

РОЗДІЛ «ЕЛЕКТРОМЕХАНІКА. ЕЛЕКТРОТЕХНІКА»

УДК 62-83:681.513.5

КЛЮЕВ О.В., к.т.н., доцент
САДОВОЙ А.В., д.т.н., професор

Днепропетровский государственный технический университет, г. Каменское

АСИНХРОННЫЙ ВЕНТИЛЬНЫЙ КАСКАД С ОРИЕНТИРОВАННОЙ ПО ВЕКТОРУ ПОТОКОСЦЕПЛЕНИЯ РОТОРА СИСТЕМОЙ УПРАВЛЕНИЯ

Введение. Векторные системы управления асинхронным вентильным каскадом (АВК) синтезируются, как правило, в осях координат, ориентированных по вектору потокосцепления статора. Структура системы управления получается достаточно простой и позволяет реализовывать алгоритмы оптимизации энергетических показателей АВК, в частности достигать минимальных значений активных потерь или реактивных мощностей статорной и роторной цепей [1]. В состав канала регулирования реактивной мощности входит регулятор реактивного тока ротора без внешнего регулятора модуля потокосцепления статора. Однако в таком случае управлять электромагнитным моментом асинхронной машины (АМ) на начальном этапе пуска, когда потокосцепление статора принимает установившееся значение после длительных убывающих по амплитуде колебаний, становится невозможным. Требования к системе управления с целью повышения регулировочных показателей АВК в динамике входят в противоречие с обеспечением оптимальных энергетических характеристик [2]. Во всех вращающихся системах отсчёта электромагнитный момент является функцией проекций потокосцеплений статора или ротора на оси координат. Следовательно, для повышения динамических характеристик АВК требуется регулировать потокосцепление управляющими воздействиями со стороны ротора, чего возможно добиться рациональным выбором координатных осей при синтезе системы управления АВК. Поиск осей координат и оптимальной структуры математической модели АВК для достижения наилучшего значения задаваемого критерия качества не поддаётся формализации [3]. Поэтому определение структуры математической модели АВК и синтез на её основе системы управления, обеспечивающей качественное регулирование электромагнитного момента, не имеют однозначного решения.

Постановка задачи. Задачей настоящей статьи является синтез релейной системы управления АВК в осях координат, ориентированных по вектору потокосцепления ротора, и исследование динамических режимов работы полученной замкнутой системы электропривода.

Результаты работы. В работе принимается электропривод на базе АВК с учётом эксплуатационных характеристик современных транзисторных преобразователей и отсутствия у них собственных внутренних параметров способных сколько-нибудь существенно повлиять на динамику электропривода. Поэтому после исключения из уравнений обобщённой электрической машины векторов $\vec{\Psi}_s$, \vec{I}_s и записи полученных выражений в скалярной форме относительно первых производных уравнения АВК в осях координат, ориентированных по вектору потокосцепления ротора $\vec{\Psi}_r$, принимают следующий вид:

$$p\omega = -\frac{3N^2}{2J}\Psi_r I_{rv} - \frac{N}{J}M_c ;$$

$$\begin{aligned} pI_{rv} &= \frac{\Psi_r \omega}{L_\delta} - \frac{I_{rv}}{T_\delta} - \omega_k I_{ru} - \frac{k_s}{L_\delta} U_s \sin v + \frac{U_{rv}}{L_\delta}; \\ pv &= \omega_0 - \omega_k; \quad \omega_k = \omega + \frac{U_{rv} - R_r I_{rv}}{\Psi_r}; \end{aligned} \quad (1)$$

$$\begin{aligned} p\Psi_r &= -R_r I_{ru} + U_{ru}; \\ pI_{ru} &= \frac{\Psi_r}{T_s L_\delta} - \frac{I_{ru}}{T_\delta} + \omega_k I_{rv} - \frac{k_s}{L_\delta} U_s \cos v + \frac{U_{ru}}{L_\delta}, \end{aligned}$$

где v – угол между вектором напряжения статора \vec{U}_s и опорным вектором потокосцепления $\vec{\Psi}_r$; $U_{sv} = U_s \sin v$, $U_{su} = U_s \cos v$ – проекции вектора \vec{U}_s на оси ортогональной системы координат, ориентированной по вектору $\vec{\Psi}_r$; $T_s = \frac{L_s}{R_s}$; $T_\delta = \frac{L_\delta}{R_\delta}$;

$R_\delta = R_r + \frac{L_r}{L_s} R_s$; $L_\delta = L_{r\sigma} + k_s L_{s\sigma}$; $p = \frac{d}{dt}$ – оператор дифференцирования; ω_k – угловая скорость вращения опорного вектора потокосцепления ротора.

