

Клименко Юрий Михайлович

*Кандидат технических наук,
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 techcal University*

Sadovoy Alexander Valentinovich

*doctor of technical Sciences, Professor,
Vice-rector on scientific work
Dneprodzerzhinskstate technical University*

СИНТЕЗ АСИНХРОННОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА С РАЗРЫВНЫМ ПОЛЕОРИЕНТИРОВАННЫМ УПРАВЛЕНИЕМ

SYNTHESIS OF ASYNCHRONOUS ELECTRIC DRIVE WITH DISCONTINUOUSFIELD- ORIENTED MANAGEMENT

Аннотация. Приведена методика синтеза системы разрывного полеориентированного управления асинхронным электроприводом с многомерными скользящими режимами.

Ключевые слова: синтез, математическая модель, алгоритм, регулятор, контур регулирования, векторное управление, ориентация, координатный базис, скольльзящий режим, «эквивалентное» управление.

Summary. The method of synthesis of a discontinuous field-oriented control of asynchronous electric c multidimensional sliding modes the method of synthesis of a discontinuous field oriented control of asynchronous electric drive.

Key words: synthesis, mathematical model, algorithm, controller, control circuit, vector control, orientation, coordinate the basis, sliding mode, «equivalent» management.

Основу объектов робототехники, металлообработки, антенных установок, электронных комплексов навигации, специализированных устройств военной техники составляют электромеханические системы (ЭМС) точного воспроизведения сложных движений (ТВСД). Актуальными задачами повышения надежности, качества работы и энергоэффективности таких ЭМС с глубокорегулируемыми электроприводами является переход от традиционно используемых электроприводов постоянного тока к бесконтактным транзисторным электроприводам (ЭП) с векторным полеориентированным управлением (ВПУ) короткозамкнутыми асинхронными двигателями (КАД). Задачи, решаемые системами управления (СУ) такими ЭП наряду с необходимостью достижения высокого

качества отработки задающих воздействий при низкой чувствительности к действию дестабилизирующих факторов усложняется еще и нелинейностью, многосвязностью и параметрической нестационарностью КАД как объекта управления (ОУ). Изложенные особенности не позволяют использовать принципы линейной теории управления к СУ асинхронными электроприводами (АЭП) по причине резкого снижения качества управления при отклонениях параметров ОУ от расчетных.

Цель работы — синтез систем ВПУ КАД с оптимальными энергетическими показателями и высокой точностью воспроизведения задающих воздействий при низкой чувствительности к параметрическим и координатным возмущениям. Достижение цели

осуществляется синтезом СУ в классе нелинейных систем с разрывным управлением (РУ) и организацией многомерных скользящих режимов (МСР) в контурах регулирования (КР) и управлением ориентацией координатного базиса (ОКБ) системы ВПУ по выбранным векторам потокосцеплений, обеспечивающим оптимальные динамические характеристики (ДХ) и энергетические показатели АЭП.

При синтезе СУ использована специально созданная [1, с. 518–527] математическая модель ЭП с ВПУ и структурой вычислений, унифицированной для выбранной ОКБ. При создании этой модели в качестве исходной использована математическая модель, описывающая КАД в виде обобщенной электрической машины известной [1, с.518] совокупностью дифференциальных и алгебраических уравнений:

$$\left. \begin{aligned} \bar{U}_s &= R_s \bar{i}_s + d\bar{\Psi}_s/dt + \omega_k F \bar{\Psi}_s; \quad 0 = R_r \bar{i}_r + d\bar{\Psi}_r/dt + (\omega_k - \omega) F \bar{\Psi}_r \\ \bar{\Psi}_s &= L_s \bar{i}_s + L_m \bar{i}_r; \quad \bar{\Psi}_m = L_m(\bar{i}_s + \bar{i}_r); \quad \bar{\Psi}_r = L_r \bar{i}_r + L_m \bar{i}_s; \\ M &= k_m (F \bar{\Psi}_s \times \bar{i}_s) = k_m (F \bar{\Psi}_m \times \bar{i}_s) = k_m k_r (F \bar{\Psi}_r \times \bar{i}_s); \\ d\omega/dt &= (M - M_c)/J, \end{aligned} \right\} (1)$$

