

Технические науки

УДК 62-83: 621.313.333

Клименко Юрий Михайлович

кандидат технических наук, доцент,

доцент кафедры электротехники и электромеханики

Днепровский государственный технический университет

Klimenko Yuri

Candidate of Technical Sciences, Associate Professor, Associate Professor of the

Department of Electrical Engineering and Electromechanics

Dnipro State Technical University

Садовой Александр Валентинович

доктор технических наук, профессор,

профессор кафедры электротехники и электромеханики

Днепровский государственный технический университет

Sadovoy Alexander

Doctor of Technical Sciences, Professor,

Professor of the Department of Electrical Engineering and Electromechanics

Dnipro State Technical University

Тищенко Владимир Андреевич

студент

Днепровского государственного технического университета

Tishchenko Vladimir

Student of the

Dnipro State Technical University

**СИНТЕЗ АСИНХРОННЫХ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ С ПОЛЕОРИ-
ЕНТИРОВАННЫМ УПРАВЛЕНИЕМ СИСТЕМ ТОЧНОГО
ВОСПРОИЗВЕДЕНИЯ СЛОЖНЫХ ДВИЖЕНИЙ**

SYNTHESIS OF ASYNCHRONOUS DRIVES WITH FIELDORIENTED CONTROL SYSTEMS FOR ACCURATE REPRODUCTION OF DIFFICULT MOVEMENTS

Аннотация. Приведена методика синтеза асинхронного электропривода с разрывным полеориентированным управлением, в котором высокое качество работы в режимах позиционирования и слежения систем точного воспроизведения сложных движений, низкая чувствительность к возмущающим воздействиям достигнута синтезом системы управления в классе нелинейных систем с разрывным управлением и организацией в контурах регулирования многомерных скользящих режимов, реализованных с применением концепции «эквивалентное управление».

Ключевые слова: метод, синтез, полеориентированное управление, контур регулирования, позиционирование и слежение, возмущающее воздействие, скользящий режим.

Summary. A presented method of synthesis of an asynchronous electric drive with discontinuous fieldoriented control, in which high quality of work in the modes of positioning and tracking of systems for accurate reproduction of complex movements, low sensitivity to disturbing influences are achieved by the synthesis of a control system in the class of nonlinear systems with discontinuous control and organization in control loops of multidimensional sliding modes, implemented using the concept of "equivalent control".

Key words: method, synthesis, field-oriented control, control loops, positioning and tracking, disturbing influences sliding modes.

Электромеханические системы (ЭМС) точного воспроизведения сложных движений (ТВСД) находят широкое применение в робототехнике, металлообработке, подъемно-транспортных механизмах, в качестве систем

наведения антенн, оптических или радиотелескопов, объектов военной техники.

Для большинства ЭМС ТВСД основными режимами функционирования являются позиционирование и слежение (РПС). При работе в этих режимах электропривод (ЭП), независимо от реальных ограничений промежуточных координат и мощности управляющих воздействий, должен обеспечить позиционирование рабочего органа в заданную точку пространства или движение выходной координаты объекта управления (ОУ) по определяемой задающими воздействиями траектории.

В настоящее время в подавляющем большинстве случаев системы ТВСД выполняются на основе глубокорегулируемых ЭП с машинами постоянного тока и системами управления (СУ), реализованными по принципу подчиненного регулирования. Существенные недостатки таких ЭП на практике привели к широкому применению в качестве ЭП механизмов ТВСД тока бесконтактных асинхронных электроприводов (АЭП) на основе короткозамкнутых асинхронных двигателей (КАД) с векторным полеориентированным управлением (ВПУ) и преобразователями на силовых транзисторных модулях (ПСТМ), работающими в ключевом режиме.

Цель работы разработка методики синтеза алгоритмов управления (АУ) АЭП с ВПУ и рационального выбора структуры СУ, обеспечивающих достижение максимальной точности и быстродействия отработки задающих воздействий, возможность организации подхода к точке позиционирования или движение по задаваемой траектории без перерегулирования; низкую чувствительность системы к возмущающим воздействиям; рациональное использование мощности установленного оборудования и минимальные потери энергии в элементах ЭМС.

Рассмотрение КАД как элемента сложных ЭМС, осуществленное с позиций векторного подхода к описанию, анализу и управлению

динамическими процессами электромеханического преобразования энергии, позволяет сделать следующий вывод. В связи с многосвязностью, существенной нелинейностью и нестационарностью КАД как ОУ, сложностью получения необходимой для реализации принципа ВПУ информации о параметрах КАД построение высококачественных АЭП на основе принципов линейной теории управления нецелесообразно. Главной причиной, ограничивающей применение структур с линейными регуляторами, приводящей к потере качества, а иногда и устойчивости процесса управления, является высокая чувствительность таких СУ к отклонениям параметров АЭП от расчетных и к точности измерения координат магнитного поля. Устранение этих недостатков может быть осуществлено при реализации АЭП с ВПУ в классе нелинейных систем с преднамеренно организованными в контурах регулирования (КР) скользящими режимами (СР).

