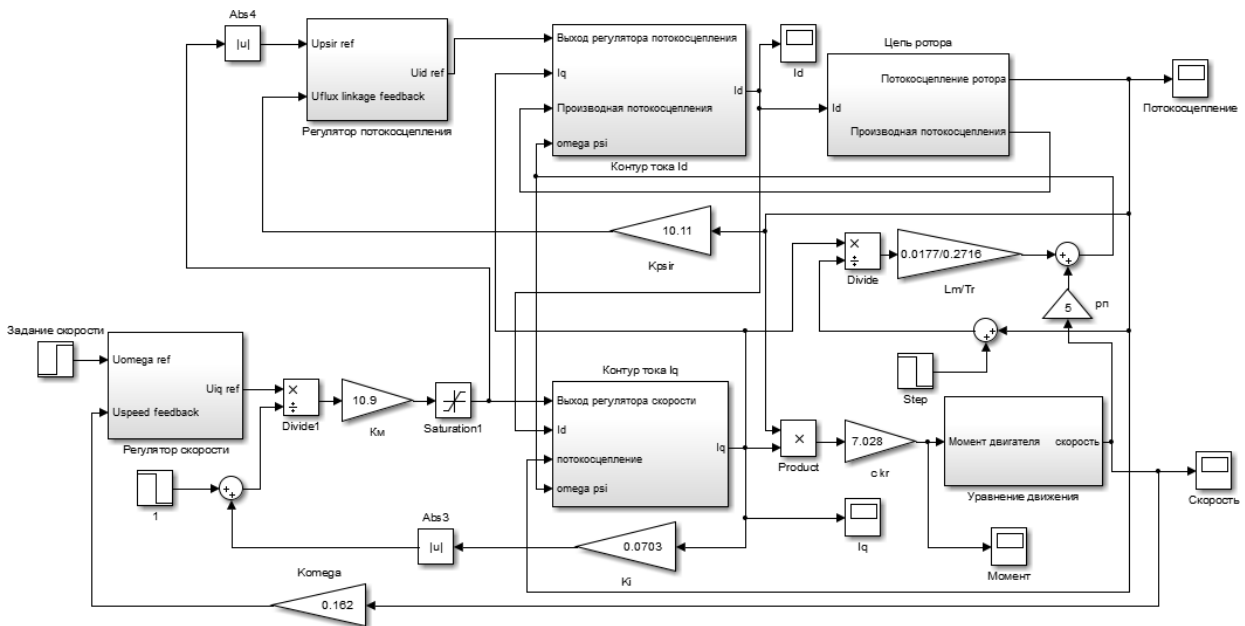


Рис. 4. Имитационная модель электропривода дебалансного вибромодуля с двухканальным алгоритмом
Fig. 4. Simulation model of the unbalanced vibration module electric drive with a two-channel algorithm

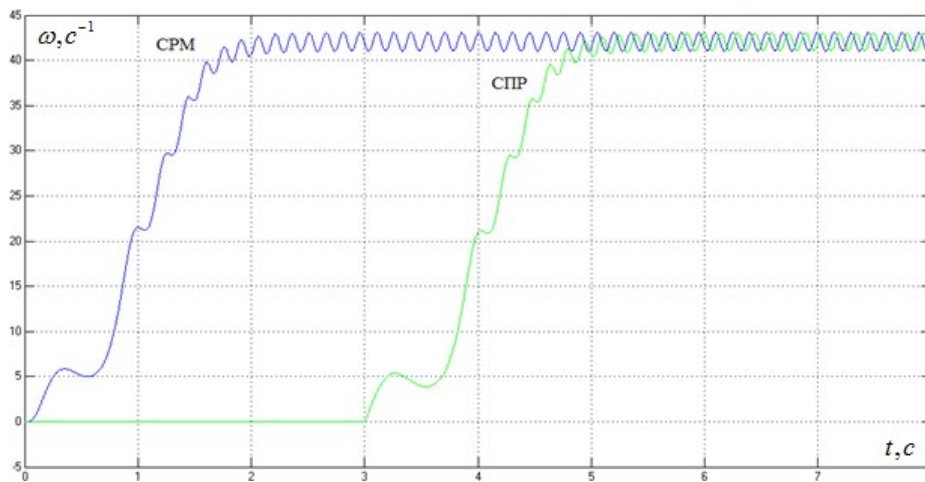


Рис. 5. Переходные процессы скорости дебаланса для системы с двухканальным алгоритмом
Fig. 5. Unbalance rate transients for a system with a two-channel algorithm