где R_s, R_r, L_s, L_r, L_m – активные сопротивления и индуктивности статора, ротора и цепи намагничивания;

$L_{\sigma s} = L_s - L_m; L_{\sigma r} = L_r - L_m$ – индуктивности рассеяния статора и ротора;

$k_m = m z_p / 2$ – коэффициент, определяемый числом фаз m и пар полюсов z_p ;

$k_r = L_m / L_r$ – коэффициент связи ротора;

$$F = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \text{ – постоянная вещественная матрица.}$$

Обобщенный для различных ОКБ вектор потокосцепления определим по уравнению [1, с. 519]:

$$\bar{\Psi}_A^0 = a L_m \bar{i}_s + L_m \bar{i}_r, \quad (2)$$

где a – постоянное действительное число.

Путем преобразования формул вычисления потокосцеплений в уравнениях (1) с учетом выражения (2) получены соотношения:

$$\begin{aligned} \bar{\Psi}_s &= C_1 \bar{i}_s + \bar{\Psi}_A^0, \quad \bar{\Psi}_m = C_2 \bar{i}_s + \bar{\Psi}_A^0, \quad \bar{\Psi}_r = \\ &= C_3 \bar{i}_r + \bar{\Psi}_A^0 / a, \end{aligned} \quad (3)$$

где C_1, C_2, C_3 – коэффициенты, вычисляемые в соответствии с выбранной ОКБ:

$$C_1 = L_s - a L_m; C_2 = (1 - a) L_m; C_3 = L_r - L_m / a.$$

Задавая значения «а» в виде действительных чисел, равных $L_s / L_m, L_m / L_r$ или 1, получим совмещение вектора $\bar{\Psi}_A^0$ с одним из векторов $\bar{\Psi}_s, \bar{\Psi}_r$ или $\bar{\Psi}_m$ и трансформацию уравнений (3) в выбранную ОКБ. В соответствии с принципом ВПУ и при выполнении условий ориентации системы координат U^0V по опорному вектору $\bar{\Psi}_A^0$, справедливы соотношения:

$$\Psi_{AU}^0 = m_{\Psi_A^0}; \Psi_{AV}^0 = 0; d\Psi_{AV}^0 / dt = 0, \quad (4)$$

где $m_{\Psi_A^0}$ – модуль ориентирующего вектора потокосцепления.

Путем аналитических преобразований на основе модели (1) с учетом выражений (2) ÷ (4) получена обобщенная математическая модель КАД при ВПУ, унифицированная для ориентаций координатного базиса по векторам потокосцеплений $\bar{\Psi}_s, \bar{\Psi}_m$ или $\bar{\Psi}_r$:

$$\left. \begin{aligned} d m_{\Psi_A^0} / dt &= -C_4 T_r^{-1} m_{\Psi_A^0} + C_6 i_{su} + C_4 C_5 i_{sv} \omega + C_3 U_{su} / L'_s \\ di_{su} / dt &= -C_7 i_{su} + (L'_s T_r)^{-1} m_{\Psi_A^0} - C_5 L'_s i_{sv} \omega + i_{sv} \omega \Psi_0 + U_{su} / L'_s \\ di_{sv} / dt &= -C_7 i_{sv} + C_5 L'_s i_{su} \omega - i_{su} \omega \Psi_0 - L'_s m_{\Psi_A^0} \omega + U_{sv} / L'_s \\ d\omega / dt &= (C_8 m_{\Psi_A^0} i_{sv} - M_c) J^{-1}. \end{aligned} \right\} (5)$$

Ориентация системы координат по одному из векторов $\bar{\Psi}_s, \bar{\Psi}_m$ или $\bar{\Psi}_r$ осуществляется путем задания коэффициентов $C_4 \div C_8$ в соответствии с таблицей 1, где обозначены: T_s, T_r – постоянные времени статорной и роторной цепей; $\sigma_s, \sigma_r, \sigma$ – коэффициенты, определяемые уравнениями

Таблица 1

Формулы определения коэффициентов $C_4 \div C_8$ в уравнениях (5) при различных вариантах ориентации [3, с. 54] получено автором

