

**Клименко Юрий Михайлович**

*кандидат технических наук, доцент,  
доцент кафедры электротехники и электромеханики  
Днепродзержинского государственного технического университета*

**Садовой Александр Валентинович**

*доктор технических наук, профессор,  
проректор по научной работе  
Днепродзержинского государственного технического университета*

**Klimenko Yuri Mikhailovich**

*candidate of technical Sciences,  
associate Professor the Department of electrical engineering and electromechanics  
Dneprodzerzhinsk state technical University*

**Sadovoy Alexander Valentinovich**

*doctor of technical Sciences,  
Professor, Vicerector on scientific work  
Dneprodzerzhinsk state technical University*

## СИНТЕЗ СИСТЕМЫ ПОЛЕОРИЕНТИРОВАННОГО УПРАВЛЕНИЯ АСИНХРОННЫМ ЭЛЕКТРОПРИВОДОМ С ДЕМПФИРОВАНИЕМ КОЛЕБАНИЙ УПРУГОГО ПЕРЕДАТОЧНОГО УСТРОЙСТВА

## SYNTHESIS OF FIELD-ORIENTED CONTROL OF ASYNCHRONOUS ELECTRIC DRIVE WITH DAMPING VIBRATION OF AN ELASTIC TRANSMISSION DEVICES

**Аннотация.** Приведена методика синтеза системы разрывного полеориентированного управления асинхронным электроприводом с активным демпфированием колебаний упругого передаточного устройства.

**Ключевые слова:** синтез, математическая модель, передаточное устройство, регулятор, упругие колебания, демпфирование, контур регулирования, полеориентированное управление, скользящий режим.

**Summary.** The method of synthesis of a discontinuous field-oriented control of asynchronous electric drive with active damping vibration of an elastic transmission devices

**Key words:** synthesis, mathematical model, transfer device controller, elastic vibrations, damping, contour regulation, field oriented control, sliding mode.

Интенсивное развитие современных технологий и оборудования выдвигает повышенные требования к электромеханическим системам (ЭМС) точного воспроизведения сложных движений (ТВСД). К ним относятся системы управления (СУ): антенными установками; радиолокационными станциями; зеркалами радиотелескопов, радиотехнических комплексов навигации, зондирования и наблюдения; специализированными устройствами военной техники, которые осуществляют поиск, наведение и автосопровождение подвижных объектов. Достижение высокой надежности, требуемого ресурса для

тального функционирования без профилактического обслуживания и оперативных ремонтных работ при традиционно используемых в ЭМС ТВСД электроприводах (ЭП) на основе машин постоянного тока усложнено или невозможно. По этой причине актуальным и бурно развивающимся направлением в настоящее время для большинства механизмов высококачественного управления движением является применение бесконтактных глубокорегулируемых асинхронных электроприводов (АЭП) с векторным полеориентированным управлением (ВПУ), реализуемым быстродействующими, работающими в ключевом

чевом режиме преобразователями на силовых IGBT модулях.

Сложность задач создания высококачественных АЭП для систем ТВСД усугубляется и тем, что короткозамкнутый асинхронный двигатель (КАД) как ОУ характеризуется совокупностью звеньев, накапливающих электромагнитную и механическую энергию; имеет сложную многомерную структуру с внутренними перекрестными связями (ВПС); отличается значительной нелинейностью, вызванной флуктуациями характеристик цепи намагничивания и неидеальными свойствами передаточных устройств (ПУ); обладает нестационарностью параметров в виде изменений количественных связей между ними в статических и динамических режимах работы АЭП при нагреве электродвигателя, изменениях насыщения магнитопровода и вытеснении тока; подвержен значительным возмущениям со стороны питающих электрических цепей и ПУ; выделяется сложностью прямого измерения потока сцепления и электромагнитного момента (ЭМ).

Традиционно в системах ВПУ используются П, ПИ и ПИД регуляторы, которые обладают недостаточной робастностью, плохо противодействуют изменяющимся внешним воздействиям, упругим свойствам ПУ, люфтам и нелинейному трению.

Изложенные особенности не позволяют при синтезе СУ АЭП использовать принципы линейной теории управления по причине резкого снижения качества управления при отклонениях параметров ОУ от расчетных, нарушения автономности каналов управления потоком и электромагнитным моментом, низкого запаса устойчивости СУ вплоть до потери ее работоспособности.

**Цель работы** — синтез системы ВПУ КАД с высокими требованиями к качеству отработки управляющих воздействий в режимах слежения и позиционирования, обладающей низкой чувствительностью к параметрическим и координатным возмущениям, обеспечивающей активное демпфирование колебаний упругого ПУ и устойчивую работу на основе информации от наблюдателей трудноизмеряемых координат АЭП и ПУ.

Достижение поставленной цели осуществлено путем синтеза АЭП с ВПУ в классе нелинейных систем с преднамеренно организованными в контурах регулирования (КР) многомерными скользящими режимами (МСР) при замыкании последних как по непосредственно измеренной, так и по полученной методами идентификации информации о векторах состояния АЭП, необходимой для реализации синтезированных алгоритмов управления (АУ).

Для достижения поставленной цели составим математическую модель (ММ) комплекса «КАД — ПУ

с упругими свойствами», которая будет использована в качестве инструмента при синтезе и исследованиях разрабатываемых АЭП.