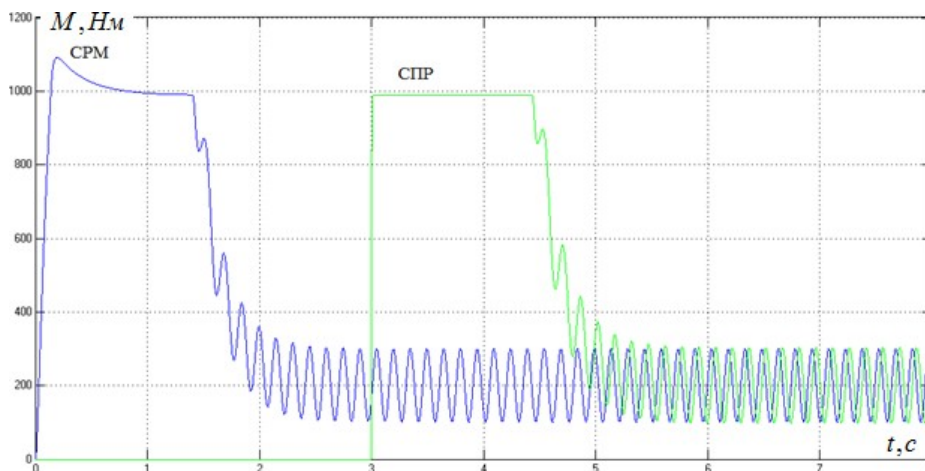


Рис. 6. Переходные процессы электромагнитного момента для системы с двухканальным алгоритмом
Fig. 6. Transients of electromagnetic moment for a system with a two-channel algorithm

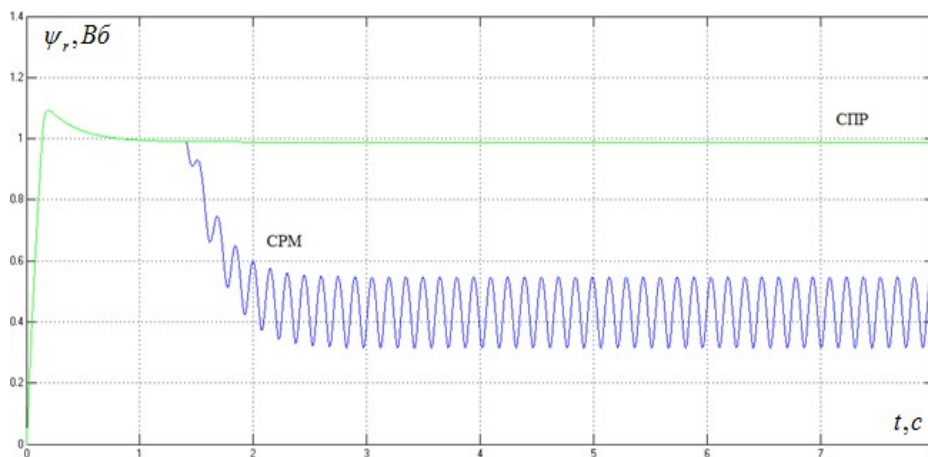


Рис. 7. Переходные процессы потокосцепления ротора для системы с двухканальным алгоритмом
 Fig. 7. Rotor flux linkages for a dual-channel system