Коэф-ты в (5)	Ориентирующий вектор системы $\bar{\Psi}_r^0 = m_{\Psi_r^0}$		
	$\bar{\Psi}_s^0 = m_{\Psi_s^0}$	$\bar{\Psi}_m^0 = m_{\Psi_m^0}$	$\bar{\Psi}_r^0 = m_{\Psi_r^0}$
C_4	0	$\sigma_s \cdot \sigma^{-1}$	1
C_5	$\Sigma \cdot L_s$	$L_m \cdot \sigma_r$	0
C_6	$-L_s \cdot T_s^{-1}$	$L_m (T_s \cdot \sigma_s - T_r \cdot \sigma_r) (\sigma \cdot T_s \cdot T_r)^{-1}$	$k_r \cdot L_m \cdot T_r^{-1}$
C_7	$(T_s + T_r) \cdot (\sigma \cdot T_s \cdot T_r)^{-1}$	$(T_r + k_s \cdot T_s) \cdot (\sigma \cdot T_s \cdot T_r)^{-1}$	$(T_r + k_s \cdot k_r \cdot T_s) \cdot (\sigma \cdot T_s \cdot T_r)^{-1}$
C_8	$m \cdot z_p / 2$	$m \cdot z_p / 2$	$m \cdot z_p \cdot k_r / 2$

$$\begin{aligned} \sigma_s &= L_{\sigma s} / L_s = 1 - k_s; \\ \sigma_r &= L_{\sigma r} / L_r = 1 - k_r; \\ \sigma &= 1 - L_m^2 (L_s L_r)^{-1} = 1 - k_s k_r. \end{aligned}$$

При структурно-алгоритмическом синтезе систем ВПУ с унифицированным для различных вариантов ОКБ алгоритмом РУ в качестве методологического ядра использован и получил дальнейшее развитие применительно к АЭП с ВПУ метод структурно-алгоритмического синтеза [2, с. 56÷88] систем, устойчивых при неограниченном увеличении коэффициента усиления, базирующийся на совместном применении теоремы А. М. Ляпунова об асимптотической устойчивости и задачи аналитического конструирования релейных регуляторов.

В процессе синтеза модель КАД (5) подвергнута линеаризации, приняты допущения о компенсации перекрестных связей и возмущающих воздействий регуляторами, работающими в скользящем режиме (СР) автономно при организации в системе МСР. В соответствии с концепцией А. М. Ляпунова о возмущенном-невозмущенном движении динамика системы описана уравнениями возмущенного движения [3, с. 98–99] каналов управления потокосцепления и реактивной составляющей тока статора

$$\left. \begin{aligned} \frac{dX_\psi}{dt} &= A_\psi X_\psi + B_\psi U_u; \\ X_\psi &= \begin{bmatrix} X_1 \\ X_2 \end{bmatrix}; A_\psi = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{bmatrix}; B_\psi = \begin{bmatrix} b_{11} \\ b_{21} \end{bmatrix}; \\ U_u &= \begin{bmatrix} 0 & U_{su} \end{bmatrix} \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

скорости вращения ротора и активной составляющей тока статора

$$\left. \begin{aligned} \frac{dX_w}{dt} &= A_w X_w + B_w U_v; \\ X_w &= \begin{bmatrix} X_3 \\ X_4 \end{bmatrix}; A_w = \begin{bmatrix} 0 & a_{34} \\ a_{43} & a_{44} \end{bmatrix}; B_w = \begin{bmatrix} 0 \\ b_{42} \end{bmatrix}; \\ U_v &= \begin{bmatrix} 0 & U_{sv} \end{bmatrix} \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

где $X_1 \div X_4$ – координаты возмущенного движения:

$$X_1 = \Delta m_{\psi_A^o} - \Delta m_{\psi_A^*}; X_2 = \Delta i_{su} - \Delta i_{su}^*;$$

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

$\Delta(\bullet)^*$ и $\Delta(\bullet)$ – значения приращений координат невозмущенного и истинного движений;

$U_{su, v} = \Delta u_{su, v} - \Delta u_{su, v}^*$ – стабилизирующее управление;