Анализ известных и подробно описанных в научно-технической литературе математических моделей ПУ ЭМС, построенных с учетом упруго-вязких свойств механических передач, приводит к выводу о том, что в большинстве случаев при анализе и синтезе ЭМС с повышенными требованиями к качеству управления целесообразным является использование описания ее моделью эквивалентной двухмассовой упругой системы, которая несмотря на предельное упрощение, отражает физические особенности упругих ПУ с достаточной для инженерных расчетов точностью.

Математическую модель ПУ механической части ЭМС с упругими свойствами составим с учетом следующих известных допущений:

- ротор двигателя и элементы механической передачи представим в виде сосредоточенных масс, обладающих постоянными моментами инерции;
- к указанным массам приложены все силы и моменты, действующие в передаче;
- упругие связи безынерционны, невесомы, характеризуются постоянной жесткостью, т.е. коэффициентом пропорциональности между моментом (силой) и деформацией;
- диссипативные свойства ПУ учитываются силами внутреннего вязкого трения в материале валов, возникающими при их скручивании, и силами внешнего вязкого трения в опорах, которые принимаем пропорциональными угловым скоростям соответствующих валов;
- деформация упругих звеньев имеет линейный характер и подчиняется закону Гука;
- движущий момент приложен к первой массе, а его мгновенные значения  $M = f(t)$  известны и определяются расчетным путем;
- момент нагрузки приложен к выходному валу;
- волновые движения деформации и зазоры в передачах не учитываются.

В соответствии с принятыми допущениями ПУ ЭМС с наиболее распространенной на практике кинематической схемой, изображенной на рис. 1, представим в виде обобщенной двухмассовой упругодиссипативной системы, описываемой уравнениями:

$$\begin{aligned} \frac{d\varphi_1}{dt} = \omega_1; \quad \frac{d\varphi_2}{dt} = \omega_2; \quad J_1 \frac{d\omega_1}{dt} = M - M_{12} - M_{f1}; \\ J_2 \frac{d\omega_2}{dt} = M_{12} - M_{c2} - M_{f2}; \quad M_{12} = C_{12}(\varphi_1 - \varphi_2) + b_{12}(\omega_1 - \omega_2), \end{aligned} \quad (1)$$

где  $\varphi_{1,2}, \omega_{1,2}; J_{1,2}$  — угловые перемещения, угловые скорости, моменты инерции двигателя (д), первой (1) и второй (2) масс двухмассовой ЭМС:

$$J_1 = J_d + J_d / i^2;$$

$i$  – передаточное число;

$M_{12}$  и  $M_{c2}$  – моменты упругого взаимодействия масс и нагрузки на выходном валу;

$M_{f1,2}$  – моменты внешнего вязкого трения:

$$M_{f1} = \beta_1 \omega_1 \text{ (при } M_{fd} = 0), M_{f2} = \beta_2 \omega_2 \quad (2)$$

$\beta_{1,2}$  – коэффициенты внешнего вязкого трения валов 1 и 2;

$C_{12}$  – коэффициент жесткости;

$b_{12}$  – коэффициент внутреннего трения в деформируемой передаче.

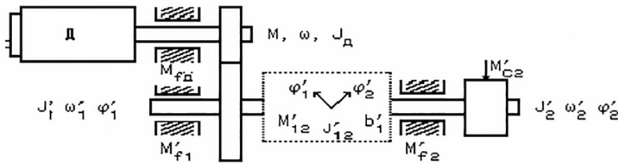


Рис. 1. Кинематическая схема механической передачи ЭМС с упругостью первого рода (составлена автором)

В (1) и (2) параметры без индексов ( $\bullet$ )' получены приведением к валу электродвигателя величин, обозначенных на кинематической схеме  $J'_1$ ;  $\omega'_{1,2}$ ;  $\varphi'_{1,2}$ ;  $C'_{12}$ ;  $b'_{12}$ ;  $M'_{f1}$ ;  $M'_{c2}$ ;  $M'_{f2}$ . Приведение осуществлено методом эквивалентных преобразований [1], обеспечивающим выполнение закона сохранения энергии.

С учетом выражений (2) и базовых величин  $\omega_0$  и  $M_0$  введем в (1) следующие обозначения:

$$T_{M1} = J_1 \omega_0 M_0^{-1}, T_{M2} = J_2 \omega_0 M_0^{-1}, T_C = M_0 (C_{12} \omega_0)^{-1}, \quad (3)$$

$$k_{f1} = \beta_1 \omega_0 M_0^{-1}, k_{f2} = \beta_2 \omega_0 M_0^{-1}, k_c = b_{12} \omega_0 M_0^{-1},$$

где  $T_{M1}$ ,  $T_{M2}$  – механические постоянные времени сосредоточенных масс;

$T_C$  – механическая постоянная жесткости;

$k_{f1}$ ,  $k_{f2}$ ,  $k_c$  – безразмерные коэффициенты внешнего и внутреннего вязкого трения.

