

УДК 621.313.84
EDN: OGVWCG

К.М. Шляпцев^{1, 2}, А.В. Григорьев¹

¹ ФГАОУ ВО «Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет „ЛЭТИ“ имени В.И. Ульянова (Ленина)», Санкт-Петербург, Россия

² Филиал «ЦНИИ СЭТ» ФГУП «Крыловский государственный научный центр», Санкт-Петербург, Россия

МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ШЕСТИФАЗНОГО СИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ С ПОСТОЯННЫМИ МАГНИТАМИ В РОТОРЕ

Объект и цель научной работы. Объектом исследований является судовой шестифазный (двухобмоточный) синхронный двигатель с возбуждением от постоянных магнитов, расположенных в явнополусном роторе. Цели – разработка математической модели электродвигателя в естественной системе координат (ABC); разработка компьютерной модели испытательного стенда, включающего в себя электродвигатель и систему управления; исследование переходных процессов электродвигателя в режиме пуска с подачей нагрузки.

Материалы и методы. Исходными данными является научно-техническая информация, представленная в трудах по моделированию электрических машин и научных трудах авторов. В качестве программного обеспечения служит научная среда моделирования Matlab с приложением Simulink.

Основные результаты. Разработана математическая модель синхронного двигателя с постоянными магнитами (СДПМ), позволяющая учитывать как явнополусную, так и неявнополусную конструкции ротора. В статье представлена компьютерная модель испытательного стенда, которая дает возможность исследовать переходные процессы в электродвигателе при различных режимах эксплуатации, несимметричных параметрах статорных обмоток и магнитной конструкции ротора.

Заключение. Использование разработанной компьютерной модели многофазного электродвигателя и испытательного стенда позволяет на стадии проектирования гребной электрической установки (ГЭУ) произвести расчет и анализ переходных процессов для подтверждения правильности принятых проектных решений.

Ключевые слова: шестифазный синхронный двигатель, явнополусный ротор, постоянные магниты, матрицы, векторы.

Авторы заявляют об отсутствии возможных конфликтов интересов.

UDC 621.313.84
EDN: OGVWCG

K.M. Shlyaptsev^{1, 2}, A.V. Grigoryev¹

¹ St. Petersburg Electrotechnical University (LETI), St. Petersburg, Russia

² TSNII SET branch of Krylov State Research Centre, St. Petersburg, Russia

MATHEMATICAL MODEL OF SIX-PHASE SYNCHRONOUS MOTOR WITH PERMANENT-MAGNET ROTOR

Object and purpose of research. This paper discusses six-phase (two-winding) synchronous motor excited by permanent magnets in its salient-pole rotor. The purpose of the study was to develop the mathematical model of motor in the natural coordinate system (ABC), to develop computer-based model of the test rig (motor and control system) and to investigate transient processes taking place in the motor at the startup (activation of load).

Для цитирования: Шляпцев К.М., Григорьев А.В. Математическая модель шестифазного синхронного двигателя с постоянными магнитами в роторе. Труды Крыловского государственного научного центра. 2026; 3(417): 91–99.

For citations: Shlyaptsev K.M., Grigoryev A.V. Mathematical model of six-phase synchronous motor with permanent-magnet rotor. Transactions of the Krylov State Research Centre. 2026; 3(417): 91–99 (in Russian).

Materials and methods. The study relies on available research and engineering data from the literature on the simulation of electric machines, as well as on the authors' own findings. Simulation was performed in Matlab computing platform (Simulink application).

Main results. The authors managed to develop the mathematical model of synchronous motor with permanent magnets that can handle the rotors with both salient and non-salient poles. The paper presents computer-based model of the test rig that can simulate transient processes in the motor in different service conditions, with asymmetric parameters of stator windings and magnetic design of rotor.

Conclusion. Computer-based model of the multi-phased motor and the test rig suggested by the authors enables calculation and analysis of the transient processes in the propulsion motor still at the design stage to confirm the correctness of adopted design solutions.

Keywords: six-phase synchronous motor, salient-pole rotor, permanent magnets, matrices, vectors.

The authors declare no conflicts of interest.

Введение

Introduction

К группе судов, где используются многофазные гребные электродвигатели, относятся ледоколы, суда ледового плавания, спасательные, пожарные, исследовательские, буксиры и другие [1]. Наиболее перспективным для повышения единичной мощности гребной электрической установки судна является применение многофазных электродвигателей. Математическое описание таких двигателей является трудоемкой задачей, решение которой дает возможность провести анализ переходных процессов в электродвигателе при различных режимах эксплуатации и на основании этого предполагать возможность применения разработанной модели в процессе проектирования ГЭУ.

Разработка математической модели многофазного гребного электродвигателя

Development of mathematical model for multi-phase propulsion motor

Математическое моделирование шестифазного синхронного двигателя с постоянными магнитами производится с помощью фазных (естественных или ABC) координат, где входные воздействия, переменные состояния и параметры представлены в виде матрично-векторной формы.

Для начала ниже представлена система уравнений электромагнитного равновесия статора синхронного двигателя в общем виде [2, 3]:

$$\begin{cases} \overline{Us} = R_s \cdot \overline{Is} + \frac{d\overline{\Psi_s}}{dt}, \\ \overline{\Psi_s} = L_s(\Theta_{el}) \cdot \overline{Is} + \overline{\Psi_m(\Theta_{el})}, \end{cases} \quad (1)$$

где $\overline{Us}$ – вектор-столбец фазных напряжений статора (отвечает за входные воздействия в матема-

тической модели двигателя); R_s – диагональная матрица активных сопротивлений фаз статора (параметры, постоянные во времени); $\overline{Is}$ – вектор-столбец фазных токов статора (переменные состояния); $\overline{\Psi_s}$ и $\overline{\Psi_m(\Theta_{el})}$ – векторы-столбцы потокосцеплений статора (переменные состояния) и ротора (параметры, изменяющиеся во времени); $L_s(\Theta_{el})$ – динамическая квадратная матрица, состоящая из собственных (L) и взаимных (M) индуктивностей статора (параметры, изменяющиеся во времени); Θ_{el} – электрический угол вращения ротора (угол поля), равный произведению механического угла вращения ротора (Θ_m) и числа пар полюсов двигателя (Z_p), т.е. $\Theta_{el} = \Theta_m \times Z_p$.

В синхронных машинах с постоянными магнитами Z_p у статора и ротора одинаковые. В итоге система (1) является совокупностью сложных функций с зависимостью от электрического угла вращения ротора (Θ_{el}).

Следовательно, развернутая структура уравнений фазных напряжений статора ($\overline{Us}$) для шестифазного СДПМ принимает вид:

$$\begin{bmatrix} Usa \\ Usb \\ Usc \\ Usd \\ Use \\ Usf \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Rsa & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & Rsb & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & Rsc & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & Rsd & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & Rse & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & Rsf \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} Isa \\ Isb \\ Isc \\ Isd \\ Ise \\ Isf \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Psi_{sa} \\ \Psi_{sb} \\ \Psi_{sc} \\ \Psi_{sd} \\ \Psi_{se} \\ \Psi_{sf} \end{bmatrix}, \quad (2)$$

где $Usa, Usb, Usc, Usd, Use, Usf$ – напряжения фаз статора; $Rsa, Rsb, Rsc, Rsd, Rse, Rsf$ – активные сопротивления фаз статора; $Isa, Isb, Isc, Isd, Ise, Isf$ – токи фаз статора; $\Psi_{sa}, \Psi_{sb}, \Psi_{sc}, \Psi_{sd}, \Psi_{se}, \Psi_{sf}$ – потокосцепления фаз статора A, B, C, D, E, F соответственно.