Динамика канала реактивной мощности без учёта внутренних перекрёстных связей объекта управления и питающего напряжения статорной цепи описывается системой уравнений:

$$\begin{aligned} p\Psi_r &= -R_r I_{ru} + U_{ru}; \\ pI_{ru} &= \frac{\Psi_r}{T_s L_\delta} - \frac{I_{ru}}{T_\delta} + \frac{U_{ru}}{L_\delta}. \end{aligned} \quad (2)$$

После исключения из уравнений (2) реактивной составляющей тока ротора I_{ru} получается следующее выражение:

$$p^2 \Psi_r + \frac{p\Psi_r}{T_\delta} + \frac{R_r}{T_s L_\delta} \Psi_r - \frac{R_s L_r}{L_s L_\delta} U_{ru} - pU_{ru} = 0. \quad (3)$$

Чтобы исключить производную по управляющему воздействию U_{ru} в соотношение (3) вводится уравнение силового преобразователя, соответствующее аperiodическому звену первого порядка. Тогда будем иметь следующее уравнение второго порядка относительно модуля вектора потокосцепления ротора, описывающее динамику канала реактивной мощности:

$$p^2 \Psi_r + \frac{p\Psi_r}{T_\delta} + \frac{R_r}{T_s L_\delta} \Psi_r + \left(\frac{1}{T_\Pi} - \frac{R_s L_r}{L_s L_\delta} \right) U_{ru} - \frac{k_\Pi}{T_\Pi} u_{ru} = 0, \quad (4)$$

где k_Π , T_Π – коэффициент усиления и постоянная времени транзисторного преобразователя, u_{ru} – управляющее воздействие на выходе регулятора.

Переходим к системе уравнений в форме Коши:

$$\begin{aligned} px_1 &= b_{12}x_2; \\ px_2 &= b_{21}x_1 + b_{22}x_2 + b_{23}x_3 + m_2 u_{ru}; \\ px_3 &= b_{33}x_3 + m_3 u_{ru}, \end{aligned} \quad (5)$$

где $x_1 = \Psi_r$; $x_2 = p\Psi_r = px_1$; $x_3 = U_{ru}$; $b_{12} = 1$; $b_{21} = -\frac{R_r}{T_s L_\delta}$; $b_{22} = -\frac{1}{T_\delta}$;

$$b_{23} = \frac{R_s L_r}{L_s L_\delta} - \frac{1}{T_\Pi}; \quad b_{33} = -\frac{1}{T_\Pi}; \quad m_2 = m_3 = \frac{k_\Pi}{T_\Pi}.$$

Далее запишем систему уравнений (5) в отклонениях истинного движения от желаемого

$$\begin{aligned} p\eta_1 &= b_{12}\eta_2; \\ p\eta_2 &= b_{21}\eta_1 + b_{22}\eta_2 + b_{23}\eta_3 + m_2u; \\ p\eta_3 &= b_{33}\eta_3 + m_3u, \end{aligned} \quad (6)$$

где $\eta_1 = x_1 - x_1^*$; $\eta_2 = x_2 - x_2^*$; $\eta_3 = x_3 - x_3^*$; $u = u_{\Gamma u} - u_{\Gamma u}^*$.

Требуется найти алгоритм управления, который обеспечит оптимальную по точности стабилизацию модуля вектора потокосцепления ротора Ψ_r . Поставленную цель управления можно достичь минимизируя следующий функционал:

$$I = \int_0^{\infty} \eta_1^2 dt, \quad (7)$$

который является частным случаем полной формы записи квадратичного функционала

$$I = \int_0^{\infty} G(\eta) dt, \quad (8)$$

где $G(\eta) = \sum_{i,j=1}^3 g_{ij}\eta_i\eta_j$ – положительно определённая квадратичная функция, коэффициенты которой удовлетворяют критерию Сильвестра и при этом некоторые из них могут быть равны нулю.

Оптимальное управление, минимизирующее функционал (8) на траекториях движения системы (6), имеет вид [4]:

$$\begin{aligned} u = -\text{sign} \left[\sum_{i=1}^3 m_i \frac{\partial V(\eta)}{\partial \eta_i} \right] &= -\text{sign} \left[m_2 \frac{\partial V(\eta)}{\partial \eta_2} + m_3 \frac{\partial V(\eta)}{\partial \eta_3} \right] = \\ &= -\text{sign} [m_2(2v_{12}\eta_1 + 2v_{22}\eta_2 + 2v_{23}\eta_3) + m_3(2v_{13}\eta_1 + 2v_{23}\eta_2 + 2v_{33}\eta_3)], \end{aligned} \quad (9)$$