Результаты работы. В качестве основы при синтезе используем математическую модель (ММ) КАД, унифицированную для ориентаций координатного базиса $\bar{\Psi}_A^0$ по одному из векторов потокосцеплений $\bar{\Psi}_s^0, \bar{\Psi}_m^0$ или $\bar{\Psi}_r^0$ [1,(5) с. 79] разработка авторов:

$$\begin{aligned} dm_{\Psi_A^0}/dt &= -C_1 T_r^{-1} m_{\Psi_A^0} + C_3 i_{su} + C_2 U_{su}/L'_s + C_1 C_2 i_{sv} \omega, \\ di_{su}/dt &= -C_4 i_{su} + (L'_s T_r)^{-1} m_{\Psi_A^0} + U_{su}/L'_s - C_2 L_s'^{-1} i_{sv} \omega + i_{sv} \omega_{\Psi_0}, \quad (1) \\ di_{sv}/dt &= -C_4 i_{sv} + U_{sv}/L'_s + C_2 L_s'^{-1} i_{su} \omega - i_{su} \omega_{\Psi_0} - L_s'^{-1} m_{\Psi_A^0} \omega, \\ d\omega/dt &= (M - M_c) J^{-1} = (C_5 m_{\Psi_A^0} i_{sv} - M_c) J^{-1}, \end{aligned}$$

где $m_{\Psi_A^0}$ - модуль ориентирующего вектора потокосцепления; $U_{su}, U_{sv}; i_{su}, i_{sv}$ - компоненты векторов напряжения и тока статора в системе координат U^0V ; T_r - постоянная ротора; L'_s - переходная индуктивность; ω - частота вращения ротора; ω_{Ψ_0} - частота вращения опорного вектора Ψ_A^0 ; M_c, J - моменты сопротивления и инерции; $C_1 \div C_5$ - коэффициенты, выбираемые в зависимости от

ориентации координатного базиса системы $\bar{\Psi}_A^o$ по одному из потокосцеплений $\bar{\Psi}_s^o, \bar{\Psi}_m^o$ или $\bar{\Psi}_r^o$ из таблицы 1, [1, с 79], составленной авторами.

При обработке «больших», «средних» и «малых» перемещений в режимах позиционирования с диаграммами скорости «трапеция», «большой» и «малый» треугольники, достижение максимального быстродействия в СУ с неизменными настройками затруднено.

Таблица 1

Формулы для определения коэффициентов C_1-C_5 в уравнениях (1) при различных ориентирующих векторах системы [1, с. 79] получены авторами

| Коэф-ты в (1) | Ориентирующий вектор системы $\bar{\Psi}_A^o = m_{\Psi_A^o}$ | | |
|------------------|--|---|---|
| | $\bar{\Psi}_s^o = m_{\Psi_s^o}$ | $\bar{\Psi}_m^o = m_{\Psi_m^o}$ | $\bar{\Psi}_r^o = k_r m_{\Psi_r^o}$ |
| C_1 | 0 | $\sigma_s \sigma^{-1}$ | 1 |
| C_2 | σL_s | $L_m \sigma_r$ | 0 |
| C_3 | $-L_s T_s^{-1}$ | $L_m (T_s \sigma_s - T_r \sigma_r) \cdot (\sigma T_s T_r)^{-1}$ | $k_r L_m T_r^{-1}$ |
| C_4 | $(T_r + T_s) \cdot (\sigma T_s T_r)^{-1}$ | $(T_r + k_s T_s) \cdot (\sigma T_s T_r)^{-1}$ | $(T_r + k_s k_r T_s) \cdot (\sigma T_s T_r)^{-1}$ |
| C_5 | $m z_p / 2$ | $m z_p / 2$ | $m z_p k_r / 2$ |

Для получения оптимального с энергетической точки зрения процесса позиционирования без дотяжек и перерегулирований, характерных для значительных интервалов изменений задающих воздействий, воспользуемся выбранным автором подходом [3, с. 113-114], учитывающим необходимость учета при синтезе АУ следяще-позиционных АЭП накопленной в движущихся элементах АЭП кинетической энергии:

$$W_k = J_{\Sigma} \omega^2 / 2 \quad (2)$$

где J_{Σ} - приведенный к валу КАД момент инерции электропривода.