Представив третье – пятое уравнения системы (1) с учетом обозначений (3), получим:

$$d\omega_1^\circ / dt = (M^\circ - M_{12}^\circ - k_{f1} \omega_1^\circ) / T_{M1}$$

$$d\omega_2^\circ / dt = (M_{12}^\circ - M_{c2}^\circ - k_{f2} \omega_2^\circ) / T_{M2} \quad (4)$$

$$M_{12}^\circ = k_c (\omega_1^\circ - \omega_2^\circ) + (\varphi_1^\circ - \varphi_2^\circ) / T_C,$$

где:  $(\bullet)^\circ = (\bullet) / (\bullet)_0$  – параметры в относительных единицах.

В дальнейшем индексы  $^\circ$  при  $(\bullet)$  опущены.

На рис. 2 представлена структурная схема нормированной системы уравнений (4), применяемая многими авторами при синтезе СУ и приводящая к алгоритмам, построенным на использовании операций дифференцирования. Для получения алгоритмов управления (АУ) с простой практической реализацией упростим

модель (4), представив ее в пространстве состояний. С этой целью продифференцируем уравнение для вычисления  $M_{12}$  из (4) при постоянстве параметров  $T_c, k_c$  и запишем результат с учетом уравнений (1)

$$M_{12} / dt = C_{12}(\omega_1 - \omega_2) + b_{12} (d\omega_1 / dt - d\omega_2 / dt) \quad (5)$$

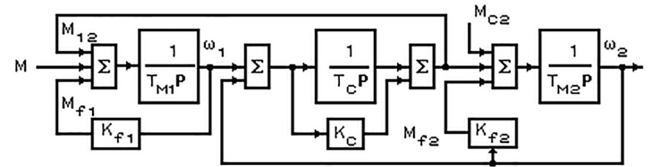


Рис. 2. Структурная схема упрощенной модели двухмассовой ЭМС (составлена автором)

Подставим первое и второе уравнения системы (4) в выражение (5) и запишем полученный результат совместно с первым и вторым уравнениями системы (4):

$$\frac{d\omega_1}{dt} = (M - M_{12} - k_{f1} \omega_1) / T_{M1}; \quad \frac{d\omega_2}{dt} = (M_{12} - M_{c2} - k_{f2} \omega_2) / T_{M2};$$

$$\frac{dM_{12}}{dt} = (T_c^{-1} - k_c k_{f1} T_{M1}^{-1}) \omega_1 - (T_c^{-1} - k_c k_{f2} T_{M2}^{-1}) \omega_2 + k_c T_{M1}^{-1} M - k_c (T_{M1} + T_{M2}) T_{M1}^{-1} T_{M2}^{-1} M_{12} + k_c T_{M2}^{-1} M_{c2}, \quad (6)$$

где  $M$  – электромагнитный момент КАД

$$M = C_1 \Psi_A^\circ i_{sv} \quad (7)$$

где  $C_1 = m Z_p / 2$ ;  $m, Z_p$  – числа фаз и пар полюсов КАД.

Полученная нормированная модель ПУ механической части ЭМС с упругостью первого рода описывает динамические процессы в упругой передаче с учетом диссипативных сил. Уровень информативности полученной модели позволяет использовать ее при анализе и синтезе АУ с активным демпфированием колебаний упругих ПУ, наблюдателя координат (НК) КАД и упругого ПУ при их совместной работе.

Для синтеза алгоритмов ВПУ, обеспечивающих активное демпфирование колебаний в АЭП с упругими ПУ, в качестве расчетной используем математическую модель (6), дополнив ее дифференциальным уравнением для вычисления электромагнитного момента. Указанное уравнение получим путем дифференцирования выражения (7) при  $\Psi_A^\circ = \text{const}$ ,  $C_1 = \text{const}$  и выполнении условий ориентации координатного базиса по вектору  $\Psi_A^\circ$ :  $\Psi_u^\circ = \Psi_A^\circ$ ,  $\Psi_v^\circ = 0$ ,  $d\Psi_v^\circ / dt = 0$ .

$$dM / dt \equiv C_m di_{sv} / dt, \quad (8)$$

где  $C_m = C_1 \Psi_A^\circ$  при  $\Psi_A^\circ = \text{const}$  – постоянный коэффициент.

Используя третье уравнение системы (20) [2, с. 521]

$$\frac{di_{sv}}{dt} = -C_4 I_{sv} + \frac{1}{L'_s} U_{sv} + \frac{\omega_1}{L'_s} (C_2 I_{su} - \Psi_A^\circ) - \omega_{\Psi_A^\circ} I_{su} \quad (9)$$

соотношение (8) и равенство  $M = C_m i_{sv}$  получим:

$$dM/dt = -C_4 M + C_m U_{sv} / L'_s + C_m (C_2 L'_s{}^{-1} \omega_1 - \omega_{\Psi_0}) i_{su} - C_m \omega_1 L'_s{}^{-1} \Psi_A^o, \quad (10)$$

где  $C_2 = (1-a)L_m$ ;  $C_4 = 1-C_5/L'_s$ ;  $C_5 = aL_m - L_m^2 L_r^{-1}$ .