Таким образом, развернутая структура вектора столбца фазных потокоцеплений статора (Ψ_s) для шестифазного СДПМ принимает вид:

$$\begin{bmatrix} \Psi_{sa} \\ \Psi_{sb} \\ \Psi_{sc} \\ \Psi_{sd} \\ \Psi_{se} \\ \Psi_{sf} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Laa(\Theta_{el}) & Mab(\Theta_{el}) & Mac(\Theta_{el}) & Mad(\Theta_{el}) & Mae(\Theta_{el}) & Maf(\Theta_{el}) \\ Mba(\Theta_{el}) & Lbb(\Theta_{el}) & Mbc(\Theta_{el}) & Mbd(\Theta_{el}) & Mbe(\Theta_{el}) & Mbf(\Theta_{el}) \\ Mca(\Theta_{el}) & Mcb(\Theta_{el}) & Lcc(\Theta_{el}) & Mcd(\Theta_{el}) & Mce(\Theta_{el}) & Mcf(\Theta_{el}) \\ Mda(\Theta_{el}) & Mdb(\Theta_{el}) & Mdc(\Theta_{el}) & Ldd(\Theta_{el}) & Mde(\Theta_{el}) & Mdf(\Theta_{el}) \\ Mea(\Theta_{el}) & Meb(\Theta_{el}) & Mec(\Theta_{el}) & Med(\Theta_{el}) & Lee(\Theta_{el}) & Mef(\Theta_{el}) \\ Mfa(\Theta_{el}) & Mfb(\Theta_{el}) & Mfc(\Theta_{el}) & Mfd(\Theta_{el}) & Mfe(\Theta_{el}) & Lff(\Theta_{el}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \\ I_{sd} \\ I_{se} \\ I_{sf} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \Psi_{ma}(\Theta_{el}) \\ \Psi_{mb}(\Theta_{el}) \\ \Psi_{mc}(\Theta_{el}) \\ \Psi_{md}(\Theta_{el}) \\ \Psi_{me}(\Theta_{el}) \\ \Psi_{mf}(\Theta_{el}) \end{bmatrix} \quad (3)$$

где $Laa(\Theta_{el})$, $Lbb(\Theta_{el})$, $Lcc(\Theta_{el})$, $Ldd(\Theta_{el})$, $Lee(\Theta_{el})$, $Lff(\Theta_{el})$ – собственные индуктивности фаз статора A, B, C, D, E, F соответственно; $Mab(\Theta_{el})$, $Mac(\Theta_{el})$, $Mad(\Theta_{el})$ и другие – взаимные междуфазные индуктивности статора; $\Psi_{ma}(\Theta_{el})$, $\Psi_{mb}(\Theta_{el})$, $\Psi_{mc}(\Theta_{el})$, $\Psi_{md}(\Theta_{el})$, $\Psi_{me}(\Theta_{el})$, $\Psi_{mf}(\Theta_{el})$ – магнитные потокоцепления ротора относительно фаз статора A, B, C, D, E, F соответственно, которые выражаются следующим образом:

$$\overline{\Psi_m(\Theta_{el})} = \begin{bmatrix} \Psi_{ma}(\Theta_{el}) \\ \Psi_{mb}(\Theta_{el}) \\ \Psi_{mc}(\Theta_{el}) \\ \Psi_{md}(\Theta_{el}) \\ \Psi_{me}(\Theta_{el}) \\ \Psi_{mf}(\Theta_{el}) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Psi_m \cdot \cos(\Theta_{el}) \\ \Psi_m \cdot \cos\left(\Theta_{el} - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \Psi_m \cdot \cos\left(\Theta_{el} + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \Psi_m \cdot \cos(\Theta_{el} + \gamma) \\ \Psi_m \cdot \cos\left(\Theta_{el} - \frac{2\pi}{3} + \gamma\right) \\ \Psi_m \cdot \cos\left(\Theta_{el} + \frac{2\pi}{3} + \gamma\right) \end{bmatrix}, \quad (4)$$

где Ψ_m – максимальная амплитуда потокоцепления ротора [Вб], γ – угол сдвига фаз между двумя обмотками статора $= -\pi/6$ [рад].

Конструкция ротора представляет собой выступающие магнитные полюса от обода вала. В результате вращения ротора возникают колебания в собственных (L) и взаимных (M) индук-

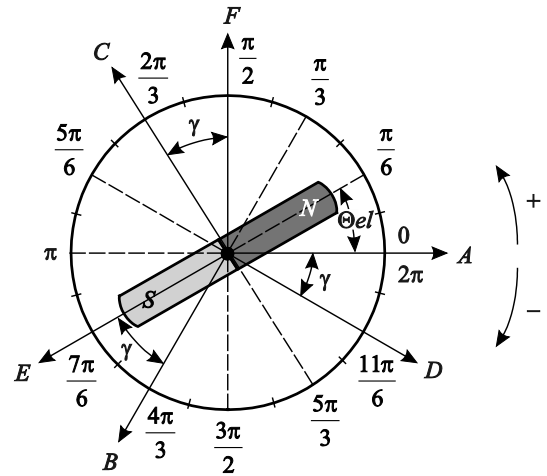


Рис. 1. Векторная диаграмма магнитных осей фаз статора

Fig. 1. Magnetic axes of stator phases: vector diagram

тивностях статора, которые выражаются следующим образом:

$$Laa \dots Ldd(\Theta_{el}) = l_0 + \frac{L_d + L_q}{3} \times \cos(2 \cdot (\Theta_{el} \pm \text{угол магнитной оси фазы [рад]})), \quad (5)$$

$$Mab \dots Mef(\Theta_{el}) = m_0 + \frac{L_d + L_q}{3} \times \cos(2 \cdot (\Theta_{el} \pm \text{угол между осями фаз [рад]})), \quad (6)$$

где l_0 и m_0 – постоянные составляющие собственных (L) и взаимных (M) индуктивностей статора, L_d и L_q – полные синхронные индуктивности статора по продольной и поперечной осям [4].

Угол магнитной оси фазы статора и угол между магнитными осями статора определяются по векторной диаграмме, показанной на рис. 1.

Механическая мощность ($P_{мех}$) и энергия электромагнитного поля (W) синхронного двигателя являются временными функциями, зависящими от электрического угла вращения ротора (Θ_{el}), который является функцией времени. Следовательно, выражение электромагнитного момента ($M_{эм}$) двигателя осуществляется в несколько шагов.

Шаг 1. Электромагнитный момент является частным от деления механической мощности ($P_{мех}(\Theta_{el})$, в Вт) на механическую угловую частоту вращения ротора (Ω_r , в рад/с):

$$M_{эм} = \frac{P_{мех}(\Theta_{el})}{\Omega_r}. \quad (7)$$

Шаг 2. Механическая мощность является производной от энергии электромагнитного поля ($W(\Theta_{el})$), в Дж) по времени:

$$P_{мех}(\Theta_{el}) = \frac{dW(\Theta_{el})}{dt}. \quad (8)$$

Шаг 3. Т.к. энергия электромагнитного поля представляет собой сложную функцию от аргумента Θ_{el} , то ее производная по времени является произведением двух производных. Первая – производная аргумента по времени, вторая – частная производная энергии по аргументу. Производная Θ_{el} по времени является частотой вращения электромагнитного поля Ω_{el} (в рад/с), которая равна произведению механической частоты вращения ротора (Ω_r) и числа пар полюсов (Z_p), т.е. $\Omega_{el} = \Omega_r \times Z_p$. В итоге производная энергии выражается следующим образом:

$$\frac{dW(\Theta_{el})}{dt} = \frac{d\Theta_{el}}{dt} \cdot \frac{\partial W(\Theta_{el})}{\partial(\Theta_{el})} = Z_p \cdot \Omega_r \cdot \frac{\partial W(\Theta_{el})}{\partial(\Theta_{el})}. \quad (9)$$