Процесс управления торможением системы, предопределяющий в конечном итоге точность и быстродействие позиционирования, должен обеспечить одновременное достижение нулевых значений отклонения $\varepsilon = \varphi$

- φ^* истинного φ положения рабочего органа от заданного значения φ^* и величины W_k . В противном случае позиционирование происходит с недопустимым для многих механизмов перерегулированием или с дотяжками. Для исключения таких явлений при синтезе АУ учтем значения W_k . Продифференцировав (2) с учетом четвертого уравнения системы (1) при $J = \text{const}$, получим

$$\frac{dW_k}{dt} = J\omega \frac{d\omega}{dt} = C_5 \cdot \omega \cdot \bar{\Psi}_A^0 \cdot i_{sv} - \omega M_c = , [3, (3.51) \text{ с.114}] \text{ получена автором, (3)}$$

$$= C'_5 \cdot \omega \cdot i_{sv} - \omega M_c$$

где C'_5 -коэффициент для систем со стабилизацией потокосцепления $\bar{\Psi}_A^0$.

Дополним исходную систему (1) уравнением (3) и уравнением движения выходного вала рабочего механизма, составленным для передаточного устройства с коэффициентом передачи k_p без учета таких неидеальностей как «упругость», «люфт», «переменная жесткость», «сухое трение» и т.п. В результате получим основную для синтеза ММ, которую после линеаризации [3, (3.52), с.114], выполненную автором, используем в качестве основы при синтезе следяще-позиционных АЭП с ВПУ:

$$d\Delta m_{\Psi_A^0} / dt = - C_1 T_r^{-1} \Delta m_{\Psi_A^0} + C_3 \Delta i_{su} + C_2 \Delta U_{su} / L'_s + \mu_1,$$

$$d\Delta i_{su} / dt = - C_4 \Delta i_{su} + (L'_s T_r)^{-1} \Delta m_{\Psi_A^0} + \Delta U_{su} / L'_s + \mu_2, \quad (4)$$

$$\frac{d\Delta W_k}{dt} = C'_5 \cdot i_{sv}^0 \cdot \Delta \omega + C'_5 \cdot \omega^0 \cdot \Delta i_{sv} + \mu_3, \quad \frac{d\Delta \varphi}{dt} = k_p \Delta \omega,$$

$$d\Delta \omega / dt = C_5 (m_{\Psi_A^0}^0 \Delta i_{sv} + i_{sv}^0 \Delta m_{\Psi_A^0}) J^{-1} + \mu_5,$$

$$d\Delta i_{sv} / dt = - C_4 \Delta i_{sv} + \Delta U_{sv} / L'_s - (m_{\Psi_A^0} / L'_s) \Delta \omega + \mu_6,$$

где $(\cdot)^0$ и $\Delta(\cdot)$ – соответственно значения координат (\cdot) в точке линеаризации и их приращения; $\mu_1 \div \mu_6$ – возмущающие воздействия:

$$\Delta \mu_1 = C_1 \cdot C_2 \cdot (\omega^0 \cdot \Delta i_{sv} + i_{sv}^0 \cdot \Delta \omega); \Delta \mu_2 = - (C_2 \cdot (L'_s)^{-1} \cdot \omega^0 + \omega_{\psi 0}^0) \cdot \Delta i_{sv} -$$

$$- i_{sv}^0 \cdot (C_2 \cdot (L'_s)^{-1} \cdot \Delta \omega - \Delta \omega_{\psi 0}); \Delta \mu_3 = \omega^0 \cdot \Delta M_c + M_c^0 \cdot \Delta \omega + C_5 \cdot \omega^0 i_{sv}^0 \cdot \Delta m_{\Psi_A^0};$$

$$\Delta \mu_5 = J^{-1} (C_5 \cdot i_{sv}^0 \cdot \Delta m_{\Psi_A^0} - \Delta M_c);$$

$$\Delta\mu_6 = ((L'_s)^{-1} C_3 \cdot \omega^0 - \omega^0_{\psi_0}) \cdot \Delta i_{su} - (L'_s)^{-1} \omega^0 \cdot \Delta m_{\Psi_A}^0 - i^0_{su} \Delta \omega.$$

В соответствии с применяемой концепцией Ляпунова о возмущенном-невозмущенном движении [2, с. 10-11] исключим из рассмотрения возмущающие воздействия $\Delta\mu_1 \div \Delta\mu_6$ и введем координаты возмущенного движения:

$$X_1 = \Delta m_{\Psi_A}^0 - \Delta m_{\Psi_A}^{0*}; X_2 = \Delta i_{su} - \Delta i_{su}^*; X_{01} = \Delta W_k - \Delta W_k^*; X_{02} = \Delta \varphi - \Delta \varphi^*;$$

$$X_3 = \Delta \omega - \Delta \omega^*; X_4 = \Delta i_{sv} - \Delta i_{sv}^*; U_u = \Delta U_u - \Delta U_u^*; U_v = \Delta U_v - \Delta U_v^*.$$