$\Delta u_{su, v}, \Delta u_{su, v}^*$ – приращения управляющих воздействий истинного и программного движений;

$$a_{11} = -C_4/T_r; a_{12} = C_6; a_{21} = 1/T_r L'_s;$$

$$a_{21} = 1/T_r L'_s; a_{34} = C_8 (m_{\psi_A^o})^o/J;$$

$$a_{43} = (C_5 i_{su}^o - m_{\psi_A^o})/L'_s; b_{11} = C_5/L'_s; b_{21} = b_{42} = (L'_s)^{-1}.$$

Для каналов управления потокосцеплением (6) и скоростью (7) КАД решена задача аналитического конструирования регуляторов из условия минимизации интегральных функционалов качества вида:

$$I = \int_0^\infty \left(\sum_{i,k=1}^n w_{ik} X_i X_k \right) dt,$$

где w_{ik} – положительные весовые коэффициенты.

В результате оптимальные управляющие воздействия на выходах регуляторов КР потокосцепления (U^{P1}), скорости (U^{P3}) реактивного (U^{P2}) и активного тока (U^{P4}) определены в виде:

Таблица 2

Формулы для определения значений коэффициентов в алгоритмах (8) для различных ОКБ – [3, с. 104] получены автором

Коэффициенты в АУ (8)	Выбранная ОКБ		
	$\Psi_A^o \equiv \Psi_s$	$\Psi_A^o \equiv \Psi_m$	$\Psi_A^o \equiv \Psi_r$
$Z_1^{\Psi_A^o}$	$1 - \sigma T_s (T_s + T_r)^{-1} + (T_s + T_r) T_r^{-1}$	$1 + \sigma_r T_s (T_s \cdot \sigma - T_r \cdot \sigma_r)^{-1} [\sigma_s + (T_r + k_s T_s) T_s^{-1} - \sigma T_s (T_r + k_s T_s)^{-1}]$	$T_r + k_s \cdot k_r \cdot T_s - \sigma T_s$
$Z_2^{\Psi_A^o}$	$L'_s [1 - T_r (T_s + T_r)^{-1}]$	$L_m (T_s \cdot \sigma - T_r \cdot \sigma_r) (T_r + k_s T_s)^{-1} + L_m \cdot \sigma_r$	$k_r \cdot L_m \cdot \sigma T_s$
$Z_3^{\Psi_A^o}$	$(L'_s T_r)^{-1}$	$L'_s^{-1} \sigma$	L'_s^{-1}
$Z_4^{\Psi_A^o}$	$T_s (L_s T_r)^{-1}$	$\sigma_s \cdot \sigma^{-1} (\sigma_s + (T_r + k_s T_s) T_s^{-1}) - L_m (T_s \cdot \sigma - T_r \cdot \sigma_r) (L'_s T_s)^{-1} + L_m \cdot \sigma_r \cdot L'_s^{-1}$	$1 + (T_r + k_s \cdot k_r \cdot T_s) (\sigma T_s)^{-1} - k_r \cdot L'_m \cdot L'_s^{-1}$
$Z_5^{\Psi_A^o}$	$(T_r + T_s) (\sigma T_s T_r)^{-1}$	$(T_r + k_s \cdot T_s) (\sigma T_s T_r)^{-1}$	$(T_r + k_s \cdot k_r \cdot T_s) \sigma T_s T_r^{-1}$
$Z_6^{\Psi_A^o}$	$0.5 \cdot m \cdot z_p \cdot \Psi^* \cdot J^{-1}$	$0.5 \cdot m \cdot z_p \cdot \Psi^* \cdot J^{-1}$	$0.5 \cdot m \cdot z_p \cdot k_r \cdot \Psi^* \cdot J^{-1}$

$$\left. \begin{aligned} U^{P1} &= -U_{mr1} \operatorname{sgn}(Z_1^{\Psi_A} X_1 + Z_2^{\Psi_A} X_2); U^{P2} = -U_{mr2} \operatorname{sgn}(Z_3^{\Psi_A} X_1 + Z_4^{\Psi_A} X_2); \\ U^{P3} &= -U_{mr3} \operatorname{sgn}(Z_5^{\Psi_A} X_3 + Z_6^{\Psi_A} X_4); U^{P4} = -U_{mr4} \operatorname{sgn} X_4 \end{aligned} \right\} (8)$$

где $Z_1^{\Psi_A} \div Z_6^{\Psi_A}$ — коэффициенты, определяемые для выбранной ОКБ в соответствии с таблицей 2.

