

**Технические науки**

УДК 62-83: 621.313.333

**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 ИДЕНТИФИКАТОРА КООРДИНАТ СИСТЕМЫ  
ПОЛЕОРИЕНТИРОВАННОГО УПРАВЛЕНИЯ АСИНХРОННЫМ  
ЭЛЕКТРОПРИВОДОМ**

**THE SYNTHESIS OF THE IDENTIFIER OF THE COORDINATE  
SYSTEM FIELD ORIENTED CONTROL ASYNCHRONOUS  
ELECTRIC DRIVE**

**Аннотация:** приведена методика и осуществлен синтез идентификатора координат системы полеориентированного управления асинхронным электроприводом со структурой вычислений, унифицированной для ориентации системы по одному из векторов потокосцеплений статора, магнитного зазора или ротора; выполнено исследование точности идентификации при отклонениях параметров

асинхронного двигателя от номинальных, настроечных значений для идентификатора.

**Ключевые слова:** синтез, математическая модель, алгоритм, информационно-датчиковая система, полеориентированное управление, ориентация, координатный базис, идентификатор, моделирование, ошибки идентификации.

**Abstract:** the method and carried out the synthesis of the ID of the coordinate system field-oriented control of asynchronous electric drive with the structure calculations, a uniform for the orientation system according to one of the vectors of the flux of the stator, the magnetic gap or the rotor; study on the identification accuracy when the variations of the parameters of the induction motor from the nominal tuning values for the ID.

**Keywords:** synthesis, mathematical model, algorithm, information-sensor system, field oriented control, the orientation of the coordinate basis, the ID, modeling, identification errors.

Практическая реализация систем векторного полеориентированного управления (ВПУ) асинхронными электроприводами (АЭП) с короткозамкнутыми асинхронными двигателями (КАД), переход от единичных раз- работок к широкому внедрению таких комплектных электроприводов ограничены трудностью получения информации о параметрах поля и электромагнитного момента (ЭМ). Точность, полнота и достоверность этой информации, совместно с рациональным выбором алгоритма управления (АУ), ориентации координатного базиса (ОКБ) системы ВПУ и состава информационно-датчиковой системы (ИДС) определяют сложность технической реализации систем управления (СУ) АЭП, эффективность применяемых алгоритмов ВПУ. В практике электропривода существуют следующие подходы к построению устройств получения информации о

параметрах потокосцепления  $\bar{\Psi}_A^0(t)$  по которому осуществляется ОКБ системы ВПУ:

- применение встраиваемых в КАД датчиков ЭДС машины (ДЭ) типа "активный" проводник или измерительная обмотка [1] с диаметральным шагом;
- датчиков потока на элементах Холла (ДПХ), магнитодиодах, магниторезисторах [2];
- использование вычислительных устройств косвенного определения  $\bar{\Psi}_A^0(t)$ .

Обобщение опыта технической реализации систем ВПУ АЭП и их ИДС показывает, что в последнее время наблюдается устойчивая тенденция отказа от применения классических подходов [1] к получению информации о  $\bar{\Psi}_A^0(t)$  с помощью встраиваемых в КАД ДПХ и ДЭ. Причинами являются следующие недостатки датчиков ДПХ и ДЭ: усложнение конструкции вновь изготавливаемых машин или необходимость выполнения низкотехнологичных операций разборки-сборки и монтажа датчиков при модернизации существующих электроприводов; снижение надежности и ремонтоспособности; наличие шумов в выходных сигналах, обусловленных несинусоидальностью поля в зазоре, коммутационными всплесками и зубцовыми гармониками. Спектр и амплитуды этих сигналов при глубоком регулировании частоты вращения изменяются в широких пределах. Это приводит к необходимости введения в состав ИДС сложных перестраиваемых векторных фильтров, увеличивающих сложность аналитических расчетов при синтезе АУ, и предопределяющих необходимость проверки системы на устойчивость во всем диапазоне регулирования. Кроме перечисленных, каждый из типов датчиков имеет свои специфические свойства, накладывающие ограничения на их использование.

Характерными для применения ДПХ являются нелинейность их характеристик, зависящая от частоты и уровня магнитного потока, температурная нестабильность, соизмеримость толщины датчиков с величинами воздушных зазоров КАД.

Особенности ДЭ вызывают необходимость выполнения операций интегрирования сигналов без накопления статической ошибки от неидеальности применяемых интеграторов, согласования постоянных времени последних с частотами измеряемых сигналов, что усложняет техническую реализацию при больших диапазонах регулирования и особенно в зонах близких к нулевым и нулевым частотам вращения.

В силу перечисленных причин промышленностью серийно не выпускаются КАД со встроенными ДПХ или ДЭ, а практическое применение систем ВПУ с непосредственной ОКБ по результатам прямых измерений  $\vec{\Psi}_A^0(t)$  осуществляется лишь в АЭП уникальных установок. Малоэффективным оказалось применение методов оценки  $\vec{\Psi}_A^0(t)$  с помощью разомкнутых динамических моделей наблюдаемых электромагнитных процессов в КАД и применение статических функциональных преобразователей [3], реализующих вычисление ориентирующего вектора  $\vec{\Psi}_A^0(t)$  по статическим зависимостям его от легко доступных прямому измерению напряжениям и токам статора. Ограниченная точность информации, полученной без учета динамики электромагнитных и электромеханических процессов и вариаций параметров двигателя при его нагреве, изменении состояния магнитной цепи или вытеснении тока, не позволяет в полной мере реализовать потенциально высокие регулировочные возможности систем ВПУ. Эти причины и рассмотренные недостатки датчиков ДПХ и ДЭ привели к развитию и применению в ИДС систем ВПУ методов и средств наблюдения-идентификации координат, реализуемых на основе работающих в реальном масштабе времени прямых замкнутых динамических моделей

КАД полного или пониженного порядка, снабженных контуром слежения (КС), обеспечивающим при его работе в скользящем режиме (СР) идентификацию неизвестных априори величин  $\bar{\Psi}_A^0(t)$ , ЭМ (t). Однако, большинство известных структур идентификаторов координат (ИК) [4], синтезированы при стремлении построить ИДС без измерителей частоты вращения на валу с косвенным ее вычислением, что в условиях быстродействующих АЭП систем точного воспроизведения сложных движений (ТВСД) не позволяет получить высокую динамическую точность вычисления  $\bar{\Psi}_A^i(t)$  и снижает эффективность систем ВПУ.