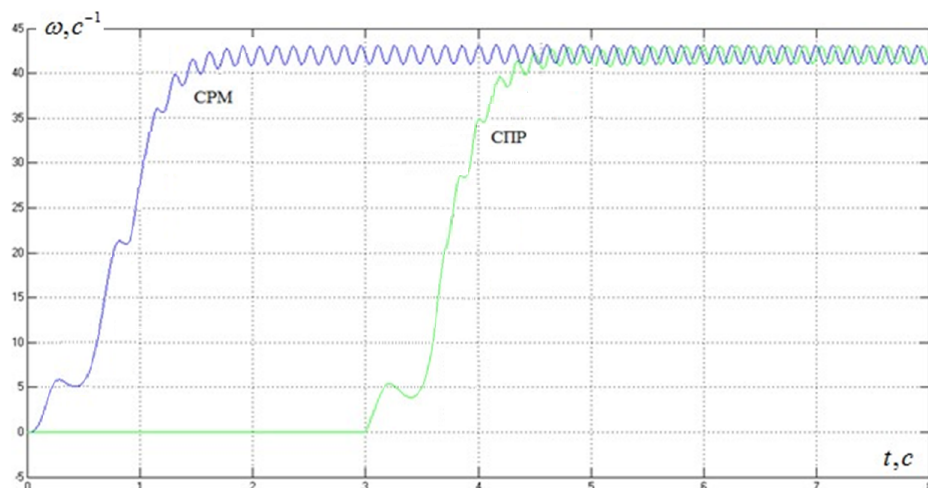


Рис. 8. Переходные процессы скорости дебаланса для системы с двухканальным алгоритмом с учетом кривой намагничивания
 Fig. 8. Unbalance rate transients for a system with a two-channel algorithm taking into account the magnetization curve

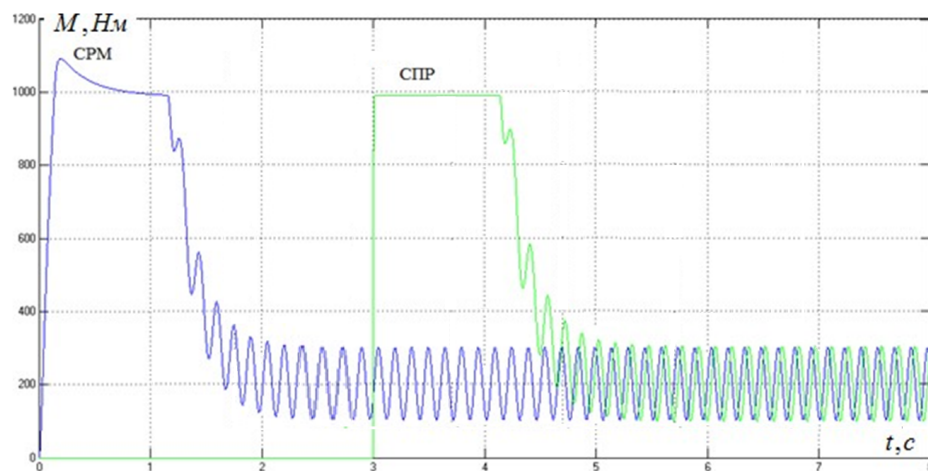


Рис. 9. Переходные процессы электромагнитного момента для системы с двухканальным алгоритмом с учетом насыщения
 Fig. 9. Transients of electromagnetic moment for a system with a two-channel algorithm taking into account saturation

Выводы

Структурное моделирование построенной системы управления дебалансного вибромодуля было проведено в программном пакете MATLAB/Simulink.

В целях сравнительной оценки результатов синтеза системы управления с регулятором момента в виде звена деления (СРМ) была также синтезирована система подчиненного регулирования (СПР), обладающая аналогичными параметрами силовой части. Контур регулирования намагничивающего тока в обоих случаях настраивается на полосу пропускания $f = 700$ Гц, контур регулирования тока I_q в СРМ был настроен на частоту 70 Гц. При этом частотный преобразователь представлялся безынерционным звеном.