Шаг 4. Подставим выражение (9) в формулу (7) и получим:

$$\begin{aligned} M_{эм} &= \frac{P_{мех}(\Theta_{el})}{\Omega_r} = \frac{\frac{dW(\Theta_{el})}{dt}}{\Omega_r} = \frac{\frac{d\Theta_{el}}{dt} \cdot \frac{\partial W(\Theta_{el})}{\partial(\Theta_{el})}}{\Omega_r} = \\ &= \frac{Z_p \cdot \Omega_r \cdot \frac{\partial W(\Theta_{el})}{\partial(\Theta_{el})}}{\Omega_r} = Z_p \cdot \frac{\partial W(\Theta_{el})}{\partial(\Theta_{el})}. \end{aligned} \quad (10)$$

Шаг 5. Частная производная энергии электромагнитного поля по аргументу Θ_{el} является суммой двух частных производных. Первая – частная производная энергии статорной составляющей по Θ_{el} . Вторая – частная производная энергии роторной составляющей по Θ_{el} :

$$\frac{\partial W(\Theta_{el})}{\partial(\Theta_{el})} = \frac{1}{2} \cdot \overline{Is}^T \cdot \frac{\partial Ls(\Theta_{el})}{\partial(\Theta_{el})} \cdot \overline{Is} + \overline{Is}^T \cdot \frac{\partial \overline{\Psi m}(\Theta_{el})}{\partial(\Theta_{el})}, \quad (11)$$

где $\frac{\partial Ls(\Theta_{el})}{\partial(\Theta_{el})}$ и $\frac{\partial \overline{\Psi m}(\Theta_{el})}{\partial(\Theta_{el})}$ – частные производные матрицы индуктивностей статора ($Ls(\Theta_{el})$) и вектора потокосцеплений ротора ($\overline{\Psi m}(\Theta_{el})$) соответственно, по аргументу Θ_{el} ; $\overline{Is}^T$ – транспонированный вектор токов статора.

Шаг 6. Окончательное выражение электромагнитного момента принимает вид:

$$\begin{aligned} M_{эм} &= Z_p \cdot \frac{1}{2} \cdot \overline{Is}^T \cdot \frac{\partial Ls(\Theta_{el})}{\partial(\Theta_{el})} \cdot \overline{Is} + Z_p \cdot \overline{Is}^T \cdot \frac{\partial \overline{\Psi m}(\Theta_{el})}{\partial(\Theta_{el})} = \\ &= M_{реакт} + M_{магн}. \end{aligned} \quad (12)$$

Таким образом, момент ГЭД является частной производной энергии электромагнитного поля по электрическому углу вращения ротора (Θ_{el}) и прямо пропорционален числу пар полюсов двигателя (Z_p). Как показывает выражение (12), электромагнитный момент состоит из реактивной ($M_{реакт}$) и магнитной ($M_{магн}$) составляющих. Реактивная составляющая обусловлена колебаниями в собственных и взаимных индуктивностях статора. В зарубежной научной литературе такую составляющую называют выравнивающим крутящим моментом (англ. – reluctance torque).

Выравнивающий крутящий момент возникает, когда внутреннее магнитное поле ротора взаимодействует с внешним магнитным полем статора. Ротор стремится выровняться с внешним полем статора, чтобы минимизировать сопротивление магнитному потоку внутри себя. Магнитная составляющая обусловлена возникающей противодействующей электродвижущей силой (ЭДС) в статоре за счет механического вращения ротора (ЭДС поворота). Уравнение электромагнитного момента подходит и для неявнополюсного СДПМ, где индуктивности статора про продольной и поперечной осям одинаковые ($L_d = L_q$). В этом случае колебания индуктивностей отсутствуют (индуктивности постоянны) в силу цилиндрической конструкции ротора, следовательно, $M_{реакт} = 0$ и $M_{эм} = M_{магн}$.

В итоге математическое описание электро-механических и электромагнитных процессов в шестифазном СДПМ с явнополюсным ротором состоит из уравнений (2), (3), (12) и уравнения вращения вала (13):

$$\frac{d\Omega_r}{dt} = (M_{эм} - M_c) \cdot \frac{1}{J}, \quad (13)$$

где J – момент инерции вала двигателя (в кг·м²); M_c – нагрузочный момент (момент сопротивления).

Математическая модель позволяет провести анализ переходных процессов в многофазных СДПМ при различных режимах эксплуатации и несимметричных параметрах статорных обмоток. Данная математическая модель может быть реализована в ком-

пьютерной модели для проведения расчетов переходных процессов шестифазного СДПМ с неявно-плюсным ротором.

Система управления гребным электроприводом

Motor control system

В гребном электроприводе предлагается применение скалярного управления СДПМ. Скалярное регулирование синхронного двигателя обосновано отсутствием каких-либо требований по качественным показателям переходных процессов. В ГЭУ допускаются незначительные пульсации момента в установившемся режиме. Пульсации обусловлены отсутствием RLC-фильтров на выходах инверторов.

Для наглядного и простого понимания работы двигателя и его питания предлагается использовать одноконтурную замкнутую систему управления, по обратной связи с датчика оборотов двигателя. На рис. 2 изображена функциональная схема системы скалярного управления шестифазным СДПМ. Управление производится по закону $U/f = \text{const}$.

Рассмотрим подробнее алгоритм управления. Для начала введем пояснения: ref = reference = заданный сигнал; $fact$ = factual = фактический сигнал. Заданное номинальное значение оборотов (N_{ref}) сравнивается с фактическими оборотами с датчика (N_{fact}). В результате сравнения получается ошибка регулирования (eN), которая после преобразования интегральным регулятором ($I_PEГ$) становится управляющей частотой питания обмоток статора ($f_control$).

Далее этот сигнал поступает на входы блоков частотного управления (БЧУ 1 и БЧУ 2), где по закону регулирования формируются амплитуды управляющих напряжений ($U1$ и $U2$), а также про-

исходит формирование фазовых углов ($ph1$ и $ph2$). Данные сигналы ($U1$ и $U2$, $ph1$ и $ph2$) поступают в блок формирования трехфазного модуляционного сигнала (БФТМС), который далее сравнивается с опорным пилообразным сигналом в блоке широтно-импульсной модуляции (ШИМ). На выходе блока формируются управляющие импульсные последовательности, которые поступают на транзисторы в трехфазных двухуровневых автономных инверторах напряжения (АИН 1 и АИН 2).

На рис. 3 (см. вклейку) показан реализованный в среде Matlab/Simulink алгоритм работы блоков БЧУ1, БЧУ2 и БФТМС.

Рассмотрим подробнее алгоритм работы БЧУ 1 и БЧУ 2. Частота питания статорных обмоток ($f_control$) по закону регулирования ($U/f = \text{const}$) с помощью пропорциональных коэффициентов (Kp_U1 и Kp_U2) преобразуется в амплитуды управляющих напряжений статора ($U1$ и $U2$). Одновременно с этим частота преобразуется в скорости вращения магнитных полей статора $\omega_{el} = 2\pi f$ (одинаковые для обеих обмоток статора), с помощью пропорциональных коэффициентов ($Kp_omegae1$ и $Kp_omegae2$).