Записав совместно (6) и (10), получим расчетную ММ в развернутой векторно-матричной форме записи:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \omega_2 \\ M_{12} \\ M \\ \omega_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} & 0 & 0 \\ a_{21} & a_{22} & a_{23} & a_{24} \\ 0 & 0 & a_{33} & a_{34} \\ 0 & a_{42} & a_{43} & a_{44} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \omega_2 \\ M_{12} \\ M \\ \omega_1 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ b_2 \\ 0 \end{bmatrix} U_{sv} + \begin{bmatrix} \mu_1 \\ \mu_2 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} M_{c2} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \mu_3 \\ 0 \end{bmatrix}, \quad (11)$$

где

$$\begin{aligned} a_{11} &= -k_{f2}/T_{M2}; a_{12} = 1/T_{M2}; a_{21} = -1/T_c + k_c k_{f2}/T_{M2}; \\ a_{22} &= -k_c (T_{M1} + T_{M2})/T_{M1} T_{M2}; a_{23} = -1/T_c + k_c k_{f1}/T_{M1}; \\ a_{33} &= -C_m C_4; a_{42} = -1/T_{M1}; a_{34} = C_m L'_s{}^{-1} (C_2 i_{su} - \Psi_A^o); \\ a_{43} &= 1/T_{M1}; a_{44} = -k_{f1}/T_{M1}; b_2 = C_m/L'_s; \\ \mu_1 &= -1/T_{M2}; \mu_2 = k_c/T_{M2}; \mu_3 = -C_m \omega_{\Psi_0} i_{su}. \end{aligned}$$

Математическая модель (11) и соответствующая ей структурная схема (рис. 3) отражают многомерность, нелинейный характер и динамическую взаимосвязь электромагнитных, электромеханических параметров, управляющих и возмущающих воздействий в ЭМС рассматриваемой структуры. Однако структурная и параметрическая избыточность такой математической модели затрудняет использование ее при синтезе СУ с минимальным количеством контурных регуляторов и сложностью информационно – датчиковой системы.

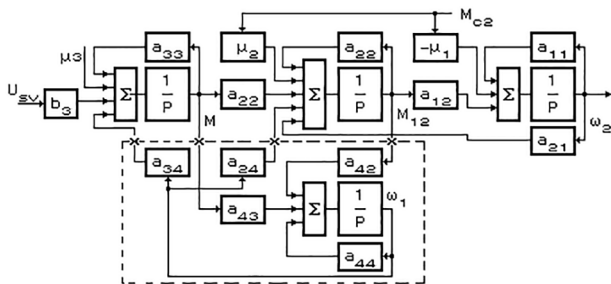


Рис. 3. Структурная схема исходной математической модели (11) АЭП с ВПУ и упругим ПУ (составлена автором)

Упрощение модели и понижение ее порядка осуществим с использованием модального метода редуцирования [3, с. 65-70], предусматривающего выделение

доминирующих координат  $X_p$ , непосредственное управление которыми определяет требуемые динамические характеристики, и не доминирующих  $X_{np}$ , которые можно свести к возмущающим воздействиям, компенсируемым контурными регуляторами координат  $Z_I$ .

Вектор состояния системы  $X$  «неособым» преобразованием  $Z = TX, \det T \neq 0$  преобразуем в новый координатный базис векторов  $Z$  модальных координат [4]:

$$dZ(t)/dt = TAT^{-1} Z(t) + TB U(t) + T\mu, \quad Y = CT^{-1} Z(t), \quad (12)$$

Обозначив  $TAT^{-1} = \Lambda$ ;  $T = V$ ;  $T\mu = m$ ;  $CT^{-1} = C$ , представим (12) в «новом» координатном базисе:

$$dZ(t)/dt = \Lambda X(t) + VBU(t) + m, \quad Y = CZ(t). \quad (13)$$

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} Z_I \\ Z_{II} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Lambda_1 & 0 \\ 0 & \Lambda_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Z_I \\ Z_{II} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_1 & V_2 \\ V_3 & V_4 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} B_1 \\ 0 \end{bmatrix} U + \begin{bmatrix} m_1 \\ m_2 \end{bmatrix}. \quad (14)$$

С учетом разбивки на группы координат  $Z_I$  и  $Z_{II}$  представим (13) в развернутой форме:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} Z_1 \\ Z_2 \\ Z_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \lambda_{11} & \lambda_{12} & 0 \\ 0 & \lambda_{22} & \lambda_{23} \\ 0 & 0 & \lambda_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Z_1 \\ Z_2 \\ Z_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ b_3 \end{bmatrix} U + \begin{bmatrix} \mu_{01} \\ \mu_{02} \\ \mu_{03} \end{bmatrix}, \quad (15)$$

Редуцирование порядка при этом сведем к исключению дифференциального уравнения вычисления  $Z_{II}$ . Выбор преобразующих матриц в (14) осуществлен таким образом, чтобы кроме устранения взаимосвязи координат  $Z_I$  и  $Z_{II}$ , получить матрицу  $\Lambda_I$  коэффициентов  $Z_I$  с верхнетреугольной формой:

где

$$\begin{aligned} \lambda_{11} &= a_{21}; \lambda_{12} = a_{12} a_{21} (a_{11})^{-1}; \lambda_{22} = a_{33} a_{42} (a_{43})^{-1}; \\ \lambda_{23} &= a_{42}^2 a_{33} (a_{43})^{-1} (a_{24} (a_{44})^{-1} - a_{23} (a_{43})^{-1}) (a_{22} - \\ &- a_{12} a_{21} (a_{11})^{-1} - a_{23} a_{42} (a_{43})^{-1})^{-1}; \\ \lambda_{33} &= a_{42} (a_{34} (a_{44})^{-1} - a_{33} (a_{43})^{-1}) - \lambda_{23} \end{aligned}$$

Выбор формы представления редуцированной модели в виде (15) позволяет синтезировать алгоритмы ВПУ и технически просто реализуемые структуры систем управления.