Для исследований были произведены расчеты для асинхронного электродвигателя и регуляторов. Результаты цифрового моделирования, графики переходных процессов скорости двигателя, электромагнитного момента, потокосцепления ротора и тока I_d для системы с регулятором момента в виде звена деления (СРМ) и классической СПР, обладающей аналогичными параметрами силовой части, показаны на рис. 5–9. В обеих системах осуществлялось задание на частоту сейсмического сигнала, равную 7 Гц. Поскольку система подчиненного регулирования предполагает предварительное намагничивание асинхронного двигателя, то в целях более наглядного представления результатов моделирования пуск двигателя в этой системе был осуществлен на 3 с позже, чем в системе с регулятором момента (СРМ). Учет насыщения магнитной системы при моделировании работы асинхронного короткозамкнутого двигателя позволяет на одну секунду раньше получить значения расчетного момента холостого хода и скорости вращения вала двигателя, чем в случае, не учитывающем это явление.

Литература

1. Симаков, Г.М. Автоматизированный электропривод: учеб. / Г.М. Симаков – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2010. – 135 с.
2. Асинхронный электропривод общепромышленного назначения с прямым цифровым управлением и развитыми интеллектуальными свойствами / А.Б. Виноградов, В.Л. Чистосердов, А.Н. Сибирцев, Д.А. Монов // Известия вузов. Серия «Электротехника». – 2001. – № 3. – С. 60–67.
3. Куцевалов, В. М. Асинхронные и синхронные машины с массивными роторами / В.М. Куцевалов. – М.: Энергия, 1979. – 160 с.
4. Шрейнер, Р.Т. Ресурсы энергосбережения в повторно-кратковременных режимах работы асинхронного привода / Р.Т. Шрейнер, А.А. Емельянов, А.В. Медведев // Промышленная энергетика. – 2011. – № 11. – С. 22–27.
5. 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.
6. Востриков, А.С. Теория автоматического регулирования: учеб. пособие для вузов / А.С. Востриков, Г.А. Французова. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2003. – 364 с.
7. Новое поколение преобразователей частоты серии ЭПВ / А.Б. Виноградов, А.Н. Сибирцев, В.А. Матисон, В.Б. Степанов // Силовая электроника. – 2006. – № 2. – С. 64–66.
8. Соколовский, Г.Г. Электроприводы переменного тока с частотным регулированием: учеб. для студентов высш. учеб. заведений / Г. Г. Соколовский – М.: Издательский центр «Академия», 2006. – 272 с.
9. Симаков, Г.М. Метод последовательного синтеза энергетически эффективного управления быстродействующим электроприводом переменного тока / Г.М. Симаков, Ю.П. Филюшов // XVI Международная научно-техническая конференция «Электроприводы переменного тока». – Екатеринбург, 2015. – С. 111–114.
10. Булгаков, А.А. Частотное управление асинхронными двигателями / А.А. Булгаков. – М.: Энергоиздат, 1982. – 216 с.
11. Черных, И.В. Моделирование электротехнических устройств в Matlab, SimPowerSystem и Simulink / И.В. Черных. – М.: ДМК Пресс; СПб: Питер, 2008. – 288 с.

12. Копылов, И.П. Математическое моделирование электрических машин / И. П. Копылов. – М.: Высш. шк., 2001. – 327 с.

13. Симаков, Г. М., Асинхронный регулируемый электропривод тягодутьевых машин / Г.М. Симаков, М.А. Марченко. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2017. – 175 с.

14. Виноградов, А.Б. Бездатчиковый асинхронный электропривод с адаптивно-векторной системой управления / А.Б. Виноградов // *Электричество*. – 2008. – № 2. – С. 44–50.

15. Симаков, Г.М. Энергоэффективное управление электроприводом переменного тока / Г.М. Симаков, Ю.П. Филушов. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2016. – 241 с.

Симаков Геннадий Михайлович, д-р техн. наук, профессор кафедры электропривода и автоматизации промышленных установок, Новосибирский государственный технический университет, г. Новосибирск; Simakov44_86@mail.ru.