Далее эти скорости поступают на вход интеграторов Integrator 1 и 2 соответственно, где происходит их преобразование в пилообразные сигналы, являющиеся электрическими углами вращения полей статора ($ph1$ и $ph2$). В момент, когда углы полей достигают значений 2π , соответственно в блоках Integrator 1 и 2, сигналы обрываются до начальных условий и преобразование, т.е. рост сигналов до 2π происходит заново. Начальные условия интегрирования для блока Integrator 1 = $TETAel_0 + 0$ ($\Theta_{el_0} + 0$), для блока Integrator 2 = $TETAel_0 - \pi/6$ ($\Theta_{el_0} - \pi/6$), где $TETAel_0$ – начальное положение электрического угла ротора (заданное в радианах),

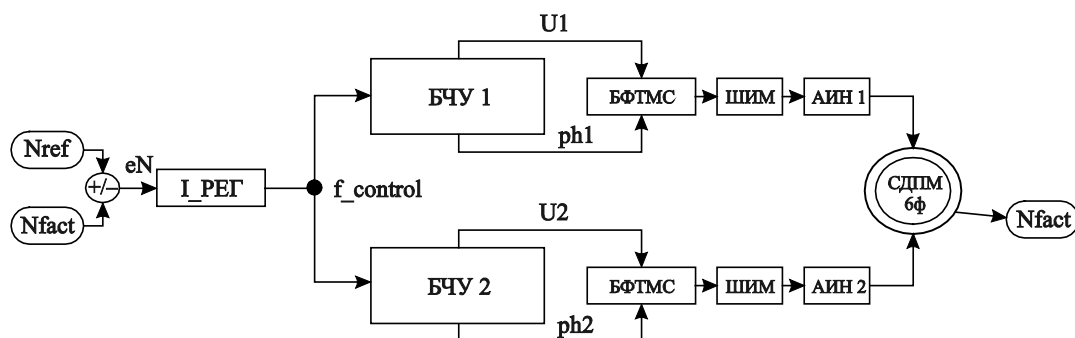


Рис. 2. Функциональная схема системы управления

Fig. 2. Flow chart of motor control system

$\alpha - \pi/6$ = сдвиг фаз между двумя обмотками статора (30 град.).

На выходах БЧУ 1 и БЧУ 2 сигналы (U1 и U2, ph1 и ph2) поступают в БФТМС, где происходит формирование трехфазных синусоидальных сигналов напряжения. Далее в каждый сигнал вводится третья гармоника (блоки Overmodulation), т.е. происходит наложение. В результате на выходах блоков формируются управляющие модифицированные трехфазные синусоидальные сигналы напряжения. Это обусловлено необходимостью полного использования питания от источника постоянного напряжения. В итоге модуляционные сигналы попадают в блоки ШИМ: PULSE W1 и W2, где происходит их сравнение с пилообразным сигналом частотой 2250 Гц, в результате которого формируются управляющие воздействия для инверторов.

Проведение виртуального эксперимента

Performance of virtual experiment

На рис. 4 (см. вклейку) показан компьютерный испытательный стенд, состоящий непосредственно из математической модели шестифазного синхронного двигателя (6ph PMSM – ABC Coordinates Math-Model (ED)) и его системы управления, ступенчатой нагрузки (M_load) и двух автономных инверторов (Converter1 и Converter2), параллельно подклю-

ченных к источнику постоянного напряжения. Осциллографы снимают переходные процессы. У второго инвертора относительно первого сдвиг фаз 30 град., или $\pi/6$ радиан $TETA_{el_0} = 3\pi/2$.

В табл. 1 представлены параметры и технические характеристики двигателя.

Двигатель разгоняется через 1,5 с до холостых оборотов. В момент времени = 2 с на вал подается ступенчатая номинальная нагрузка. На рис. 5–8 (рис. 5–6, см. вклейку) показаны переходные процессы и временные развертки в момент подачи номинальной нагрузки и при номинальном установившемся режиме работы токов статора, потокосцеплений статора, электромагнитного момента и частоты вращения ротора соответственно.

На рис. 7 значительные колебания момента обусловлены колебаниями токов статора. В установившемся режиме работы они не критичны, т.к. на компьютерном испытательном стенде не планировалось добавление в электрическую цепь различных RLC-фильтров, сглаживающих токи. Другая причина колебаний момента – скалярное (частотное) управление, математика которого основана на установившемся режиме работы [5, 6].

Временная развертка на рис. 8 показывает, что ошибка поддержания номинальной частоты вращения ротора – 0,053 %.

На рис. 9 (см. вклейку) показаны временные развертки потокосцепления ротора в начальный момент симуляции, при изменении начального по-

Таблица 1. Основные технические характеристики синхронного двигателя

Table 1. Main specifications of synchronous motor

Наименование параметра	Значение
Номинальное линейное действующее напряжение статора, В	245
Номинальная частота напряжения статора, Гц	50
Номинальный действующий ток статора, А	51,4
Действующий ток холостого хода статора, А	54,8
Индуктивность продольной оси статора, Гн	$5,25 \cdot 10^{-3}$
Индуктивность поперечной оси статора, Гн	$2,25 \cdot 10^{-3}$
Амплитуда потокосцепления ротора, Вб	0,183
Активное сопротивление статора, Ом	0,96
Число пар полюсов	4
Инерция вала двигателя, $\text{кг} \cdot \text{м}^2$	$13 \cdot 10^{-3}$
Номинальный момент, Н·м	100
Номинальная частота вращения, об/мин	750

ложения электрического угла поворота ротора Θ_{el_0} .

На рис. 10 (см. вклейку) показаны временные развертки изменения фаз ротора и электромагнитного поля в начальный момент проведения виртуального эксперимента, при изменении начального положения электрического угла поворота ротора Θ_{el_0} .

На рис. 10б показано, что в нулевой момент времени возникают прямоугольные импульсы. Это обусловлено реакцией системы управления на цикличность электрического угла вращения ротора, т.к. 0π и 2π – это одно и то же.

Установившиеся значения величин, а именно действующие значения токов статора при номинальной нагрузке, электромагнитного момента