Наиболее характерными из аппаратных шумов, характерных для АЭП с ВПУ являются: - шумы на выходах тахогенератора, связанные с наличием пазов ротора и ламелей коллектора; - искажения на выходах датчиков ДПХ или ДЭ. Сигналы таких датчиков наряду с основной информацией о параметрах  $\bar{\Psi}_A^0(t)$  содержат высокочастотные составляющие зубцовых гармоник, низкочастотные составляющие, вызванные неидеальностью распределения обмоток в пазах КАД, и широкополосные сигналы, обусловленные коммутацией силовых ключей инвертора. Спектр указанных шумов при широких диапазонах регулирования подвержен большим изменениям, что делает невозможным их предварительную фильтрацию. Перечисленные особенности значительно усложняют даже однократное дифференцирование этих сигналов. Реализация АУ, предусматривающих использование производных  $\bar{\Psi}_A^0(t)$ , ЭМ(t) при низком качестве последних приводит к "размытости" СР, к снижению качества управления и увеличению потерь в АЭП.

Альтернативой применению встраиваемых датчиков ДПХ и ДЭ является развивающийся в последние годы подход, основанный на

использовании вычислительных устройств косвенного определения координат  $\vec{\Psi}_A^0(t)$ , ЭМ(t).

Значительную часть из разработок данного направления составляют устройства оценки  $\vec{\Psi}_A^0(t)$  с помощью разомкнутых динамических моделей или нелинейных функциональных преобразователей, вычисляющих  $\vec{\Psi}_A^0$  по статическим зависимостям его от напряжений и токов статора. Техническая реализация этих устройств предельно проста, однако, точность информации, вычисленной без учета реально протекающих в КАД переходных процессов и изменений его параметров низка. Это не позволяет в полной мере реализовать потенциально высокие регулировочные возможности систем ВПУ. По этой причине такие устройства из дальнейшего рассмотрения исключены.

Наиболее эффективными являются ИК потока, реализуемые на основе работающих в реальном масштабе времени прямых замкнутых динамических моделей КАД, снабженных КС, обеспечивающим при его работе в СР ускорение сходимости идентифицируемых и истинных координат.

Большинство известных ИК [4] предназначены для вычисления потокосцепления  $\vec{\Psi}_A^i$ , соответствующего выбранной ОКБ по вектору статора (A=s); магнитного зазора (A=m) или ротора (A=r). Они имеют постоянную структуру динамических моделей и не могут быть использованы в системах с изменяемой ОКБ без применения дополнительных вычислений. Синтез указанных ИК в большинстве случаев осуществлен при стремлении исключить из состава ИДС измеритель частоты вращения вала КАД, что не позволяет реализовать на их основе системы ВПУ с широким диапазоном регулирования, высокой плавностью вращения и минимальными пульсациями ЭМ(t). Создание таких систем для механизмов ТВСД с высокими требованиями к качеству управления может быть осуществлено с применением ИК [5],

функционирующего на основе информации о токах  $i_s$  статора и измеренной частоте вращения ротора  $\omega$ .

**Цель работы** - разработка методики, синтез и исследование ИК пониженного порядка со структурой вычислений координат ориентирующего вектора  $\vec{\Psi}_A^0$ , унифицированной для вариантов ОКБ по потокосцеплениям  $\vec{\Psi}_s^i$ ,  $\vec{\Psi}_m^i$  или  $\vec{\Psi}_r^i$ .

Для достижения цели используем математическую модель (20) [6, с.521], записав ее системе координат (СК)  $\alpha^0\beta$ . Выбор такой СК для систем ВПУ обусловлен равенством  $\omega_{\psi_0} \equiv \omega_k = 0$  и простотой приведения в эту СК измеренных токов фаз, необходимостью непосредственного получения на выходе ИК опорных сигналов  $\sin \Theta_{\psi_0}$ ,  $\cos \Theta_{\psi_0}$ .

$$\begin{aligned} d\Psi_{A\alpha}^0/dt &= -C_1 \cdot T_r^{-1} \cdot \Psi_{A\alpha}^0 + C_2 \cdot U_{s\alpha} / L'_s + C_3 \cdot i_{s\alpha} - C_1 \cdot (\Psi_{A\beta}^0 - C_2 i_{s\beta}) \cdot \omega; \\ d\Psi_{A\beta}^0/dt &= -C_1 \cdot T_r^{-1} \cdot \Psi_{A\beta}^0 + C_2 \cdot U_{s\beta} / L'_s + C_3 \cdot i_{s\beta} + C_1 \cdot (\Psi_{A\alpha}^0 - C_2 i_{s\alpha}) \cdot \omega; \\ di_{s\alpha}/dt &= -C_4 \cdot i_{s\alpha} + (L'_s T_r)^{-1} \cdot \Psi_{A\alpha}^0 + U_{s\alpha} / L'_s + L'_s{}^{-1} (\Psi_{A\beta}^0 - C_2 i_{s\beta}) \cdot \omega \quad (1) \\ di_{s\beta}/dt &= -C_4 \cdot i_{s\beta} + (L'_s T_r)^{-1} \cdot \Psi_{A\beta}^0 + U_{s\beta} / L'_s - L'_s{}^{-1} (\Psi_{A\alpha}^0 - C_2 i_{s\alpha}) \cdot \omega \\ d\omega/dt &= C_5 \cdot j^{-1} (\Psi_{A\alpha}^0 \cdot i_{s\beta} - \Psi_{A\beta}^0 \cdot i_{s\alpha}) - M_c j^{-1}, \end{aligned}$$