С учетом указанных преобразований расчетную ММ (4) представим в виде системы уравнений возмущенного движения АЭП [3, (3.53), с. 115] полученной автором в векторно-матричной форме :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} X_1 \\ X_2 \\ X_{01} \\ X_{02} \\ X_3 \\ X_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \boxed{a_{11} \ a_{12}} & & & & & \\ \boxed{a_{21} \ a_{22}} & & & & & \\ & 0 \ 0 & a_{013} \ a_{014} & & & \\ & & 0 \ 0 & a_{23} \ 0 & & \\ & & & 0 \ 0 & a_{34} & \\ & & & & 0 \ 0 & a_{43} \ a_{44} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} X_1 \\ X_2 \\ X_{01} \\ X_{02} \\ X_3 \\ X_4 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} b_1 & 0 \\ b_2 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & b_4 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} U_u & 0 \\ 0 & U_v \end{bmatrix}, \quad (5)$$

где $a_{11} = -C_1 T_r^{-1}$; $a_{12} = C_3$; $a_{21} = (L'_s T_r)^{-1}$; $a_{22} = -C_4$; $a_{013} = C_5 \dot{i}^0_{sv}$; $a_{014} = C_5 \omega^0$; $a_{023} = k_p$; $a_{34} = J^{-1} C_5'$; $a_{43} = (L'_s)^{-1} (m_{\Psi_A}^0)^0$; $a_{44} = -C_4$; $b_1 = C_2 (L'_s)^{-1}$; $b_2 = b_4 = (L'_s)^{-1}$.

В силу равенства нулю блочных матриц A_{12} , A_{21} , B_{12} и B_{21} каждый из векторов P и M системы (5) формируется с помощью синтезируемых управляющих воздействий U_u и U_v автономно, без внутренних перекрестных связей (ВПС) между контурами регулирования (КР). Это подтверждает возможность синтеза КР координат механического движения независимо от КР потокосцепления. Уравнения динамики движения следящепозиционных АЭП, необходимые для синтеза АУ, получены автором из системы (5), после условной разбивки ее на подсистемы, характеризующие соответственно процесс гашения кинетической энергии движущихся масс ЭМС и процесс отработки задающего воздействия по положению: [3, (3.54), (3.55), с. 116].

$$\frac{d}{dt} \begin{vmatrix} X_{01} \\ X_3 \\ X_4 \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} 0 & a_{013} & \dot{a}_{014} \\ 0 & 0 & a_{34} \\ 0 & a_{43} & a_{44} \end{vmatrix} \cdot \begin{vmatrix} X_{01} \\ X_3 \\ X_4 \end{vmatrix} + \begin{vmatrix} 0 \\ 0 \\ b_4 \end{vmatrix} \cdot U_v; \quad \frac{d}{dt} \begin{vmatrix} X_{02} \\ X_3 \\ X_4 \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} 0 & a_{023} & 0 \\ 0 & 0 & a_{34} \\ 0 & a_{43} & a_{44} \end{vmatrix} \cdot \begin{vmatrix} X_{02} \\ X_3 \\ X_4 \end{vmatrix} + \begin{vmatrix} 0 \\ 0 \\ b_4 \end{vmatrix} \cdot U_v$$

В синтезируемом контуре регулирования механического движения, оптимальный по быстродействию процесс позиционирования может быть достигнут при формировании управляющих воздействий, обеспечивающих минимум функционалу качества [3, (3.56), с. 116], выбран автором:

$$I = \int_0^{\infty} \left| b_4 \left(\frac{\partial V}{\partial X_4} + \frac{\partial V'}{\partial X_4} \right) \right| dt. \quad (6)$$

Первое и второе слагаемые интегранта (6) характеризуют процессы гашения кинетической энергии движущихся масс ЭП и отработки рассогласования по положению. Одновременное достижение нулевых значений переменными $X_{01}(t)$ и $X_{02}(t)$ обеспечивает оптимальное по быстродействию позиционирование при отработке «больших» и «малых» перемещений с трапецеидальной или треугольной диаграммами скорости. Структурно-алгоритмический синтез СУ на основе уравнений (1)÷(6) выполнен в классе нелинейных систем, устойчивых при неограниченном увеличении коэффициента усиления. Он базируется на совместном применении теоремы А.М. Ляпунова об асимптотической устойчивости, и задачи аналитического конструирования релейных регуляторов [2, с. 36-41] и организации в контурах регулирования многомерных скользящих режимов (МСР) с применением концепции «эквивалентное управление» [3 с. 82-84].