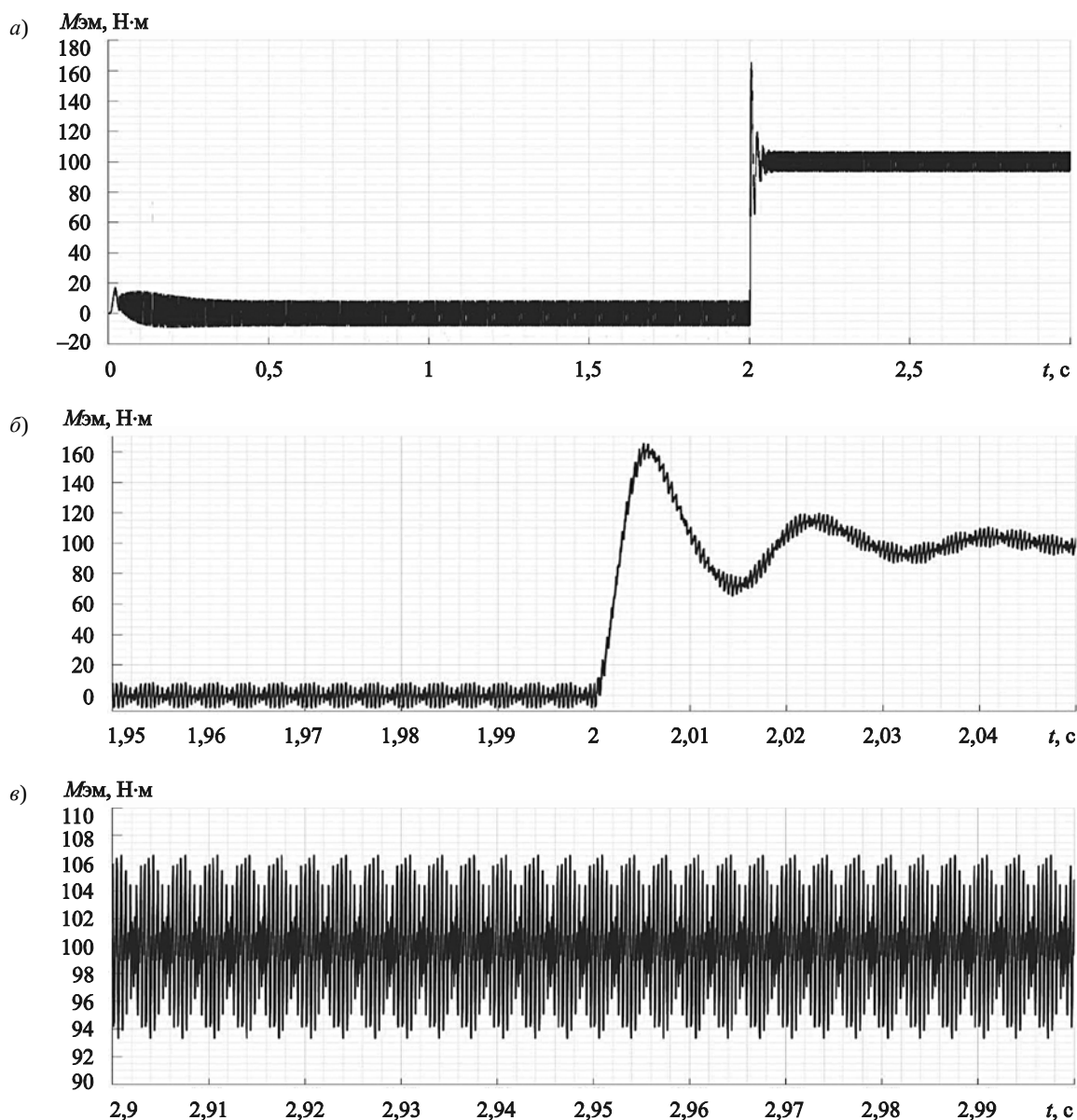


Рис. 7. Электромагнитный момент: а) переходный процесс, б) временная развертка в момент подачи нагрузки, в) временная развертка при номинальном режиме работы

Fig. 7. Electromagnetic moment: а) transient process; б) time history (startup); в) time history (design service conditions)

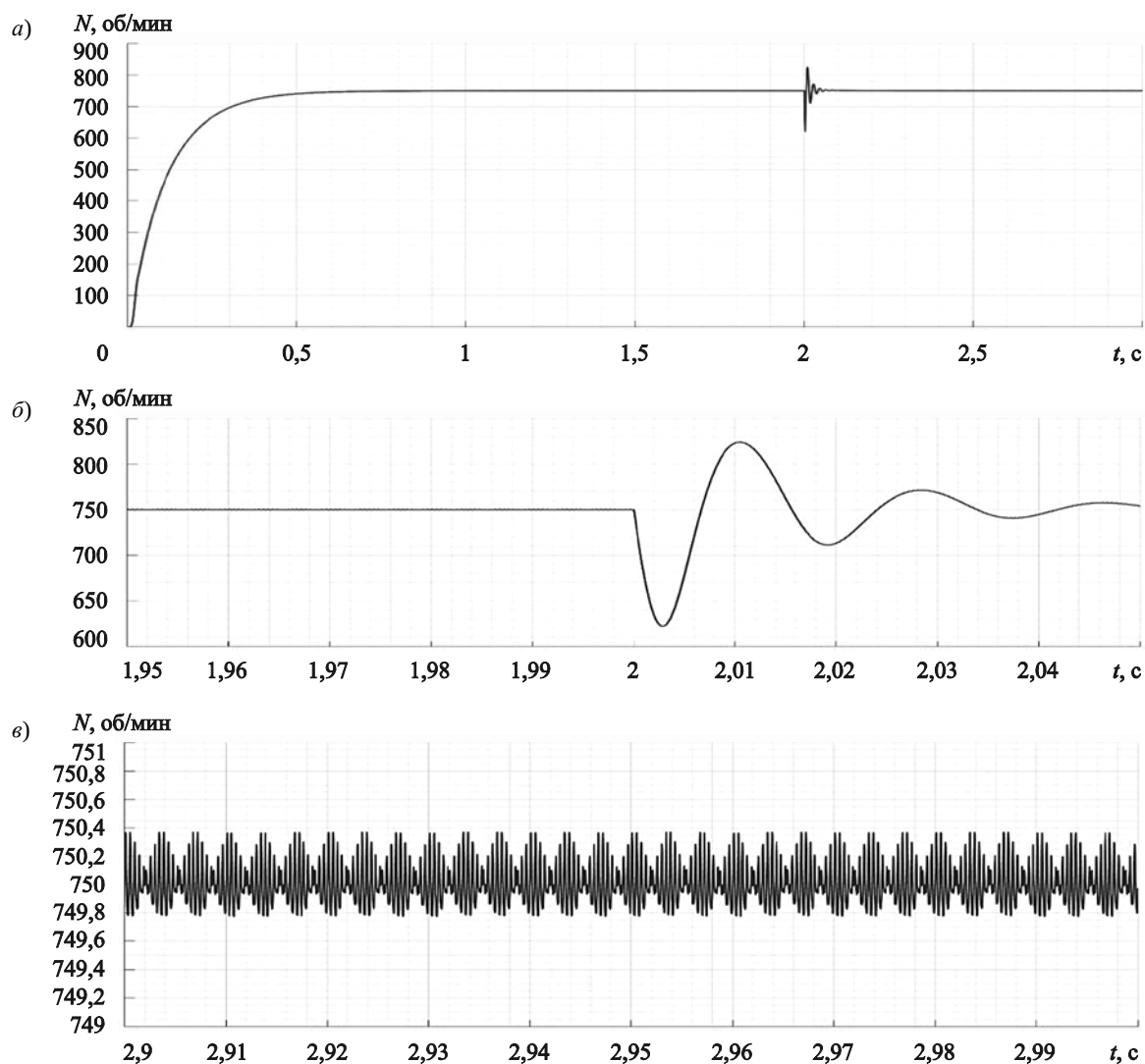


Рис. 8. Частота вращения ротора: а) переходный процесс, б) временная развертка в момент подачи нагрузки, в) временная развертка при номинальном режиме работы

Fig. 8. Rotor speed: a) transient process; b) time history (startup); c) time history (design service conditions)

и оборотов двигателя соответствуют данным табл. 1 в полной мере.

Заключение

Conclusion

В ходе работы проведено математическое моделирование шестифазного СДПМ с явнополюсным ротором. Разработана компьютерная модель двигателя в среде Matlab/Simulink. Проведен виртуальный эксперимент с помощью компьютерного испытательного стенда для

получения и анализа переходных процессов в двигателе.

Выведенная математическая структура также позволяет исследовать неявнополюсные шестифазные СДПМ. Полученные графики переходных процессов показывают применимость разработанной модели двигателя в судовой электротехнике (гребной электропривод), промышленности и других сферах. Анализ полученных результатов дает основание полагать о возможности применения разработанной модели в процессе проектирования гребных электрических установок.

Список использованной литературы

1. Калинин И.М. Гребные электрические установки : учебник. Санкт-Петербург : ВМПИ, 2022. 400 с.
2. Калачев Ю.Н., Самохвалов Д.В. SimInTech. Основы регулируемого электропривода. (Антиучебник). Москва : ДМК-Пресс, 2023. 236 с.
3. Герман-Галкин С.Г. Matlab & Simulink. Проектирование мехатронных систем на ПК. Санкт-Петербург : Корона-Век, 2008. 367 с.
4. Ульянов С.А. Электромагнитные переходные процессы в электрических системах. Москва ; Ленинград : Энергия, 1964. 704 с.
5. Усольцев А.А. Электрические машины : учебное пособие. Санкт-Петербург : НИУ ИТМО, 2013. 415, [3] с.
6. Волков Н.И., Миловзоров В.П. Электромашинные устройства автоматики : учеб. для вузов. 2-е изд., перераб. и доп. Москва : Высшая школа, 1986. 335 с.
6. Volkov N.I., Milovzorov V.P. Electric machines in automation : university textbook. 2nd ed., rev. and enl. Moscow : Vysshaya shkola, 1986. 335 p. (in Russian).