где функция Ляпунова $V(\eta)$ представляет собой положительно определённую квадратичную форму, которая для системы уравнений (6) имеет следующий вид:

$$V(\eta) = \sum_{i,j=1}^3 v_{ij}\eta_i\eta_j = v_{11}\eta_1^2 + 2v_{12}\eta_1\eta_2 + 2v_{13}\eta_1\eta_3 + v_{22}\eta_2^2 + 2v_{23}\eta_2\eta_3 + v_{33}\eta_3^2. \quad (10)$$

Необходимо выразить коэффициенты функции Ляпунова (10) через параметры объекта управления (6) и весовые коэффициенты функционала качества (8). Для этого функцию Ляпунова (10) запишем для системы третьего порядка в форме, предложенной Барбашиным [5]:

$$V(\eta) = \frac{1}{\Delta} \begin{vmatrix} 0 & \eta_1^2 & 2\eta_1\eta_2 & 2\eta_1\eta_3 & \eta_2^2 & 2\eta_2\eta_3 & \eta_3^2 \\ 0,5g_{11} & b_{11} & b_{21} & b_{31} & 0 & 0 & 0 \\ g_{12} & b_{12} & b_{11} + b_{22} & b_{32} & b_{21} & b_{31} & 0 \\ g_{13} & b_{13} & b_{23} & b_{11} + b_{33} & 0 & b_{21} & b_{31} \\ 0,5g_{22} & 0 & b_{12} & 0 & b_{22} & b_{32} & 0 \\ g_{23} & 0 & b_{13} & b_{12} & b_{23} & b_{22} + b_{33} & b_{32} \\ 0,5g_{33} & 0 & 0 & b_{13} & 0 & b_{23} & b_{33} \end{vmatrix}, \quad (11)$$

где Δ – минор, относящийся к первому элементу первой строки определителя (11).

Коэффициенты функции Ляпунова (10) вычисляются по формуле

$$v_{ik} = \frac{A_{ik}}{\Delta}, \quad (12)$$

где A_{ik} – алгебраические дополнения элементов первой строки определителя (11), содержащей произведения $\eta_i \eta_k$.

Вычисления по формуле (10) упрощаются, если учесть, что многие коэффициенты математической модели (6) и весовые коэффициенты функционала (8) равны нулю, а именно

$$b_{11} = b_{13} = b_{31} = b_{32} = g_{12} = g_{13} = g_{22} = g_{23} = g_{33} = 0. \quad (13)$$

Тогда получим значения минора Δ и алгебраических дополнений A_{ik} в виде следующих выражений:

$$\begin{aligned} \Delta &= b_{12}b_{21}b_{22}b_{33} \left(b_{12}b_{21} - b_{22}b_{33} - b_{33}^2 \right); \quad A_{12} = \frac{b_{12}b_{22}b_{33}}{2} \left(b_{22}b_{33} + b_{33}^2 - b_{12}b_{21} \right); \\ A_{13} &= -\frac{b_{12}b_{23}b_{33}}{2} \left(b_{22}^2 + b_{22}b_{33} + b_{12}b_{21} \right); \quad A_{22} = \frac{b_{12}^2b_{33}}{2} \left(b_{12}b_{21} - b_{22}b_{33} - b_{33}^2 \right); \\ A_{23} &= \frac{b_{12}^2b_{23}b_{33}}{2} \left(b_{22} + b_{33} \right); \quad A_{33} = -\frac{b_{12}^2b_{23}^2}{2} \left(b_{22} + b_{33} \right). \end{aligned} \quad (14)$$

Применение формулы (12) даёт следующие выражения для определения коэффициентов функции Ляпунова, входящих в алгоритм управления (9):

$$\begin{aligned} v_{12} &= \frac{A_{12}}{\Delta} = -\frac{1}{2b_{21}}; \quad v_{13} = \frac{A_{13}}{\Delta} = \frac{b_{23} \left(b_{22}^2 + b_{22}b_{33} + b_{12}b_{21} \right)}{2b_{21}b_{22} \left(b_{22}b_{33} + b_{33}^2 - b_{12}b_{21} \right)}; \quad v_{22} = \frac{b_{12}}{2b_{21}b_{22}}; \\ v_{23} &= \frac{b_{12}b_{23} \left(b_{22} + b_{33} \right)}{2b_{21}b_{22} \left(b_{12}b_{21} - b_{22}b_{33} - b_{33}^2 \right)}; \quad v_{33} = \frac{b_{12}b_{23}^2 \left(b_{22} + b_{33} \right)}{2b_{21}b_{22}b_{33} \left(b_{22}b_{33} + b_{33}^2 - b_{12}b_{21} \right)}. \end{aligned} \quad (15)$$

Алгоритм управления в отклонениях (9) после приведения подобных слагаемых в функции переключения принимает вид:

$$u = -\text{sign}[\alpha_1 \eta_1 + \alpha_2 \eta_2 + \alpha_3 \eta_3], \quad (16)$$

где $\alpha_1 = 2m_2 v_{12} + 2m_3 v_{13}$; $\alpha_2 = 2m_2 v_{22} + 2m_3 v_{23}$; $\alpha_3 = 2m_2 v_{23} + 2m_3 v_{33}$.