Используя концепцию Ляпунова о возмущенном – невозмущенном движении [5], представим (15) в фазовом пространстве координат возмущенного движения, переход к которому позволяет исключить из рассмотрения возмущающие воздействия  $\mu$ :

$$\left. \begin{aligned} \frac{d\eta_1}{dt} &= \lambda_{11} \eta_1 + \lambda_{12} \eta_2; \quad \frac{d\eta_2}{dt} = \lambda_{22} \eta_2 + \lambda_{23} \eta_3 \\ \frac{d\eta_3}{dt} &= \lambda_{33} \eta_3 + b_3 U_{sv}^\Delta, \end{aligned} \right\} \quad (16)$$

где  $\eta_i = Z_i - Z_i^*$ ;  $i = 1, 2, 3$  – координаты возмущенного движения;

$Z_i$  и  $Z_i^*$  – значения истинных и программно-заданных координат;

$U_{sv}^\Delta = U_{sv} - U_{sv}^*$  – дополнительное управление, однозначно определяемое компонентами векторов  $\eta_j$ .

Задача синтеза сводится к выбору ограниченных по модулю управляющих воздействий, обеспечивающих минимум интегральных критериев качества, задаваемых для каждого из контурных регуляторов в виде функционалов [5]:

$$\left. \begin{aligned} J_1 &= \int_0^\infty [V_{01}^{(1)} \eta_1^2 + V_{02}^{(1)} \eta_1 \eta_2 + V_{03}^{(1)} \eta_1 \eta_3 + |V_{13}^{(1)} \eta_1 + V_{23}^{(1)} \eta_2 + V_{33}^{(1)} \eta_3|] dt \\ J_2 &= \int_0^\infty [V_{02}^{(2)} \eta_2^2 + V_{03}^{(2)} \eta_2 \eta_3 + |V_{23}^{(2)} \eta_2 + V_{33}^{(2)} \eta_3|] dt \\ J_3 &= \int_0^\infty [V_{03}^{(3)} \eta_3^2 + |V_{33}^{(3)} \eta_3|] dt, \end{aligned} \right\} (17)$$

где  $V_{01} = V_{03} V_{13} / V_{33}$ ,  $V_{02} = V_{03} V_{23} / V_{33}$ ,  $V_{03} = -\lambda_{11} \lambda_{22} \lambda_{33}$  – весовые коэффициенты.

Минимизация функционалов (17) гарантирует аperiodический характер переходных процессов с минимально возможной для данных параметров и ограничений управляющих воздействий постоянной времени. Коэффициенты функционалов (17) определим в соответствии с функцией А. М. Ляпунова, выбранной в виде:

$$V = \sum_{i,k=0}^3 V_{ik}^{(j)} \eta_i \eta_k, \quad V_{ik}^{(j)} = V_{ki}^{(j)}, \quad (18)$$

где  $j=1, 2, 3$  – индексы переменных  $\omega_2$ ,  $M_{12}$  и  $M$ , управляемых регуляторами  $P_1$ ,  $P_2$  и  $P_3$ .

$$\left. \begin{aligned} U^{(pj)} &= -U_{pj} \operatorname{sgn} S^{(j)}, \\ S^{(j)} &= b_3 \frac{\partial V^{(j)}}{\partial \eta_j} = 2b_3 (V_{13}^{(j)} \eta_1 + V_{23}^{(j)} \eta_2 + V_{33}^{(j)} \eta_3) \end{aligned} \right\} (19)$$

Оптимальные управляющие воздействия на выходах регуляторов сформируем в виде: где  $U_{pj}$  – амплитуда напряжения релейного элемента;

$U^{(pj)}$  – напряжение на выходе регулятора координаты  $j$ .

Определим коэффициенты функций А. М. Ляпунова, входящие в АУ (19):

$$\left. \begin{aligned} \text{для } P1 \quad V_{13}^{(1)} &= \lambda_{22} \lambda_{33}, \quad V_{23}^{(1)} = -\lambda_{12} \lambda_{33}, \quad V_{33}^{(1)} = \lambda_{12} \lambda_{23}; \\ \text{для } P2 \quad V_{13}^{(2)} &= 0, \quad V_{23}^{(2)} = -\lambda_{11} \lambda_{33}, \quad V_{33}^{(2)} = \lambda_{11} \lambda_{23} \quad (20) \\ \text{для } P3 \quad V_{13}^{(3)} &= 0, \quad V_{23}^{(3)} = 0, \quad V_{33}^{(3)} = -\lambda_{11} \lambda_{22}. \end{aligned} \right\}$$

В соответствии с (20) алгоритмы (19) представим в виде:

$$\left. \begin{aligned} U^{(p1)} &= -U_{p1} \operatorname{sgn}(\eta_1 - \lambda_{12} \lambda_{22}^{-1} \eta_2 + \lambda_{12} \lambda_{23} (\lambda_{22} \lambda_{33})^{-1} \eta_3); \\ U^{(p2)} &= -U_{p2} \operatorname{sgn}(\eta_2 - \lambda_{23} \lambda_{33}^{-1} \eta_3); \quad U^{(p3)} = -U_{p3} \operatorname{sgn} \eta_3 \end{aligned} \right\} (21)$$