References

1. Kalinin I.M. Propulsion motors : textbook. St. Petersburg : VMPI, 2022. 400 p. (in Russian).
2. Kalachev Yu.N., Samohvalov D.V. SimInTech. Fundamentals of controlled electric drive (Anti-textbook). Moscow : DMK-Press, 2023. 236 p. (in Russian).
3. German-Galkin S.G. Matlab & Simulink. Design of mechatronic systems on PC. St. Petersburg : Korona-Vek, 2008. 267 p. (in Russian).
4. Ulyanov S.A. Electromagnetic transient processes in electric systems. Moscow ; Leningrad : Energiya, 1964. 704 p. (in Russian).
5. Usoltsev A.A. Electric machines : student's guide. St. Petersburg : ITMO, 2013. 415, [3] p. (in Russian).

Сведения об авторах

Шляпцев Кирилл Михайлович, аспирант кафедры систем автоматического управления ФГАОУ ВО «Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет „ЛЭТИ“ имени В.И. Ульянова (Ленина)». Инженер 2 категории филиала «ЦНИИ СЭТ» ФГУП «Крыловский государственный научный центр». Адрес: 196128, Россия, Санкт-Петербург, Благодатная ул., д. 6. E-mail: k-s-vologd@yandex.ru.

Григорьев Андрей Владимирович, к.т.н., доцент кафедры систем автоматического управления ФГАОУ ВО «Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет „ЛЭТИ“ имени В.И. Ульянова (Ленина)». Адрес: 197022, Россия, Санкт-Петербург, ул. Профессора Попова, д. 5, лит. Ф. E-mail: a.grigorev@eds-marine.ru.

About the authors

Kirill M. Shlyaptsev, Post-Graduate, Automatic Control Systems Department, St. Petersburg State Electrotechnical University (LETI); 2nd Category Engineer, TSNII SET branch of Krylov State Research Centre. Address: 6, Blagodatnaya st., St. Petersburg, Russia, post code 196128. E-mail: k-s-vologd@yandex.ru.

Andrey V. Grigoryev, Cand. Sci. (Eng.), Ass. Prof., Automatic Control Systems Department, St. Petersburg State Electrotechnical University (LETI). Address: 5F, Professora Popova st., St. Petersburg, Russia, post code 197376. E-mail: a.grigorev@eds-marine.ru.

Поступила / Received: 30.03.26
Принята в печать / Accepted: 27.07.26
© Шляпцев К.М., Григорьев А.В., 2026

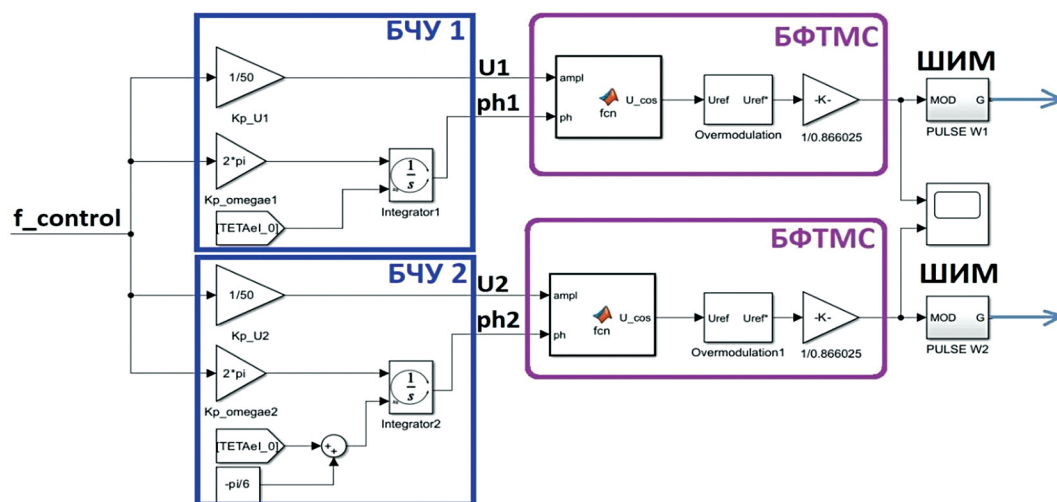


Рис. 3. Алгоритм управления в среде Matlab/Simulink: структура блоков формирования трехфазного модуляционного сигнала и широтно-импульсной модуляции одинакова для питания обеих обмоток статора

Fig. 3. Control algorithm in Matlab/Simulink: structure of blocks forming three-phase modulation signal and pulse-width modulation of power supply is the same for both stator windings

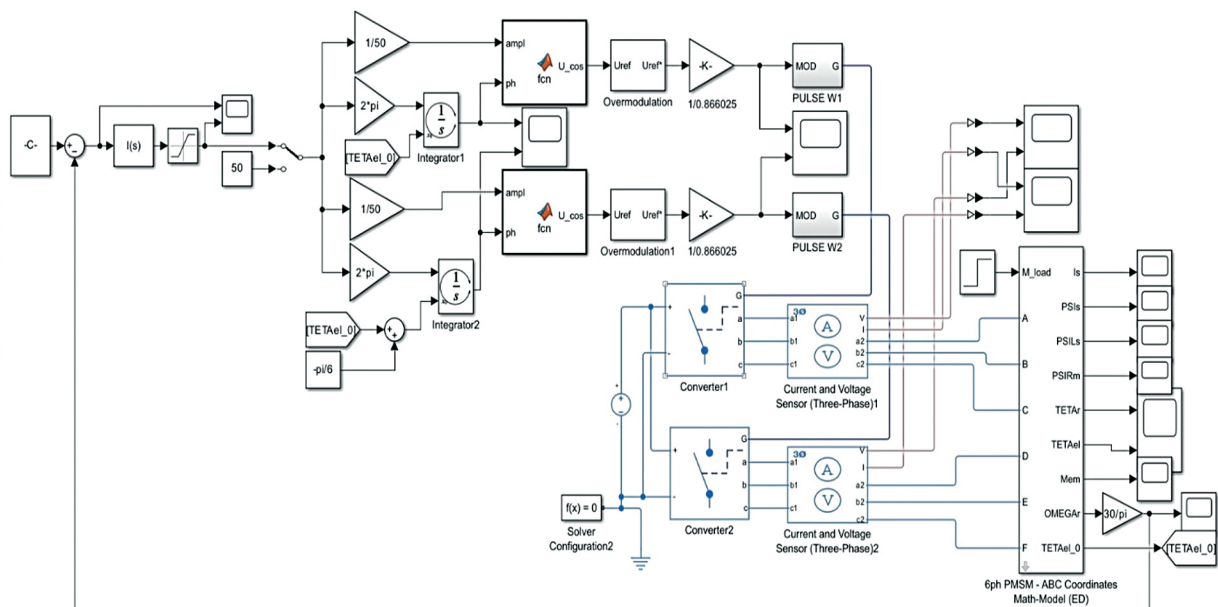


Рис. 4. Компьютерный стенд с гребным электроприводом в среде Matlab/Simulink

Fig. 4. Computer-based test rig with propulsion motor in Matlab/Simulink platform