Топовский Валерий Валерьевич, старший преподаватель кафедры электропривода и автоматизации промышленных установок, Новосибирский государственный технический университет, г. Новосибирск; topovskij.2013@corp.nstu.ru.

Ильенков Игорь Александрович, аспирант кафедры электропривода и автоматизации промышленных установок, Новосибирский государственный технический университет, г. Новосибирск; Igor_Iljenkov@mail.ru.

Поступила в редакцию 22 октября 2020 г.

DOI: 10.14529/ctcr210104

VECTOR CONTROL ALGORITHMS FOR AN ELECTROMECHANICAL UNBALANCE VIBRATION MODULE WITHOUT PRELIMINARY MAGNETIZATION OF THE ASYNCHRONOUS MOTOR

G.M. Simakov, Simakov44_86@mail.ru,
V.V. Topovskiy, topovskij.2013@corp.nstu.ru,
I.A. Ilyenkov, Igor_Iljenkov@mail.ru

Novosibirsk State Technical University, Novosibirsk, Russian Federation

With the development of electronic systems, the control of various asynchronous type electric motors is becoming more efficient and accurate. Such engines are used everywhere in the world, the variety of tasks performed by such mechanisms is growing every day, and the need for them is not decreasing. Nowadays, AC electric drive systems based on an asynchronous motor are becoming more widespread. This is due to the high reliability, simple design and relatively low cost of induction motors, as well as the rapid development of power converter technology, which makes it possible to create various types of semiconductor converters and reliable power supplies. In most cases, the vector control system is built for a pre-magnetized electric drive. This article discusses the synthesis of a vector control system for an asynchronous motor without preliminary magnetization, and also considers algorithms for vector control of an electromechanical unbalanced vibration module without preliminary magnetization of the asynchronous motor. **Aim.** To develop a control structure for an asynchronous motor of an unbalanced vibration module. Introduce a division link into the management structure. Synthesize a speed controller, rotor flux linkage and two components of the stator current. Compensate for the EMF action in the channels of the transverse and longitudinal axis. Provide the control system with the ability to reverse the electric machine. Implement the simu-

lation of the resulting system and conduct a study of the results obtained, having obtained dynamic characteristics. **Methods.** The vector control system is constructed in the form of a stabilization channel of the rotor flux linkage module and a channel for controlling the rotor rotation speed. To achieve the desired result, we introduce a nonlinear regulator of the division link type into the control structure. This will convert the nonlinear structure to linear. Let's compensate the EMF action in the channels of the transverse and longitudinal axis. Having realized the simulation of the obtained system, we will conduct a study of the results obtained, having obtained dynamic characteristics. **Results.** Structural modeling was carried out in the MATLAB/Simulink software package. For the purpose of a comparative assessment of the synthesis results of a control system with a torque regulator in the form of a division link, a subordinate control system will also be synthesized, which has similar parameters of the power unit. **Conclusion.** The choice of the motor torque as the output coordinate makes it possible to significantly simplify the mathematical model of the induction motor. In addition to the features of the mathematical model of an asynchronous electric motor, in this work it is necessary to take into account the features of the vibration module as a load. In this case, two main features can be distinguished – a large moment of inertia of the flywheel masses of the electric drive, as well as a sinusoidal dependence of the moment of resistance on the angle of rotation of the rotor.

Keywords: asynchronous squirrel-cage motor, magnetization, subordinate control system, torque control system, software package MATLAB, dynamic characteristics, electromotive force (EMF).