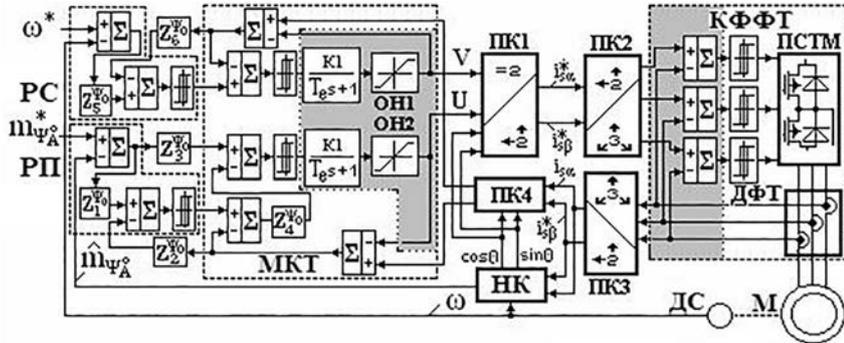


Рис. 1. Структурная схема АЭП с ВПУ и МСР [3, с. 108], разработка автора

На рис. 1 представлена структурная схема АЭП с ВПУ по алгоритмам (8) с преднамеренно организованными МСР и наблюдателем координат (НК) потока [3, с. 139].

Организация МСР в системе управления осуществлена на основе применения метода «эквивалентного» управления [4], позволяющего разделить разнотемповые движения во внешних и внутренних контурах управления путем включения между ними выделителя «эквивалентного» управления. Он выполнен в виде 2х-канальной, замкнутой по сигналам на его выходах, модели контура тока (МКТ), содержащей релейные регуляторы активного (РРАТ) и реактивного (РРРТ) тока, модели вычисления тока с параметрами управляемого КАД и ограничители напряжений ОН1,2. Внутренний контур формирования фазных токов (КФФТ) выполнен трехмерным, замкнутым по измеренным с помощью датчиков фазных токов (ДФТ) значениям i_{sABC} . Работа КФФТ осуществляется в СР. При исключении из структурной схемы (рис. 1) элементов выделенных серым фоном получим структуру АЭП с прямыми РУ во всех КР.

На рис. 2 представлены осциллограммы изменения координат ω — скорости; $M(t)$ — электромагнитного момента; $m_{\Psi_A} \equiv m_{\Psi_r}$ — модуля ориентирующего вектора потокосцепления ротора; $i_{su}(t)$ — реактивного тока; $m_{is}(t)$ — модуля вектора тока статора; $i_{sABC}(t)$; $\Psi_{\alpha, \beta}(t)$ — компонент вектора потокосцепления ротора в системе координат $\alpha\beta$; $\theta_{is}^{\Psi_r}$ — угла между векторами $\bar{\Psi}_r$ и \bar{i}_s . Осциллограммы, получены при моделировании структур с прямыми РУ (рис. 2, а) и с МСР (рис. 2, б) при работе КАД с $M_c = 0$ ($0 \div t_7$) и $M_c = M_{ном}$ ($t_7 \div t$).

При этом в КР потокосцепления и скорости про- моделированы режимы: отработки заданий $m_{\Psi_r}^* = 0$, $\omega^* = 0$ ($0 \div t_1$); возбуждения машины до $m_{\Psi_{ном}}$ при $\omega^* = 0$ ($t_1 \div t_2$); стабилизации $m_{\Psi_{ном}} = \text{const}$ ($t_2 \div t$) при $\omega^* = 0$ ($t_2 \div t_3$); разгоне до $\omega_{ном}$ ($t_3 \div t_4$); стабилизации скорости на уровнях $\omega_{ном}$ ($t_4 \div t_5$) и $-\omega_{ном}$ ($t_6 \div t$); реверсе с $\omega_{ном}$ до $-\omega_{ном}$ ($t_5 \div t_6$).

Сравнительный анализ результатов моделирования обеих структур показал, что в отличие от системы с МСР, в системе с прямыми РУ наблюдаются значительные пульсации M , i_{su} , $m_{is}(t)$, $\theta_{is}^{\Psi_r}$, а формируемые ККФС фазные токи i_{sABC} имеют высокий уровень высших гармоник.