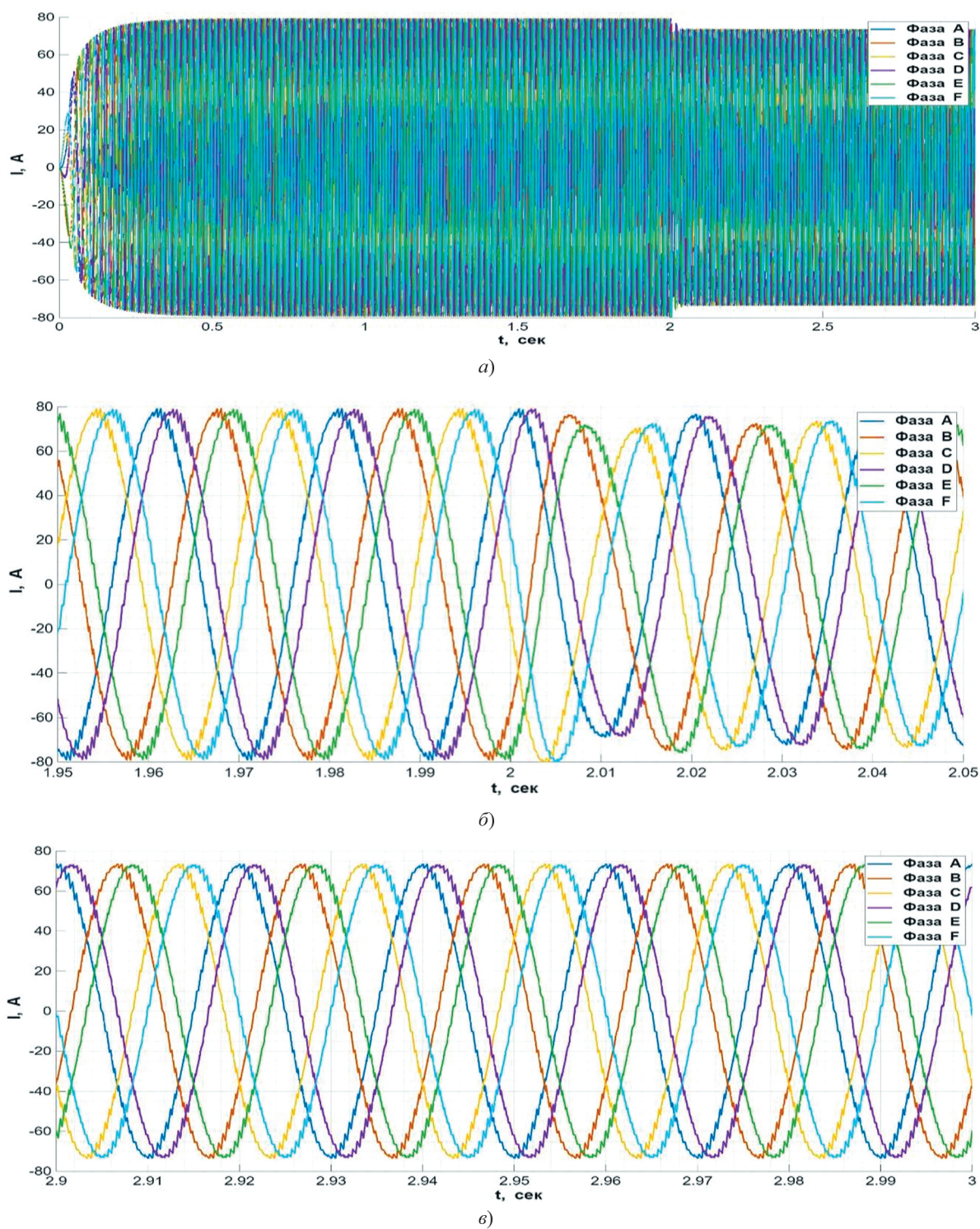
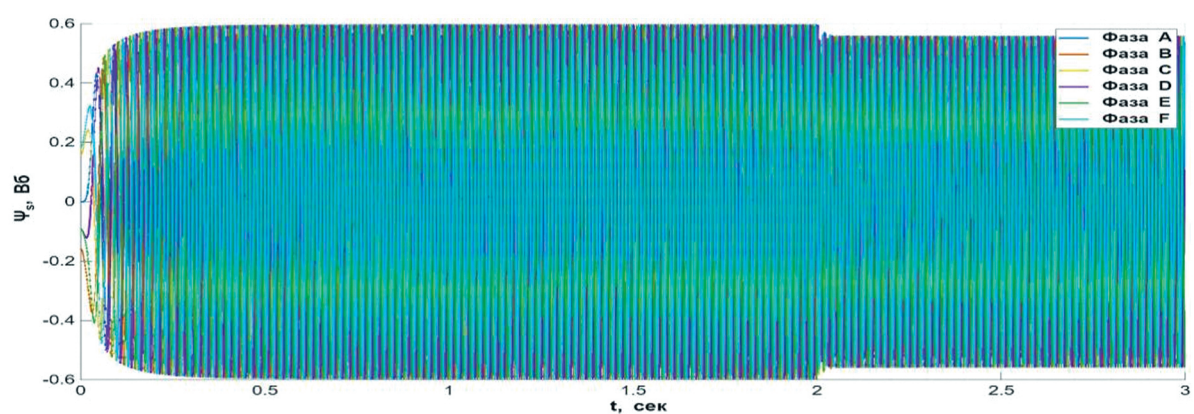
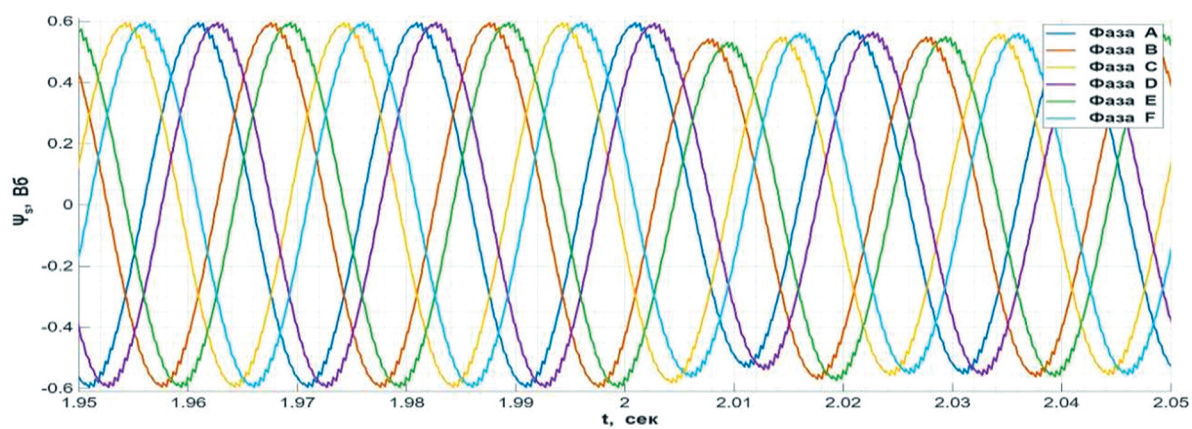


Рис. 5. Токи статора: а) переходный процесс, б) временная развертка в момент подачи нагрузки, в) временная развертка при номинальном режиме работы