$$\text{где } C_1 = 1 - C_2 / L'_s; \quad C_2 = aL_m - L_m^2 L_r^{-1};$$

$$C_3 = L_r - L_m/a; \quad C_4 = R'_a / L'_s;$$

$$R'_a = R_s + R_r \cdot a \cdot L_m / L_r; \quad C_5 = m \cdot z_p / 2.$$

Задавая в (1) значения "а" в виде действительных чисел, равных  $L_s/L_m$ , 1 или  $L_m/L_r$ , получим совмещение вектора  $\vec{\Psi}_A^0$  с векторами  $\vec{\Psi}_s$ ,  $\vec{\Psi}_m$ ,  $\vec{\Psi}_r$  и трансформацию уравнений (1) в выбранную ОКБ.

Ориентация системы координат по одному из векторов  $\vec{\Psi}_s$ ,  $\vec{\Psi}_m$  или  $\vec{\Psi}_r$  осуществляется путем задания коэффициентов  $C_1 \div C_5$  в соответствии с таблицей 1.

**Формулы определения коэффициентов  $C_1 \div C_5$  в уравнениях (1) при различных вариантах ориентации**

[6, с. 522] получены автором.

Коэф-ты в (1)	Ориентирующий вектор системы $\overline{\Psi}_A^i$		
	$\overline{\Psi}_s^i$	$\overline{\Psi}_m^i$	$\overline{\Psi}_r^i$
$C_1$	0	$1 - k_r \cdot L_{gr} / L'_s$	1
$C_2$	$L'_s$	$k_r \cdot L_{gr}$	0
$C_3$	$-R_s$	$k_r \cdot (R_r \cdot L_{gr} - R_s \cdot L_{os}) / L'_s$	$R_r \cdot k_r^2$
$C_4$	$(R_s + R_r \cdot k_r / k_s) / L'_s$	$(R_s + R_r \cdot k_r) / L'_s$	$(R_s + R_r \cdot k_r^2) / L'_s$
$C_5$	$m \cdot z_p / 2$	$m \cdot z_p / 2$	$m \cdot z_p \cdot k_r / 2$

В таблице 1 обозначены коэффициенты  $\sigma_s$ ,  $\sigma_r$ ,  $\sigma$ , определяемые уравнениями  $\sigma_s = L_{os} / L_s = 1 - k_s$ ;  $\sigma_r = L_{or} / L_r = 1 - k_r$ ;  $\sigma = 1 - L_m^2 (L_s \cdot L_r)^{-1} = 1 - k_s k_r$ .

Синтез ИК осуществим на основе линеаризованной формы уравнений системы (1). Пренебрегая нелинейными членами разложения второго порядка малости, искомую математическую модель представим системой уравнений, справедливой для малых отклонений  $\Delta(\bullet)$  координат  $(\bullet)$  от центров разложения  $(\bullet)^0$ :

$$\left. \begin{aligned}
 \frac{d\Delta\omega}{dt} &= \frac{C_5}{J} (\Psi_{A\alpha}^0)^0 \Delta i_{s\beta} + \frac{C_5}{J} i_{s\beta}^0 \Delta \Psi_{A\alpha}^0 - \frac{C_5}{J} (\Psi_{A\beta}^0)^0 \Delta i_{sa} - \\
 &\quad - \frac{C_5}{J} i_{sa}^0 \Delta \Psi_{A\beta}^0 - \frac{1}{J} M_c; \\
 \frac{d\Delta\Psi_{A\alpha}^0}{dt} &= -\frac{C_1}{T_r} \Delta \Psi_{A\alpha}^0 + C_3 \Delta i_{sa} - C_1 \omega^0 (\Delta \Psi_{A\beta}^0 - C_2 \Delta i_{s\beta}) - \tilde{N}_1 ((\Psi_{A\beta}^0)^0 - \\
 &\quad - C_2 i_{s\beta}^0) \Delta \omega + \frac{C_2}{L'_s} \Delta u_{sa}; \\
 \frac{d\Delta\Psi_{A\beta}^0}{dt} &= -\frac{C_1}{T_r} \Delta \Psi_{A\beta}^0 + C_3 \Delta i_{s\beta} + C_1 \omega^0 (\Delta \Psi_{A\alpha}^0 - C_2 \Delta i_{sa}) + \tilde{N}_1 ((\Psi_{A\alpha}^0)^0 - \\
 &\quad - C_2 i_{sa}^0) \Delta \omega + \frac{C_2}{L'_s} \Delta u_{s\beta};
 \end{aligned} \right\} (2)$$



$$\left. \begin{aligned} \frac{d\Delta i_{s\alpha}}{dt} &= -C_4 \Delta i_{s\alpha} + \frac{1}{T_r L'_s} \Delta \Psi_{A\alpha}^o + \frac{\omega^o}{L'_s} (\Delta \Psi_{A\beta}^o - \tilde{N}_2 \Delta i_{s\beta}) + \\ &\quad + \frac{\Delta \omega}{L'_s} ((\Psi_{A\beta}^o)^o - \tilde{N}_2 i_{s\beta}^o) + \frac{1}{L'_s} \Delta u_{s\alpha}; \\ \frac{d\Delta i_{s\beta}}{dt} &= -C_4 \Delta i_{s\beta} + \frac{1}{T_r L'_s} \Delta \Psi_{A\beta}^o - \frac{\omega^o}{L'_s} (\Delta \Psi_{A\alpha}^o - \tilde{N}_2 \Delta i_{s\alpha}) - \\ &\quad - \frac{\Delta \omega}{L'_s} ((\Psi_{A\alpha}^o)^o - \tilde{N}_2 i_{s\alpha}^o) + \frac{1}{L'_s} \Delta u_{s\beta}. \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