Причиной этому являются следующие особенности взаимодействия контурных релейных регуляторов выходной

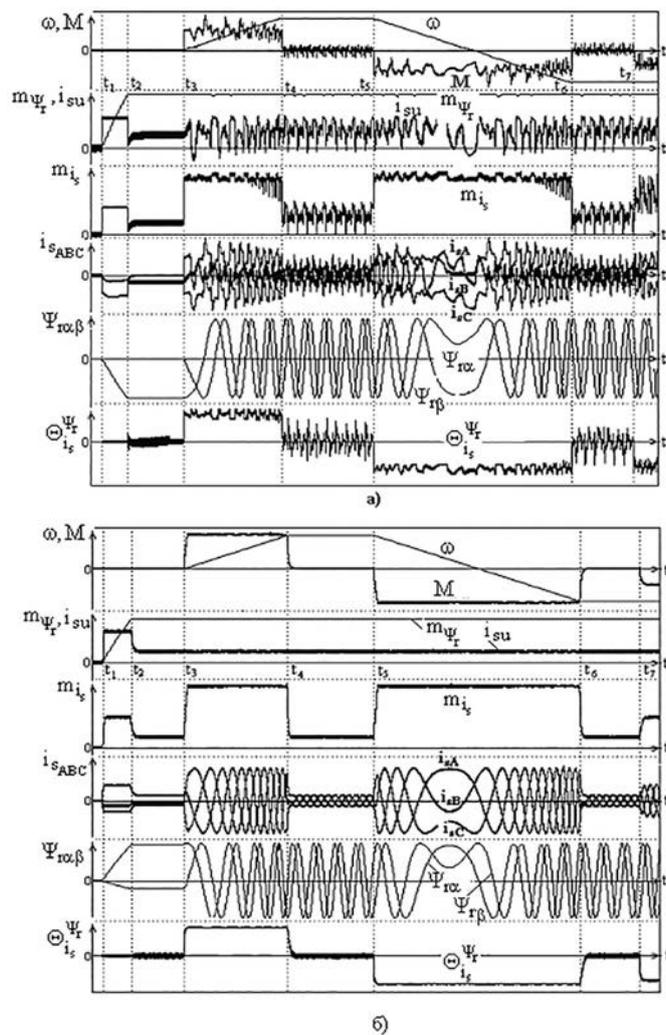


Рис. 2. Результаты исследования АЭП с прямыми РУ (а) и МСР (б). [3, с. 110] — результаты, полученные автором

и промежуточных координат АЭП при совместной их работе в СР. При вхождении в СР регуляторов внешних КР потокосцепления и скорости они подчиняют себе работу РРАТ и РРРТ, размыкают эти контуры и фактически разрушают их режим скольжения. При этом эти регуляторы переходят в режим переключений с низкой частотой, представляющей собой сложную комбинацию частот регуляторов потокосцепления и скорости с изменяющейся в широких пределах скважностью сигналов на их выходах. Реальные частоты СР регуляторов потокосцепления и скорости значительно ниже частот СР РРАТ и РРРТ. В этом случае резко увеличиваются пульсации формируемых фазных токов и электромагнитного момента, нарушаются, достигаемые при работе в СР линейность

свойств КР активной и реактивной составляющих токов статора, их инвариантность к возмущающим воздействиям, эффективность компенсации внутренних перекрестных связей между КР в системе ВПК. При организации МСР указанные особенности работы многоконтурных релейных систем учтены, что позволило повысить качество управления АЭП, снизить пульсации электромагнитного момента и дополнительные механические нагрузки на рабочий механизм.

Разработанная система с унифицированной СУ позволит получить в единой структуре три варианта ОКБ по векторам и выбрать вариант, обеспечивающий энергосберегающее управление и ДХ, соответствующие требованиям конкретного механизма к ЭП.

Литература

1. 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.
2. Садовой А. В., Сухинин Б. В., Сохина Ю. В. Релейные системы оптимального управления электроприводами // Под ред. А. В. Садовой — Днепродзержинск, — 2011. — 337 с.
3. 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.
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.