В результате синтеза в [3, (3.64), с.117-118] автором получены АУ следящепозиционным АЭП в пространстве абсолютных значений переменных состояния.

$$\left. \begin{aligned}
 U_{\text{ВЫХ}}^{\text{РПТ}} &= U_{\text{Mr1}} \cdot \text{sgn} (Z_1^{\Psi_A^0} \cdot (m_{\Psi_A^0}^* - \hat{m}_{\Psi_A^0}) + Z_2^{\Psi_A^0} \cdot (i_{\text{su}}^* - i_{\text{su}})) \\
 U_{\text{ВЫХ}}^{\text{РРТ}} &= U_{\text{Mr2}} \cdot \text{sgn} (Z_3^{\Psi_A^0} \cdot (m_{\text{ro}}^* - \hat{m}_{\text{ro}}) + Z_4^{\Psi_A^0} \cdot (i_{\text{m}}^* - i_{\text{m}})) \\
 U_{\text{ВЫХ}}^{\text{РП}} &= U_{\text{Mr0}} \cdot \text{sgn} [\varphi^* - \varphi - \omega^2 \cdot \text{sgn} \omega - Z_{03}^{\Psi_A^0} \cdot \omega - Z_{04}^{\Psi_A^0} \cdot i_i] \\
 U_{\text{ВЫХ}}^{\text{РС}} &= U_{\text{Mr3}} \cdot \text{sgn} (Z_5^{\Psi_A^0} \cdot (\omega^* - \omega) + Z_6^{\Psi_A^0} \cdot (i_{\text{sv}}^* - i_{\text{sv}})) \\
 U_{\text{ВЫХ}}^{\text{РАТ}} &= U_{\text{Mr4}} \cdot \text{sgn}(i_{\text{sv}}^* - i_{\text{sv}}) .
 \end{aligned} \right\} (7)$$

где $Z_1^{\Psi_A^0} - Z_5^{\Psi_A^0}$, коэффициенты, устанавливаемые для выбранного варианта ОКБ;

$m_{\Psi_A^0}^*$, φ^* - задающие воздействия на входах СУ ;

$\hat{m}_{\Psi_A^0}$, ω , φ - сигналы с выхода наблюдателя координат потока, тахогенератора и датчика положения;

$U_{\text{Mr1}} \div U_{\text{Mr4}}$, U_{mro} - амплитуды реле и выходные напряжения релейных регуляторов потокосцепления, скорости, активного, реактивного тока и положения.

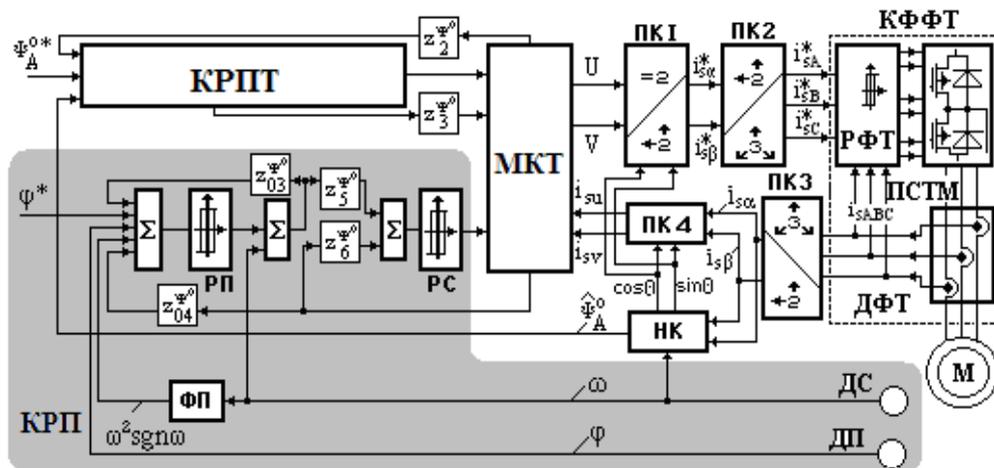


Рис. 1. Функциональная схема синтезированной СУ следящепоозиционным АЭП с АУ (7)

Функциональная схема синтезированной системы ВПУ следящепоозиционным АЭП с АУ(7), унифицированной для различных вариантов ОКБ, представлена на рис. 1 [3, рис.(3.12) с.118] разработка автора, где КРП – контур регулирования положения, снабженный релейными регуляторами положения РП, скорости РС; КРПТ - контур

регулирования потока; ПК1-ПК4 - преобразователи координат; КФФТ – контур формирования фазных токов; ПСТМ - преобразователь на силовых транзисторных модулях; ДФТ – датчик фазных токов статора; НК – разработанный автором наблюдатель координат потока [3, рис.4.1, с.139]; - вычислитель эквивалентного управления, выполненный в виде модели контура тока (МКТ); КАД - с тахогенератором ДС; ДП - датчик положения; ФП - функциональный преобразователь, вычисляющий сигнал $\omega^2 \operatorname{sgn} \omega$.

Функциональная схема разработанной авторами системы ВПУ КАД [1, рис.2, с.81] вместо контура регулирования скорости снабжена контуром КРП с АУ (7), реализованными на РП ДП, ДС и ФП (выделены серым).