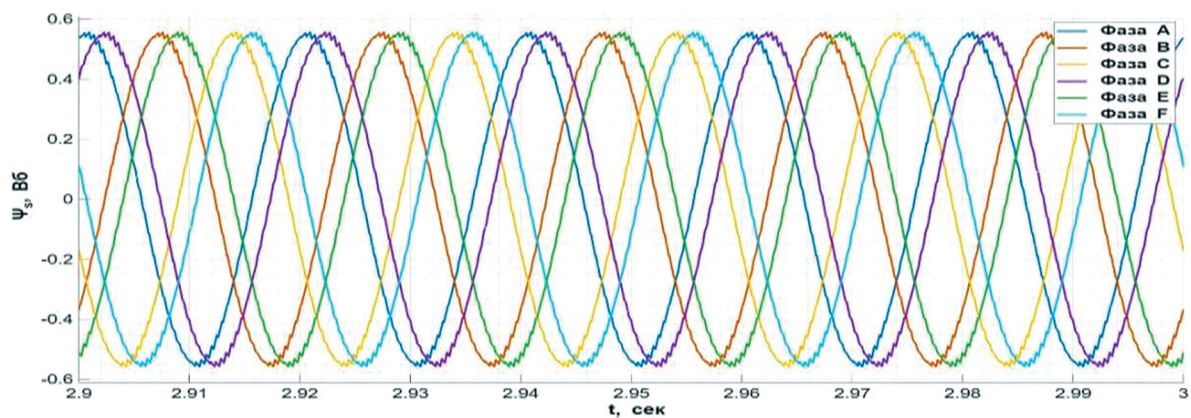
Fig. 5. Stator currents: a) transient process; б) time history (startup); в) time history (design service conditions)



а)



б)



в)

Рис. 6. Потокосцепления статора: а) переходный процесс, б) временная развертка в момент подачи нагрузки, в) временная развертка при номинальном режиме работы

Fig. 6. Flux linkages of stator: a) transient process; b) time history (startup); c) time history (design service conditions)

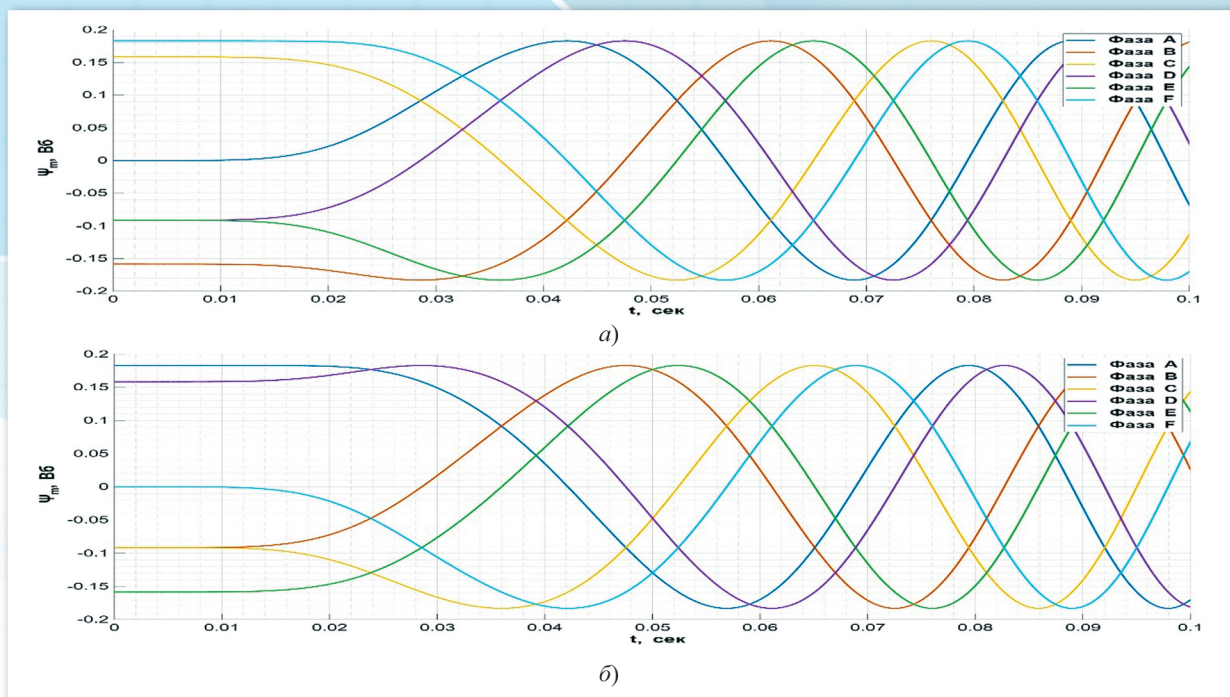


Рис. 9. Потокосцепления ротора: а) при $TETAel_0 = 3\pi/2$, б) при $TETAel_0 = 0$
Fig. 9. Flux linkages of rotor: а) at $TETAel_0 = 3\pi/2$, б) at $TETAel_0 = 0$

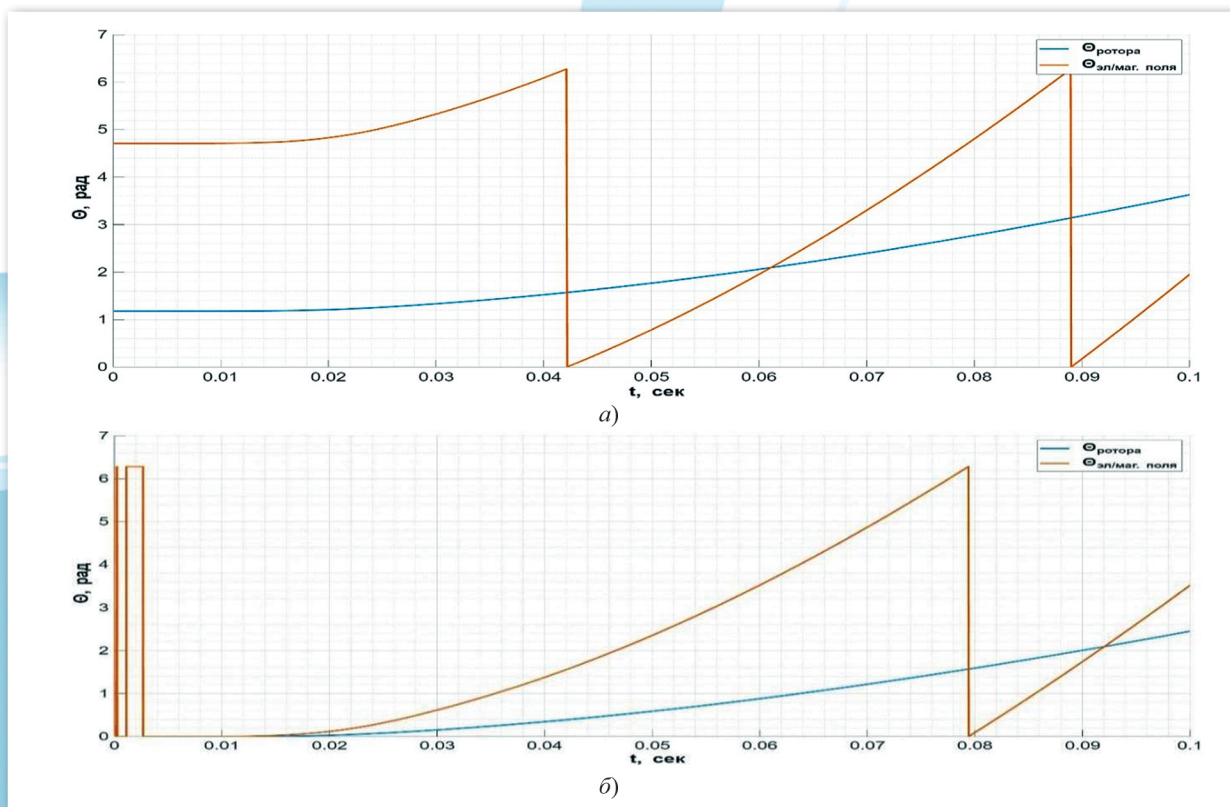


Рис. 10. Фазы ротора и поля: а) при $TETAel_0 = 3\pi/2$, б) при $TETAel_0 = 0$
Fig. 10. Phases of rotor and field: а) at $TETAel_0 = 3\pi/2$, б) at $TETAel_0 = 0$