Синтез ИК осуществим с применением метода эквивалентных преобразований координатного базиса. Для этого представим (2) в стандартной векторно-матричной форме записи :

$$d x (t)/dt = \mathbf{A} x (t) + \mathbf{B} u(t) + \mathbf{M} h(t), \quad y(t) = \mathbf{C} x (t), \quad (3)$$

где  $x(t)$ ,  $u(t)$ ,  $h(t)$  и  $y(t)$  - векторы состояния, управления, внутренних перекрестных связей (ВПС) и выхода

$$X = [ \Delta \omega \quad \Delta \Psi_{A\alpha}^o \quad \Delta \Psi_{A\beta}^o \quad \Delta i_{s\alpha} \quad \Delta i_{s\beta} ]^T;$$

$$U = [ U_{s\alpha} \quad U_{s\beta} ]^T; \quad h = [ \Delta M_c \quad \Delta \Psi_{A\alpha}^o \quad \Delta \Psi_{A\beta}^o \quad \Delta i_{s\alpha} \quad \Delta i_{s\beta} ]^T.$$

$\mathbf{A}$ ,  $\mathbf{B}$ ,  $\mathbf{M}$ ,  $\mathbf{C}$  - функциональные матрицы коэффициентов системы ( $\mathbf{A}$ ), управления ( $\mathbf{B}$ ), возмущающих воздействий ( $\mathbf{M}$ )

$$\mathbf{A} = \begin{array}{c} \begin{array}{cc|cc} \hline & \mathbf{A}_{11} & & \mathbf{A}_{12} \\ \hline 0 & \frac{C5 i_{s\beta}^o}{J} & \frac{-C5 i_{s\alpha}^o}{J} & \frac{-C5 (\Psi_{A\beta}^o)^o}{J} \quad \frac{C5 (\Psi_{A\alpha}^o)^o}{J} \\ \hline -C1 ((\Psi_{A\beta}^o)^o - C2 i_{s\beta}^o) & \frac{-C1}{T_r} & 0 & C3 \quad 0 \\ \hline C1 ((\Psi_{A\alpha}^o)^o - C2 i_{s\alpha}^o) & 0 & \frac{-C1}{T_r} & 0 \quad C3 \\ \hline \frac{(\Psi_{A\beta}^o)^o - C2 i_{s\beta}^o}{L'_s} & \frac{1}{(L'_s T_r)^{-1}} & 0 & -C4 \quad 0 \\ \hline \frac{C2 i_{s\alpha}^o - (\Psi_{A\alpha}^o)^o}{L'_s} & 0 & \frac{1}{(L'_s T_r)^{-1}} & 0 \quad -C4 \\ \hline & \mathbf{A}_{21} & & \mathbf{A}_{22} \\ \hline \end{array} \\ \mathbf{B} = \begin{array}{cc} \begin{array}{cc} 0 & \mathbf{B}_1 \\ C2/L'_s & 0 \\ 0 & C2/L'_s \\ 1/L'_s & 0 \\ 0 & \mathbf{B}_2 \end{array} & \begin{array}{cc} \mathbf{M}_1 & \\ -M_c/J & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -C1 \omega^o & 0 & C1 C2 \omega^o \\ 0 & C1 \omega^o & 0 & -C1 C2 \omega^o & 0 \\ 0 & 0 & \omega^o (L'_s)^{-1} & 0 & -C2 (L'_s)^{-1} \omega^o \\ 0 & -\omega^o (L'_s)^{-1} & 0 & \mathbf{M}_2 & C2 (L'_s) \omega^o & 0 \end{array} \end{array} \end{array}; \quad (4)$$

и выхода ( $\mathbf{C}$ ):  $\mathbf{C} = [1 \ 1 \ 1 \ 0 \ 0]$ .

С целью понижения порядка осуществим редукцию (4) путем разделения переменных состояния на входные для ИК  $Y$  (управляющие) и выходные  $Z$  (вычисленные в ИК):

$$X = \begin{bmatrix} Y \\ Z \end{bmatrix},$$

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} Y \\ Z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Y \\ Z \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B_1 \\ B_2 \end{bmatrix} U + \begin{bmatrix} M_1 \\ M_2 \end{bmatrix} h, \quad (5)$$

где  $A_{11} \in R_{p \times p}$ ;  $A_{12} \in R_{p \times (n-p)}$ ;  $A_{21} \in R_{(n-p) \times p}$ ;  $A_{22} \in R_{(n-p) \times (n-p)}$ ;  $B_1 \in R_{p \times 2}$ ;  $B_2 \in R_{(n-p) \times 2}$ ;  $Z = [\Delta\omega \quad \Delta\Psi_{A\alpha}^0 \quad \Delta\Psi_{A\beta}^0]^T$ ;  $Y = [\Delta i_{s\alpha} \quad \Delta i_{s\beta}]^T$ ;  
 $n = 5$ ,  $p = 3$  - порядок исходной и редукционной систем уравнений.

Преобразуем (5) путем замены переменных:

$$X^*(t) = T X(t), \quad (6)$$

где  $T$  - "неособая" матрица преобразования ( $\det T \neq 0$ ), такая, что возможен и обратный переход  $X(t) = T^{-1} X^*(t)$ ;

$$T = \begin{bmatrix} 1 & -B_1 B_2^{-1} \\ 0 & B_2^{-1} \end{bmatrix}; \quad T^{-1} = \begin{bmatrix} 1 & -B_1 \\ 0 & B_2 \end{bmatrix}.$$

Выбор таких матриц преобразования позволяет преобразовать (5) в каноническую форму управляемости:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} Z^* \\ Y^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{11}^* & A_{12}^* \\ A_{21}^* & A_{22}^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Z^* \\ Y^* \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ I \end{bmatrix} U + \begin{bmatrix} M_1^* \\ M_2^* \end{bmatrix} h, \quad (7)$$

где  $A_{11}^* \div A_{22}^*$  - блочные матрицы коэффициентов объекта управления и параметров точек разложения  $(\bullet)^0$

$$A_{11}^* = A_{11} - A_{21} B_1 B_2^{-1}; \quad A_{12}^* = A_{12} - A_{21} B_1 B_2^{-1} A_{12} B_2;$$

$$A_{21}^* = A_{21} B_2^{-1}; \quad A_{22}^* = A_{22} + A_{21} B_1 B_2^{-1};$$

$$V^* = T V = [0 \quad I]^T; \quad M^* = T M = [M_1^* \quad M_2^*]^T;$$

$I$  - единичная матрица соответствующего порядка.