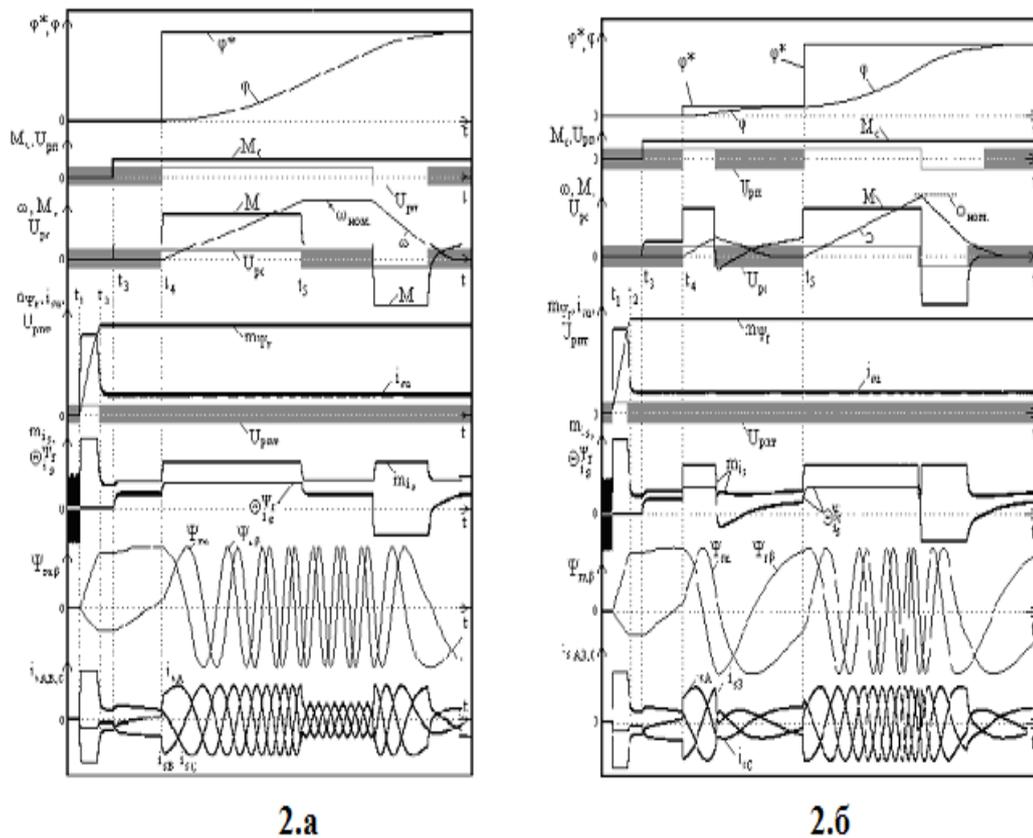


Рис. 2. Результаты, полученные автором при исследовании АУ (7) МММ в режимах позиционирования [3, рис. 3.13, 3.14, с. 120, 121]

На рис. 2.а,б представлены полученные автором методом математического моделирования (МММ) результаты [3, рис. 3.13, 3.14, с.120, 121] исследования АЭП с синтезированными АУ (7), полученные при

ОКБ по Ψ_r и стабилизации его на номинальном уровне в режимах: позиционирования с трапецеидальной формой (рисунок 2.а) и формами «малый» и «большой» треугольники (рисунок 2.б,) диаграмм скорости.

Графики переходных процессов на рисунках 2.а и 2.б получены при работе с $M_c=0$ ($0 - t_3$) и $M_c = M_{ном}(t_3- t)$; - в режимах работы контура регулирования потокосцепления с $m_{\Psi_r}^* = 0$ ($0 - t_1$), возбуждения машины до $m_{\Psi_{rном}}$ (t_1-t_2) и стабилизации m_{Ψ_r} на этом уровне (t_2-t); - при задающих воздействиях положения $\varphi^*(t)$, формируемых по указанным ранее законам $U^*(t)$ по выражению:

$$\varphi^*(t) = \begin{cases} 0 & \text{при } 0 \leq t \leq t_4 \\ U^*(t) & \text{при } t_4 > t \end{cases} .$$

Причем, при получении графиков рисунок 2,б формируют два уровня φ^* , соответствующие заданию «малого» ($t_4 - t_5$) и «среднего» ($t_5 - t$) перемещений. Работа в СР регуляторов положения, скорости и потокосцепления на рисунках 2 ÷ 5 условно показана областями (выделенными серым). Частоты переключения регуляторов в СР составляют $f_{ср} \approx (5-10)$ кГц.

На рисунках 3 представлены результаты исследования АУ (7) МММ [3, рис.3.15, 3.16, с.122, 123], полученные автором в режимах слежения с «треугольным» (рисунок 3.а) и гармоническим (рисунок 3.б) законом изменения задающих сигналов $\varphi^*(t)$.