References

1. Simakov G.M. *Avtomatizirovanyi elektroprivod* [Automated electric drive]. Novosibirsk, Novosibirsk St. Techn. Univ. Publ., 2010. 135 p.
2. Vinogradov A.B., Chistoserdov V.L., Sibirtsev A.N., Monov D.A. [Asynchronous electric drive for general industrial purposes with direct digital control and advanced intellectual properties]. *Proceedings of the universities. Ser. Electrical Engineering*, 2001, no. 3, pp. 60–67. (in Russ.)
3. Kutsevalov V.M. *Asinchronnyye i sinchronnyye mashiny s massivnymi rotorami* [Asynchronous and synchronous machines with massive rotors]. Moscow, Energy Publ., 1979. 160 p.
4. Shreiner R.T., Emelyanov A.A., Medvedev A.V. [Energy saving resources in intermittent modes of operation of an asynchronous drive]. *Industrial power engineering*, 2011, no. 11, pp. 22–27. (in Russ.)
5. Vinogradov A.B., Chistoserdov V.L., Sibirtsev A.N., Monov D.A. [A new series of digital asynchronous electric drives based on vector control principles and variable generation]. *Electrical engineering*, 2001, no. 12, pp. 25–30. (in Russ.)
6. Vostrikov A.S., Frantsuzova G.A. *Teoriya avtomaticheskogo regulirovaniya* [Automatic control theory: Textbook. University manual]. Novosibirsk, Novosibirsk St. Techn. Univ. Publ., 2003. 364 p.
7. Vinogradov A.B., Sibirtsev A.N., Matison V.A., Stepanov V.B. [New generation of frequency converters EPV series]. *Power electronics*, 2006, no. 2, pp. 64–66. (in Russ.)
8. Sokolovsky G.G. *Elektroprivody peremennogo toka s chastotnym regulirovaniem* [Variable Frequency AC Drives: A Textbook for Students of Higher Educational Institutions]. Moscow, Publ. Center “Academy”, 2006. 272 p.
9. Simakov G.M., Filyushov Yu.P. [Method of sequential synthesis of energetically efficient control of a high-speed AC drive]. *XVI International Scientific and Technical Conference “AC Drives”*, 2015, pp. 111–114. (in Russ.)
10. Bulgakov A.A. *Chastotnoye upravlenie asinchronnymi dvigatelyami* [Frequency control of asynchronous motors]. Moscow, Energoizdat, 1982. 216 p.
11. Chernykh I.V. *Modelirovaniye electrotekhnicheskikh ustroystv v Matlab, SimPowerSystem i Simulink* [Modeling electrical devices in Matlab, SimPowerSystem, and Simulink]. Moscow, DMK Press; St. Petersburg, 2008. 288 p.
12. Kopylov I.P. *Matematicheskoye modelirovaniye elektricheskikh maschin* [Mathematical modeling of electrical machines]. Moscow, Higher School, 2001. 327 p.

13. Simakov G.M., Marchenko M.A. *Asinchronniy reguliruemiyi elektroprivod tyagodutevych machin* [Asynchronous variable electric drive of draft machines]. Novosibirsk, Novosibirsk St. Techn. Univ. Publ., 2017. 175 p.

14. Vinogradov, A. B. [Sensorless asynchronous electric drive with adaptive vector control system]. *Electricity*, 2008, no. 2, pp. 44–50. (in Russ.)

15. Simakov G.M., Filyushov Yu.P. *Energoeffektivnoe upravlenie elektroprivodom peremennogo toka* [Energy efficient AC drive control]. Novosibirsk, Novosibirsk St. Techn. Univ. Publ., 2016. 241 p.

Received 22 October 2020

ОБРАЗЕЦ ЦИТИРОВАНИЯ

Симаков, Г.М. Алгоритмы векторного управления электромеханического дебалансного вибромодуля без предварительного намагничивания асинхронного двигателя / Г.М. Симаков, В.В. Топовский, И.А. Ильенков // Вестник ЮУрГУ. Серия «Компьютерные технологии, управление, радиоэлектроника». – 2021. – Т. 21, № 1. – С. 35–48. DOI: 10.14529/ctcr210104

FOR CITATION

Simakov G.M., Topovskiy V.V., Ilyenkov I.A. Vector Control Algorithms for an Electromechanical Unbalance Vibration Module without Preliminary Magnetization of the Asynchronous Motor. *Bulletin of the South Ural State University. Ser. Computer Technologies, Automatic Control, Radio Electronics*, 2021, vol. 21, no. 1, pp. 35–48. (in Russ.) DOI: 10.14529/ctcr210104