Исключив из рассмотрения не доминирующие уравнения, используем на входе синтезируемого ИК в качестве управляющего воздействия на входе ИК координату

$$Y = [ i_{s\alpha} \ i_{s\beta} ]^T$$

с коэффициентами, определяемыми матрицей  $A_{12}^* = B^*$ . При этом расчетная динамическая модель потока, используемая при синтезе ИК, приобретает вид

$$\frac{d}{dt}[Z] = A_{11}^* \cdot [Z] + B^* \cdot [Y] + M_1^* h \quad (8)$$

В результате синтеза ИК, осуществленного по методике [7, с.488-489] с применением динамических моделей потока в форме (7), получена структура ИК КАД, представленная на рис.1, функционирующая на основе информации о токах  $i_{s\alpha, \beta}$  статора и измеренной частоте вращения ротора  $\omega$  по уравнениям:

$$\left. \begin{aligned} d\hat{\Psi}_{A\alpha}^o / dt &= -C_1 T_r^{-1} \times \hat{\Psi}_{A\alpha}^o + C_3 \times i_{s\alpha} + U_\alpha; \\ d\hat{\Psi}_{A\beta}^o / dt &= -C_1 T_r^{-1} \times \hat{\Psi}_{A\beta}^o + C_3 \times i_{s\beta} + U_\beta; \\ d\hat{\omega} / dt &= C_5 (\hat{\Psi}_{A\alpha}^o \times i_{s\beta} - \hat{\Psi}_{A\beta}^o \times i_{s\alpha}) \times J^{-1} \end{aligned} \right\}, \quad (9)$$

где  $C_1, C_3, C_5$  - коэффициенты, определяемые в соответствии с выбранной ОКБ по табл.1;

$U_{\alpha, \beta}$  - напряжения на выходах КС ИК, формируемые в СР по алгоритмам:

$$\left. \begin{aligned} U_\alpha &= \hat{\Psi}_{A\alpha}^i - \hat{\Psi}_{A\beta}^i \times U_{mr \text{ КС}} \times \text{sgn}(\omega - \hat{\omega} + k_1 \times d\hat{\omega} / dt) \\ U_\beta &= \hat{\Psi}_{A\beta}^i + \hat{\Psi}_{A\alpha}^i \times U_{mr \text{ КС}} \times \text{sgn}(\omega - \hat{\omega} + k_1 \times d\hat{\omega} / dt) \end{aligned} \right\}, \quad (10)$$

$U_{mr \text{ КС}}$  - амплитуда напряжения на выходе реле КС;

$k_1$  - постоянный коэффициент;

$\hat{\omega}$  - частота вращения, вычисленная в ИК.

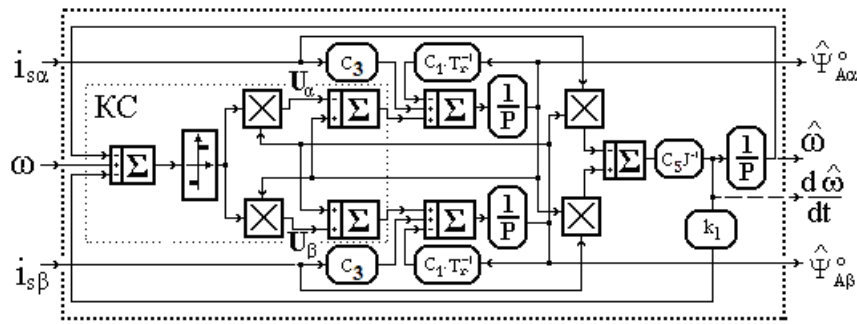


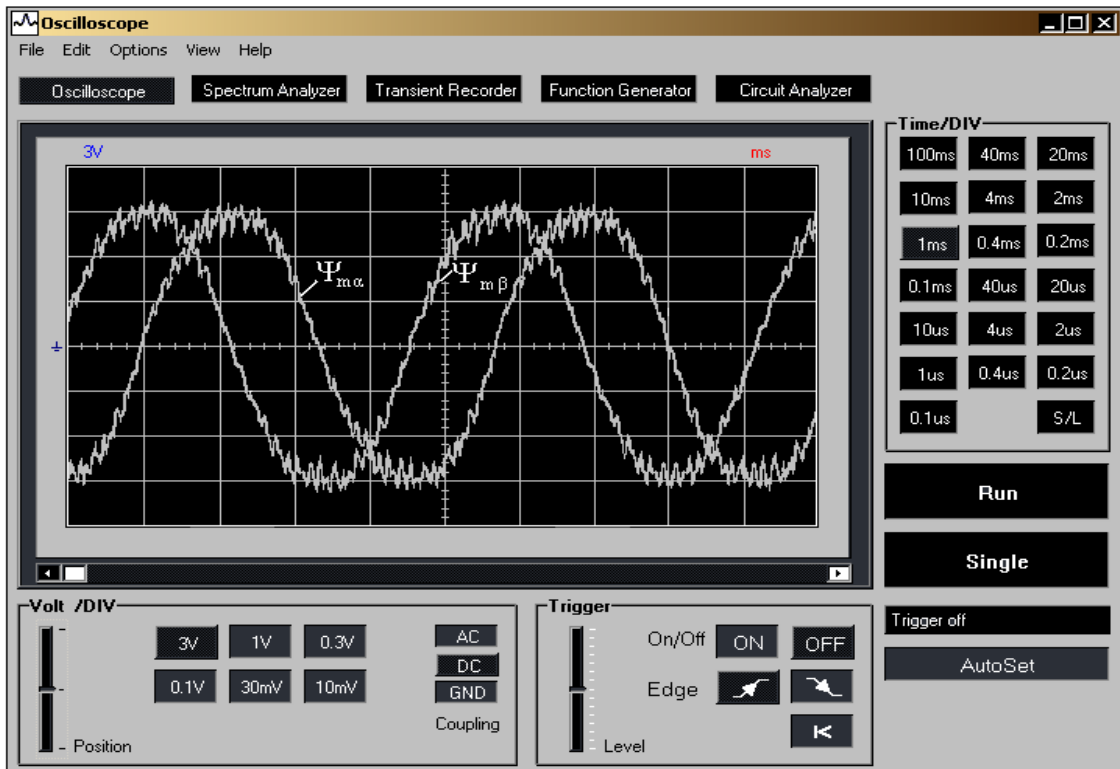
Рис.1. Структурная схема синтезированного ИК КАД.