или после перехода в исходный координатный базис фазового пространства отклонений систему (21) запишем в виде

$$\left. \begin{aligned} U^{(p1)} &= -U_{p1} \operatorname{sgn}[(\omega_2 - \omega_2^*) + Z_{1y}(M_{12} - M_{12}^*) + Z_{2y}(M - M^*)] \\ U^{(p2)} &= -U_{p2} \operatorname{sgn}[(M_{12} - M_{12}^*) + Z_{3y}(M - M^*)], \\ U^{(p3)} &= -U_{p3} \operatorname{sgn}(M - M^*) \end{aligned} \right\} (22)$$

где

$$\left. \begin{aligned} Z_{1y} &= -\frac{L'_s}{R_s} \cdot \left( \frac{b_{12}}{J_2} - \frac{C_{12}}{\beta_2} \right), \\ Z_{2y} &= \left( \frac{b_{12}}{J_2} - \frac{C_{12}}{\beta_2} \right) \cdot \left( \frac{b_{12}(J_1 - J_2)}{J_1 J_2} + \frac{C_{12}}{\beta_2} \right), \\ Z_{3y} &= \frac{R_s C_{12}}{L'_s \beta_2} \cdot \left( \frac{b_{12}(J_1 - J_2)}{J_1 J_2} + \frac{C_{12}}{\beta_2} \right) \end{aligned} \right\}$$

На рис. 4 представлена функциональная схема системы ВПУ [7], в которой реализованы АУ (22). В состав схемы входят: контур управления потоком; контуры управления с релейными регуляторами  $P_1$ ,  $P_2$ ,  $P_3$ , осуществляющими управление координатами механического движения и активное демпфирование упругих колебаний УПУ; наблюдатель координат асинхронного двигателя и упругого передаточного устройства НК АД УПУ; типовые для систем ВПУ

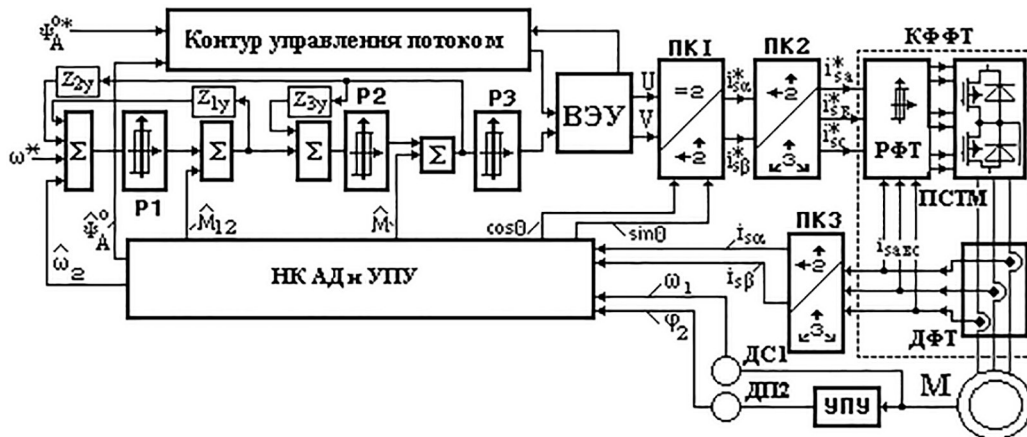


Рис. 4. Функциональная схема системы ВПУ КАД с активным демпфированием упругих колебаний УПУ по АУ (22)



преобразователи координат ПК1-ПК3; контур формирования фазных токов КФФТ с преобразователем на силовых транзисторных модулях ПСТМ, датчиками ДФТ и релейными регуляторами фазных токов РФТ; вычислитель «эквивалентного» управления ВЭУ, обеспечивающий МСР в СУ; короткозамкнутый асинхронный двигатель М с тахогенератором ДС на валу, упругим передаточным устройством УПУ и датчиком положения ДП2 на выходном валу.

Наблюдатели координат НК АД и УПУ синтезированы и исследованы авторами в [6, с. 358÷360].

Организация МСР в системе управления осуществлена на основе применения метода «эквивалентного» управления [7, с. 82÷89], позволяющего разделить разнотемповые движения во внешних и внутренних контурах управления путем включения между ними выделителя ВЭУ «эквивалентного» управления, выполненного в виде двухканальной, замкнутой по сигналам на ее выходах, модели контура тока, содержащей релейные регуляторы активного и реактивного тока, модели вычисления тока с параметрами управляемого КАД.