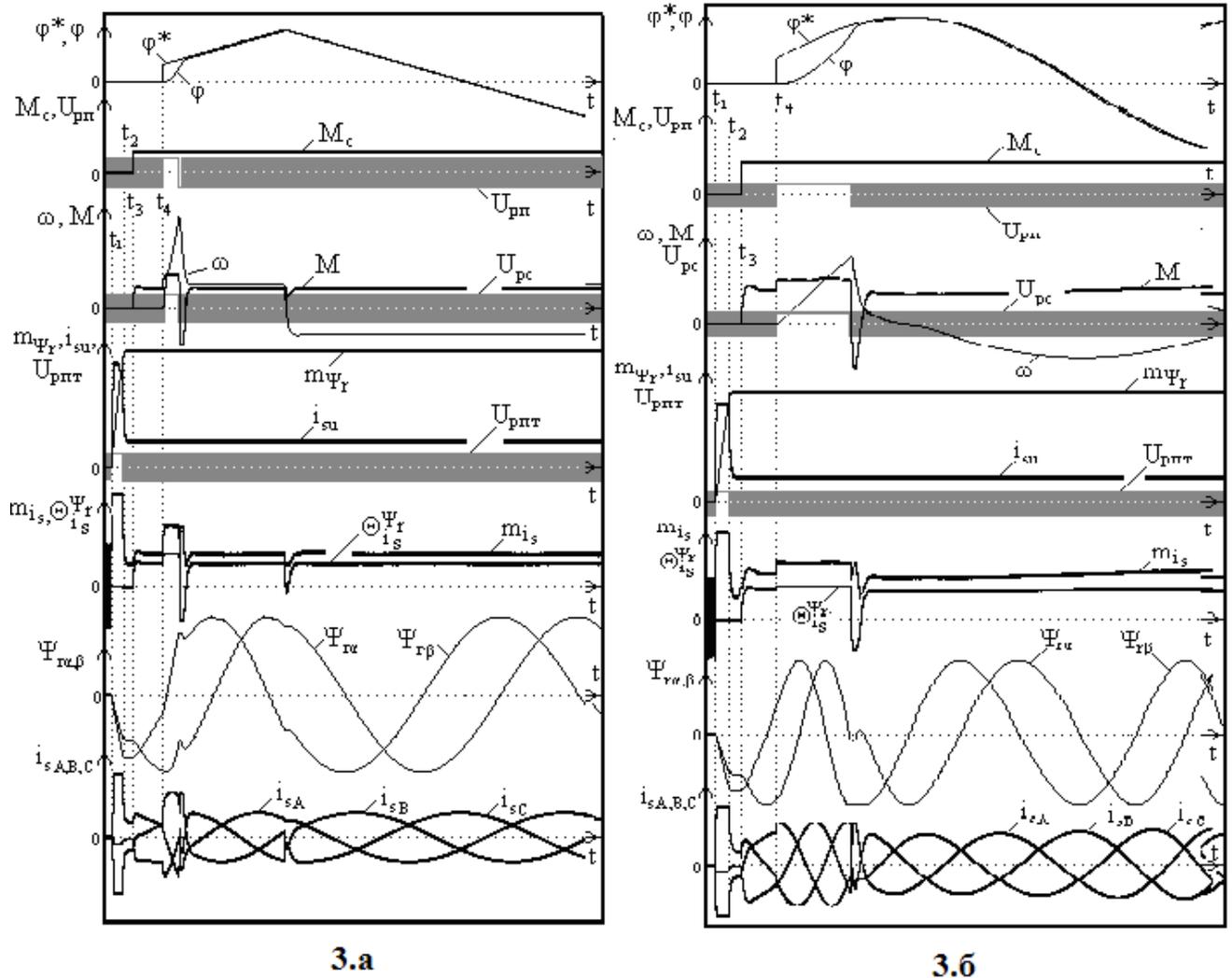


Рис. 3. Результаты полученные автором при исследовании АУ (7) МММ в режимах слежения [3, рис. 3.15, 3.16, с. 122, 123]

На графиках приведены типовые для систем позиционирования АЭП с ВПУ переменные $\varphi^*(t)$, $\varphi(t)$ – заданного и истинного положения; $M_c(t)$ – момента сопротивления; $\omega(t)$ – скорости вращения вала КАД; $M(t)$ – электромагнитного момента; $m_{\Psi_r}(t)$, ; $m_{I_s}(t)$ – моделей векторов потокосцепления ротора и статорного тока; $Q_{I_s}^{\Psi_r}$ – фазового угла между ориентирующим вектором $\bar{\Psi}_r$ и вектором тока статора \bar{I}_s ; $\Psi_{r\alpha,\beta}(t)$ ортогональными проекциями ориентирующего вектора $\bar{\Psi}_r$ в системе координат $\alpha^0\beta$; $I_{sABC}(t)$ – фазных токов статора КАД и сигналы на выходах релейных регуляторов: положения $U_{pp}(t)$; скорости – $U_{pc}(t)$; активного тока

$U_{рат}(t)$, регулятора потока $U_{рпт}(t)$, реактивного тока $U_{ррт}(t)$, отражающие наиболее характерные процессы изменения регулируемых координат.