В процессе синтеза ИК формирование  $U_{КС}$  осуществляется таким образом, чтобы на многообразии  $S_{КС} = 0$  возникало устойчивое движение в СР, обеспечивающее независимо от изменений параметров КАД требуемый характер затухания рассогласования истинных и вычисленных с помощью ИК с точностью до переходных составляющих.

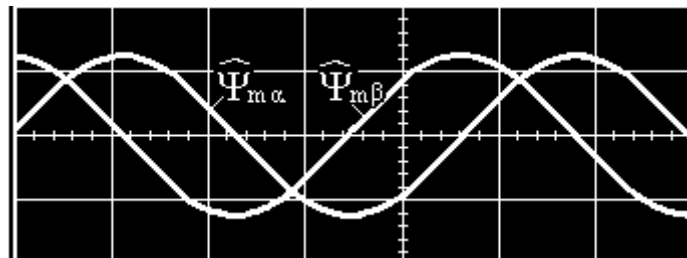
Использование в ИК информации от датчика частоты вращения КАД позволяет обеспечить высокую динамическую точность вычисления координат и инвариантность к изменениям моментов инерции и нагрузки на валу АЭП.

Исследование разработанного ИК осуществлялось экспериментально и методом математического моделирования. На рис.2 показаны осциллограммы (а) сигналов  $\Psi_{m\alpha,\beta}$  на выходах датчиков ДПХ типа ДХК-7АК, смонтированных в зазоре АД типа 4А56В2У3, работающего от сети, и сигналов  $\hat{\Psi}_{m\alpha,\beta}$  (б) с выхода подключенного к КАД ИК. Отличительной особенностью сигналов с ДПХ является значительный уровень шумов даже при синусоидальном питании КАД от сети, обусловленных зубцовыми гармониками.

Исследования точности идентификации ИК методом математического моделирования выполнены в соответствии со структурной схемой, приведенной на рис.3. В ее составе: - **МС** и **СВПУ** модель сети и системы ВПУ; **МКАД** - модель КАД в соответствии с (1); **ИК** – модель синтезированного идентификатора координат согласно (9), (10); **БВР** – блок вычисления-регистрации



a)



б)

Рис.2. Осциллограммы сигналов  $\Psi_{m\alpha,\beta}$  с выходов ДПХ и сигналов  $\hat{\Psi}_{m\alpha,\beta}$  ИК (б)

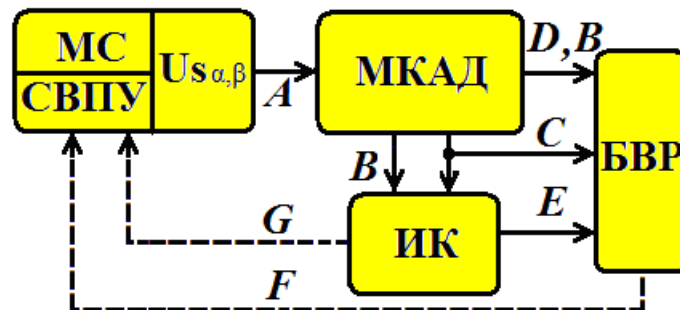


Рис.3 Структурная схема исследования системы методом математического моделирования

Блоки между собой связаны каналами односторонней передачи аналоговой информации:

$$\mathbf{A} - U_{\alpha\beta}; \mathbf{B} - I_{\alpha\beta}; \mathbf{C} - \omega; \mathbf{D} - \Psi^0_{A\alpha\beta}, i_{\alpha\beta}, M; \mathbf{E} - \hat{\Psi}^i_{A\alpha\beta}, \hat{\omega}, d\hat{\omega}/dt;$$

$$\mathbf{F} - m_{\bar{\Psi}^i_A}, i_{sv}; \cos \Theta^{\Psi^i_A}_{i_s}, \sin \Theta^{\Psi^i_A}_{i_s}; \mathbf{G} - \hat{\omega}, d\hat{\omega}/dt.$$

Каналы **G** и **F** используются только при исследовании ИК совместно с системой ВПУ.

В **БВР** исследование любой из пар векторов  $X, Y$ , представленных на его входе ортогональными составляющими  $X_{\alpha,\beta}, Y_{\alpha,\beta}$  СК  $\alpha^0\beta$ , осуществляется путем вычисления и регистрации модулей  $m_X, m_Y$ , их разности  $\Delta m^x_y$  и угла  $Q^x_y$  между этими векторами. При выборе в качестве ориентирующего вектора системы  $U^0V$ , например вектора  $\bar{X}_n = \bar{\Psi}^i_A$ , другие векторы  $\bar{X}(\bullet) = \bar{X}_n \neq \bar{\Psi}^0_A$  при выполнении условий ОКБ  $\omega_k = \omega_{X^0_A}$ ;  $X^0_{AU} = m_{X^0_A}$ ;  $X^0_{AV} = 0$ ;  $dX^0_{AV}/dt = 0$  преобразуются в эту СК с возможностью вычисления их модулей  $m(\bullet)$ , частот  $\omega(\bullet)$  и фаз  $\Theta^0_{(\bullet)^A}$  относительно  $\bar{\Psi}^i_A$ .