Результаты моделирования синтезированных АУ (22) при ОКБ по  $|\Psi_r|$  для режима слежения представлены на рис. 5. Графики изменений задающего воздействия  $\omega_2^*(t) = \omega_{ном} \cos 8t$ , координат  $\omega_1(t)$ ,  $\omega_2(t)$ ,  $M_c(t)$ ,  $M_y(t)$ ,  $M(t)$ ,  $\varepsilon(t) = \omega_2^*(t) - \omega_2(t)$ , при  $|\Psi_r| = \text{const}$ ,  $|\Psi_r|(t)$ ,  $i_{su}(t)$ ,  $\Psi_{r\alpha\beta}(t)$ ,  $i_{s\alpha\beta}(t)$ , приведены для режимов: возбуждения машины до уровня  $\Psi_{r ном.}$  ( $0 \div t_1$ ); работы с ( $0 \div t_4$ ) при  $M_c = 0$  ( $0 \div t_2$ ),  $M_c = -M_{ном}$  ( $t_2 \div t_3$ ),  $M_c = M_{ном}$  ( $t_3 \div t_4$ ); отработки задающего воздействия  $\omega_2^*(t) = \omega_{ном} \cos 8t$  при  $M_c = M_{ном}$  ( $t_4 \div t_5$ ), при  $M_c = -M_{ном}$  ( $t_5 \div t_6$ ),  $M_c = 0$  ( $t_6 \div t$ ).

Для наглядности изображений на рис. 5 сигналы  $\omega_2$ ,  $\omega_1$  и  $\omega_2^*$  показаны в разных масштабах.

С целью оценки чувствительности скоростной подсистемы с АУ (22) к неточности задания при расчете или изменениям в процессе эксплуатации коэффициента жесткости  $C_{ж}$  и момента инерции  $J_2$  проведены исследования ошибок регулирования  $\varepsilon(t) = \omega_2^*(t) - \omega_2(t)$  для режимов: работы с  $\omega_2^*(t) = 0$  ( $0 \div t_3$ ) при  $M_c = 0$  ( $0 \div t_1$ ),  $M_c = -M_{ном}$  ( $t_1 \div t_2$ ),  $M_c = M_{ном}$  ( $t_2 \div t_3$ ); отработки задающего воздействия  $\varepsilon(t) = \omega_2^*(t) - \omega_2(t)$  при  $M_c = M_{ном}$  ( $t_3 \div t_4$ ), при  $M_c = -M_{ном}$  ( $t_4 \div t_5$ ),  $M_c = 0$  ( $t_5 \div t$ ).

На рис. 6 представлены результаты исследования ошибок  $\varepsilon(t)$ , полуполученные для случаев  $\varepsilon_0(t)$  – при расчетных значениях  $C_{ж}^{расч.}$ ,  $J_2^{расч.}$ ;  $\varepsilon_1(t)$  – при  $C_{ж} = 0.5 C_{ж}^{расч.}$  и  $J_2^{расч.}$ ;  $\varepsilon_2(t)$  – при  $C_{ж} = 1.5 C_{ж}^{расч.}$  и  $J_2^{расч.}$ ;  $\varepsilon_3(t)$  – при  $J_2 = 0.5 J_2^{расч.}$  и  $C_{ж}^{расч.}$ ;  $\varepsilon_4(t)$  – при  $J_2 = 1.5 J_2^{расч.}$  и  $C_{ж}^{расч.}$ . Величины ошибок не превышают значений  $\pm 5\%$ .

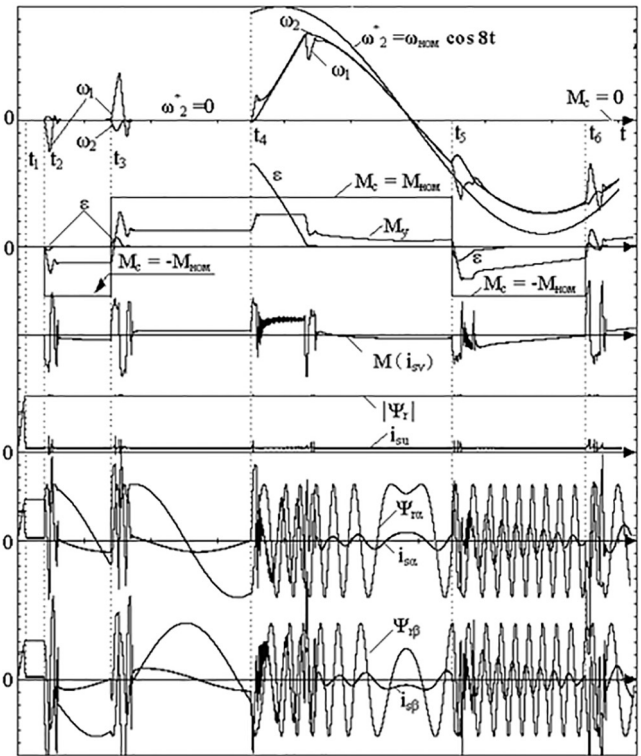


Рис. 5. Результаты моделирования системы ВПУ АЭП с АУ (22) (получены авторами)

**Выводы.** Синтезированная система полеориентированного управления АД с активным демпфированием колебаний упругого передаточного устройства по алгоритмам (22) с регуляторами скорости, электромагнитного момента АД и упругого момента ПУ при работе с МСР, организованными на основе информации от наблюдателей координат АД и УПУ, реализованных в виде работающих в реальном масштабе времени прямых замкнутых динамических моделей КАД и УПУ, снабженных работающими в скользящем режиме контурами слежения, обеспечивает высококачественное управление АЭП, активное демпфирование упругих колебаний УПУ при низкой чувствительности к параметрическим и координатным возмущениям. Разработанная СУ АЭП удовлетворяет высоким требованиям, предъявляемым к ЭМС ТВСД.