В СУ организованы многомерные СР (МСР) [4. с.172-180] разработка авторов, что дало возможность разделить разнотемповые движения во внешних и внутренних контурах управления путем включения между ними

вычислителя эквивалентного управления, выполненного в виде 2-х канальной модели токового контура (МКТ), замкнутой по сигналам на его входах.

На рисунке 4 приведен фрагмент результатов рис.2,а для интервала времени $t3 \div t4$ разгона КАД до номинальной скорости при прямых разрывных управлениях (а) во внешних контурах и МСР (б) в СУ,

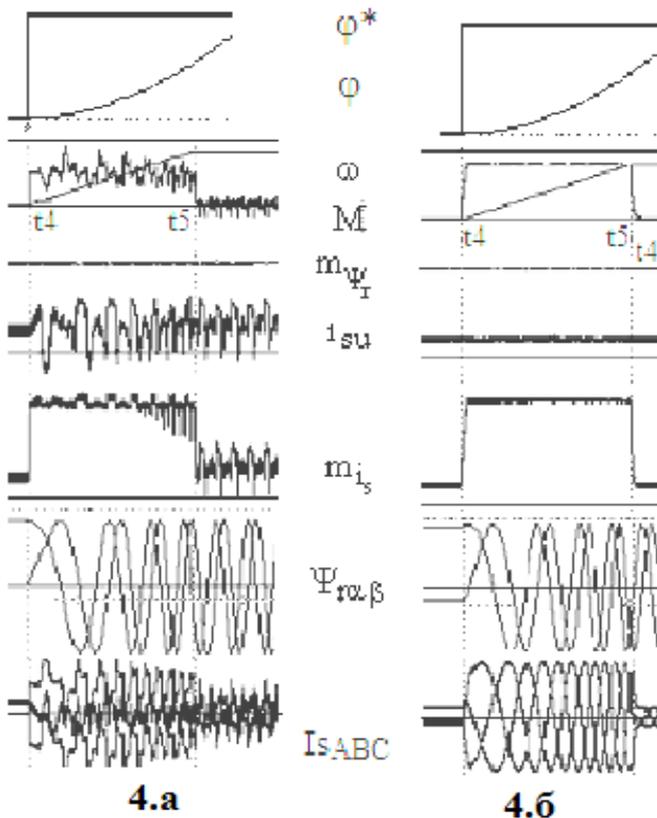


Рис. 4. Результаты, полученные автором при исследовании АУ (7) МММ в режиме позиционирования [3, рис. 3.15, с. 122]

Анализ результатов исследования (рис. 4) позволяет сделать вывод о высокой эффективности систем с МСР. В системе с МСР достигается высокое качество формирования электромагнитного момента, отсутствие его пульсаций. Токи носят исключительно синусоидальный характер, что снижает потери в КАД и преобразователе и повышают КПД ЭП.

Выводы. Предложенная методика синтеза АЭП с ВПУ позволяет получить АУ и МСР в КР, обеспечивающие достижение максимальной точности и быстродействия отработки задающих воздействий в режимах слежения и позиционирования, низкую чувствительность системы к действию параметрических и возмущающих воздействий; возможность организации подхода к точке позиционирования или движение по задаваемой траектории в режимах слежения без перерегулирования и дотяжек; рациональное использование мощности установленного оборудования и минимальные потери энергии в КАД за счет формирования синусоидальных фазных токов.

Литература

1. Клименко Ю.М. , Садовой А.В. Синтез асинхронного электропривода с разрывным полеориентированным управлением // Международный научный журнал «International Scientific Journal». 2016. №7. С. 78-82.
2. Садовой А.В. Системы оптимального управления прецизионными электроприводами / А.В. Садовой, Б.В. Сухинин, Ю.В. Сохина; Под ред. А. В. Садового. К.: ИСИМО,1996. 298 с.
3. Клименко Ю.М. Разработка и исследование асинхронных электроприводов с векторным полеориентированным управлением, многомерными скользящими режимами и идентификацией координат. Дис. канд. техн. наук: 05.09.03. Одесса, 2007. 185 с.
4. Клименко Ю. М. Многомерные скользящие режимы в системах управления с подчиненным регулированием координат / Ю. М. Клименко, А. В. Садовой // Збірник наукових праць ДДТУ: (технічні науки). Дніпродзержинськ: ДДТУ, 2008. № 11. С. 172-180.