При использовании  $\bar{\Psi}^i_A$  в качестве базиса синхронно вращающейся координатной системы  $U^0V0$ , выполним преобразования, обеспечивающие условия ориентации по фазе:

$$\Psi^0_{AU} \equiv m_{\Psi^0_n}, \Psi_{AV} = 0, d\Psi_{AV}/dt = 0, \omega_k = \omega_{\Psi^0}. \quad (11).$$

С целью использования  $\Psi^0_{A\alpha^0\beta}$  в качестве базиса вращающейся координатной системы  $U^0V0$ , выполним преобразования:

$$m_{\Psi^0_A} = \sqrt{\Psi^2_{A\alpha^0} + \Psi^2_{A\beta}}; \cos \Theta^{\Psi^0_A}_{\alpha^0} = \Psi^0_{A\alpha^0} / m_{\Psi^0_A}; \sin \Theta^{\Psi^0_A}_{\alpha^0} = \Psi^0_{A\beta} / m_{\Psi^0_A}, \quad (12)$$

где  $\Theta^{\Psi^0_A}_{\alpha^0}$  - угол между ориентирующей осью  $U^0$  и осью  $\alpha^0$ .

Необходимые для анализа режимов ВПУ векторы состояния  $X_n \neq \Psi^0_A$ , вычисленные в (2) в виде ортогональных составляющих  $X_{n\alpha,\beta}$ , преобразуем в базисную систему  $U^0V0$

$$X_{nu^0} = X_{n\alpha^0} \cos \Theta^{\Psi^i_A}_{\alpha^0} + X_{n\beta} \sin \Theta^{\Psi^i_A}_{\alpha^0}; \quad X_{nv} = X_{n\beta} \cos \Theta^{\Psi^i_A}_{\alpha^0} - \tilde{O}_{n\alpha} \sin \Theta^{\Psi^i_A}_{\alpha^0}. \quad (13)$$

Частота  $\omega_{X_n}$   $\vec{X}_n$  в БВР вычисляется по выражению:

$$\omega_{X_n} = (X_{nU^0} \frac{dX_{nV}}{dt} - X_{nV} \frac{dX_{nU^0}}{dt}) / m_{X_n}. \quad (14)$$

Исследование разработанного ИК методом математического моделирования осуществлено в программной среде MATLAB-Simulink-Sim Pover System 7,0.

На рис.4 представлены результаты исследования изменений координат  $\omega$ ,  $M$ ,  $m_{\Psi_s}$ ,  $m_{\Psi_r}$ ;  $m_{i_s}$ ;  $\Theta_{i_s}^{\Psi_s}$ ;  $\Theta_{i_s}^{\Psi_r}$ ;  $i_{sA,B,C}$  и ошибок наблюдения  $\varepsilon_{m_{\Psi_s}} = m_{\Psi_s} - \hat{m}_{\Psi_s}$ ;  $\varepsilon_{m_{\Psi_r}} = m_{\Psi_r} - \hat{m}_{\Psi_r}$ ;  $\varepsilon_{\Theta_{i_s}^{\Psi_s}} = \Theta_{i_s}^{\Psi_s} - \hat{\Theta}_{i_s}^{\Psi_s}$ ;  $\varepsilon_{\Theta_{i_s}^{\Psi_r}} = \Theta_{i_s}^{\Psi_r} - \hat{\Theta}_{i_s}^{\Psi_r}$  полученные путем математического моделирования по схеме рис.3 при питании МКАД от МС.

Осциллограммы получены при  $M_c=0$  ( $0 \div t_4$ ) для режимов разгон до  $\omega_{ном.}$  ( $t_1 \div t_2$ ), работа с -  $\omega_{ном.}$  ( $t_2 \div t_3$ ), реверс до  $-\omega_{ном.}$  ( $t_3 \div t_4$ ); при работе с -  $\omega_{ном.}$  и  $M_c=M_{ном.}$  ( $t_4 \div t$ ). Исследована точность ИК при отклонениях сигнала  $\omega$  (а) на входе ИК (канал С) на -10% (б) и +10% (в) от  $\omega$ .

Абсолютные значения погрешностей вычисления координат в ИК находятся в пределах  $\pm 10\%$  величины соответствующей координаты (на графиках показаны пунктирами).

Исследована работа ИК в составе системы ВПУ с алгоритмами управления (8), полученными в [7, с.78-82]. В процессе математического моделирования определены диапазоны вариаций параметров объекта управления  $\Delta L_m^{\Psi_{s,r}}$ ,  $\Delta R_a^{\Psi_{s,r}}$  от расчетных значений для ИК, которые существенным образом не влияют на динамические и статические показатели систем ТВСД. Для ориентаций координатного базиса по векторам  $\vec{\Psi}_s$  или  $\vec{\Psi}_r$  они составляют

$$\Delta L_m^{\Psi_s} = (-20 \div 30)\%; \Delta R_a^{\Psi_s} = (-7 \div 10)\%; \Delta L_m^{\Psi_r} = (\pm 20)\%; \Delta R_a^{\Psi_r} = (\pm 20)\%.$$