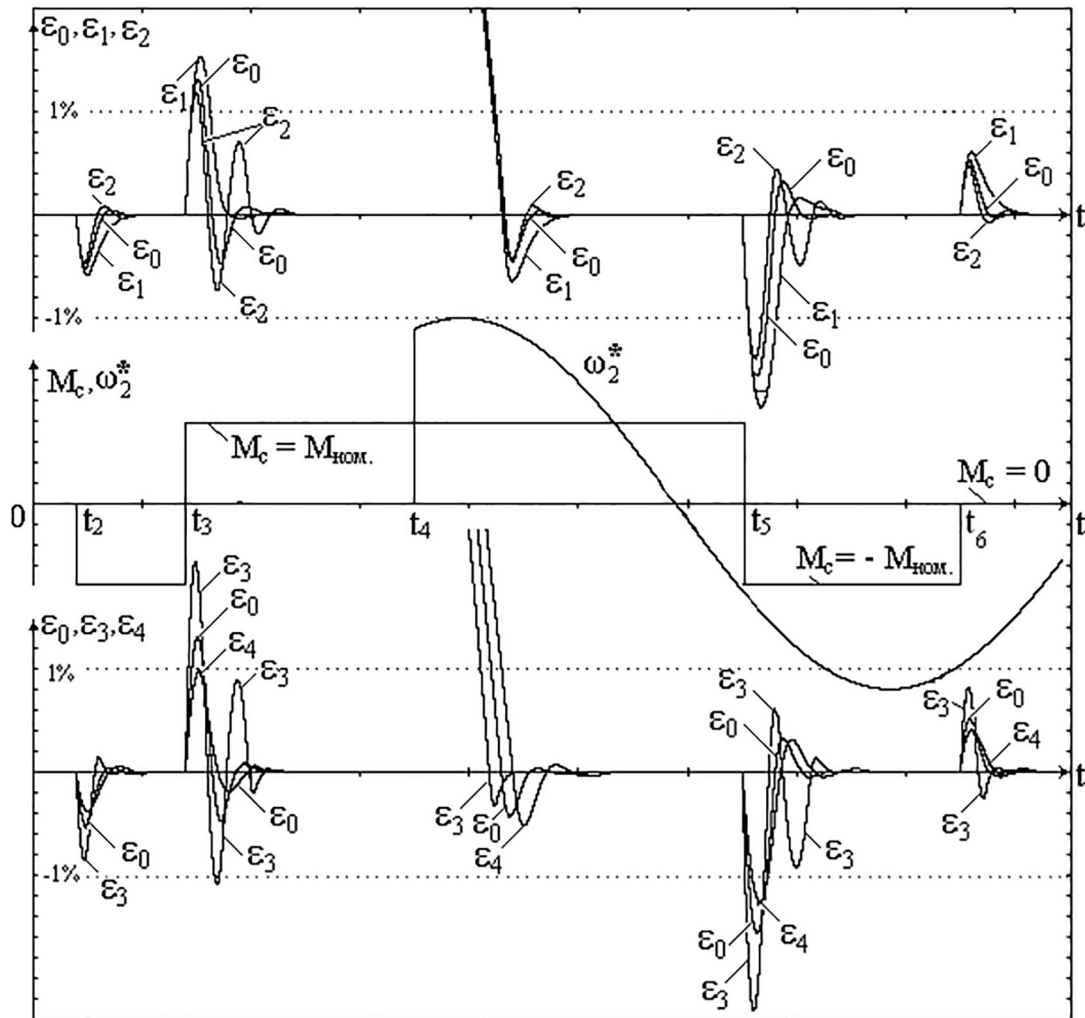


Рис. 6. Результаты моделирования чувствительности ЭМС управления скоростью с АУ (22) к изменениям  $C_j$  и  $J_2$  от расчетных (получены авторами)

### Список литературы

1. Ключев В. И. Теория электропривода: Учебник для вузов. — М.: Энергоиздат, 1985. — 560 с.
2. Клименко Ю. М. Математическая модель асинхронного двигателя и синтез алгоритмов полеориентированного управления на ее основе // Юбилейный сборник научно-технических трудов ДГТУ, Днепродзержинск, 1995. — С. 518÷527.
3. Афанасьев В. Н., Неусыпин К. А. Метод построения редуцированных моделей — Автоматика и телемеханика, 1991. № 6, с. 65–70...144.
4. Воронов А. А. Введение в динамику сложных управляемых систем. — М.: Наука, 1985. — 352 с.
5. Системы оптимального управления прецизионными электроприводами / Садовой А. В., Сухинин Б. В., Сохина Ю. В.: Под ред. А. В. Садовой. — К.: ИСИМО, 1996. — 286 с., ил.
6. Клименко Ю. М., Садовой А. В., Клименко Ю. Ю. Наблюдатели координат короткозамкнутого асинхронного двигателя и упругого передаточного устройства // Сборник научных трудов Днепродзержинского государственного технического университета (технические науки). Тематический выпуск «Проблемы автоматизированного электропривода. Теория и практика» / Днепродзержинск: ДДТУ, 2007. — с. 358÷360.
7. Клименко Ю. М. Разработка и исследование асинхронных электроприводов с векторным полеориентированным управлением, многомерными скользящими режимами и идентификацией координат. Дис. канд. техн. наук. Одесса, — 2007. — 185 с.