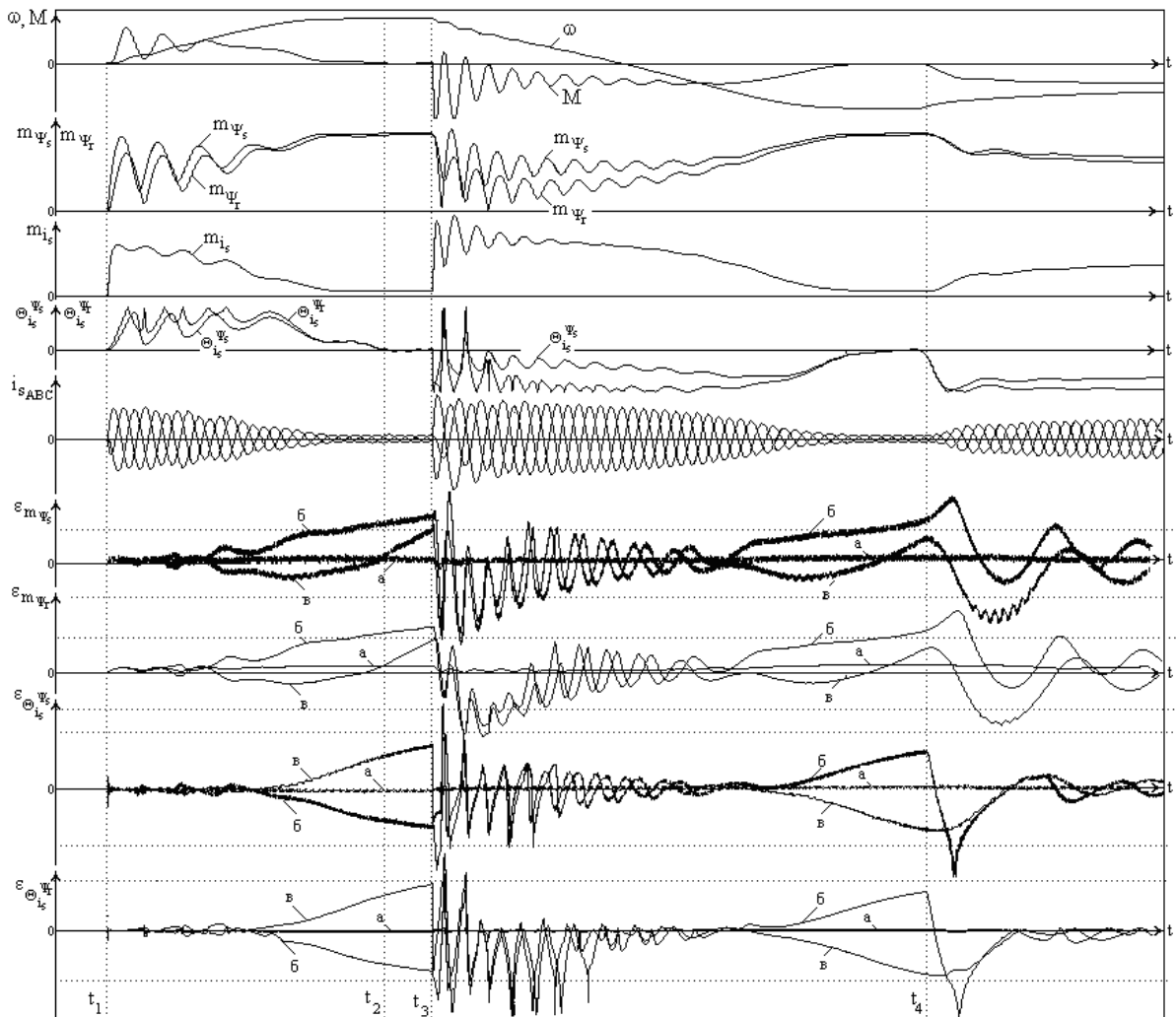


Рис. 4. Результаты исследования точности оценки координат с помощью ИК

Оценкой работы ИК при испытаниях макетного образца глубокорегулируемого АЭП с ВПУ установлено, что при несоответствии параметров  $T_r$ ,  $R_s$ ,  $L_m$  ИК и КАД на  $\pm 10\%$  максимальные значения погрешностей наблюдения не превышают значений -  $\pm 5\%$  по модулю, и до  $\pm 5$  эл. градуса по фазе. Для систем с прямым разрывным управлением это приводит к снижению на (20-30)% частот СР регуляторов внешних контуров и увеличению пульсаций электромагнитного момента. В системе ВПУ [7] с многомерными СР такие изменения практически отсутствуют.

Разработанный идентификатор потока, электромагнитного момента КАД и частоты вращения вала, реализованный на основе работающих в



реальном масштабе времени прямых замкнутых динамических моделей КАД, снабженных КС, обеспечивают при работе его в СР высокую точность сходимости наблюдаемых и истинных координат при вариациях параметров КАД, низкую чувствительность к координатным и параметрическим возмущениям.

### Список литературы

1. Асинхронные электроприводы с векторным управлением / В.В.Рудаков, М.Столяров, В.А.Дартау. - Л.: Энергоатомиздат, Ленингр. отд.-ние, 187.-136с.:ил
2. Adaptation of optimum control of induction machine to changes in rotor resistance / Valouch Viktor // Acta techn. CSAV.- 1988.-33, № 6. 682-695.
3. Сандлер А.С., Сарбатов Р.С. Автоматическое частотное управление асинхронными двигателями. – М.: Энергия, 1974.-328с.
4. Устройство определения координат АД в регулируемом электроприводе: А.с.1399882, 1403323, 1415398 СССР, МКИ Н02Р 5/06 / Н.Л. Архангельский, Б.С. Курнышев, В.В. Пикунов и др./- Оpubл.1988, бюл.№ 20, 22, 29.
5. Устройство определения координат АД в следящем электроприводе: А.с.1450706 СССР, МКИ Н02Р 5/06 / О. А. Дегтяренко, Ю. М. Клименко. - № 4301996/07; Заявл.31.08.87.
6. 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.
7. Клименко Ю.М., Садовой А.В. Синтез асинхронного электропривода с разрывным полеориентированным управлением / Міжнародний науковий журнал // №7, 2016. с.78-82.