Используя уравнения динамики объекта управления (6), получим алгоритм управления в базисе первых производных переменных состояния:

$$u = -\text{sign}[\eta_1 + \gamma_1 p \eta_1 + \gamma_2 p \eta_2 - \gamma_3 u], \quad (17)$$

где $\gamma_1 = \frac{\alpha_2 b_{23} - \alpha_3 b_{22}}{b_{12}(\alpha_1 b_{23} - \alpha_3 b_{21})}$; $\gamma_2 = \frac{\alpha_3}{\alpha_1 b_{23} - \alpha_3 b_{21}}$; $\gamma_3 = \frac{\alpha_3 m_2}{\alpha_1 b_{23} - \alpha_3 b_{21}}$.

При переходе от отклонений к реальным переменным силовой части электропривода и стабилизации вектора потокосцепления ротора на уровне Ψ_r^* получим следующий алгоритм управления регулятора потокосцепления ротора

$$u = \text{sign}[\Psi_r^* - \Psi_r - \gamma_1 p \Psi_r - \gamma_2 p^2 \Psi_r + \gamma_3 u]. \quad (18)$$

Математическую модель, необходимую для синтеза регуляторов в канале активной мощности, формируем на основе исходных уравнений (1). Из системы (1) берём первое и второе уравнения без перекрёстных связей и составляем модель, удобную для применения изложенной методики синтеза регуляторов:

$$\begin{aligned} p\omega &= -\frac{3N^2}{2J} \Psi_r I_{rv} - \frac{N}{J} M_c; \\ pI_{rv} &= \frac{\Psi_r \omega}{L_\delta} - \frac{I_{rv}}{T_\delta} + \frac{U_{rv}}{L_\delta}. \end{aligned} \quad (19)$$

Если считать, что модуль вектора потокосцепления ротора Ψ_r стабилизируется на заданном уровне системой управления, а момент статической нагрузки при этом также остаётся неизменным, то система уравнений (19) в отклонениях запишется так:

$$\begin{aligned} p\eta_1 &= a_{12}\eta_2; \\ p\eta_2 &= a_{21}\eta_1 + a_{22}\eta_2 + m_2 U, \end{aligned} \quad (20)$$

где $\eta_1 = \omega - \omega^*$; $\eta_2 = I_{rv} - I_{rv}^*$; $U = U_{rv} - U_{rv}^*$; $a_{12} = -\frac{3N^2}{2J} \Psi_r$; $a_{21} = \Psi_r / L_\delta$; $a_{22} = -1/T_\delta$; $m_2 = 1/L_\delta$.

Требуется найти алгоритм управления, который обеспечит оптимальную по точности стабилизацию скорости на заданном уровне. Поставленную цель управления математически можно истолковать как необходимость найти управление, минимизирующее квадратичный функционал качества (7) на траекториях движения системы (20). Функция Ляпунова для системы уравнений (20) имеет вид:

$$V(\eta) = v_{11}\eta_1^2 + 2v_{12}\eta_1\eta_2 + v_{22}\eta_2^2. \quad (21)$$

Скорость вращения ротора является первой (внешней) регулируемой переменной в канале активной мощности, поэтому алгоритм (9) приобретает вид:

$$U_1 = -\text{sign}[m_2(2v_{12}\eta_1 + 2v_{22}\eta_2)] = -\text{sign}(v_{12}\eta_1 + v_{22}\eta_2), (m_2 > 0). \quad (22)$$

Требуется выразить коэффициенты функции Ляпунова через параметры системы (20) и коэффициенты функционала качества. Для этого запишем (21) в форме (11) для объекта второго порядка с учётом того, что $g_{12} = g_{22} = 0$:

$$V(\eta) = \frac{1}{\Delta} \begin{vmatrix} 0 & \eta_1^2 & 2\eta_1\eta_2 & \eta_2^2 \\ 0,5 & a_{11} & a_{21} & 0 \\ 0 & a_{12} & a_{11} + a_{22} & a_{21} \\ 0 & 0 & a_{12} & a_{22} \end{vmatrix}. \quad (23)$$

Минор Δ и алгебраические дополнения равны

$$\Delta = (a_{11} + a_{22})(a_{11}a_{22} - a_{12}a_{21}); \quad A_{12} = 0,5a_{12}a_{22}; \quad A_{22} = -0,5a_{12}^2. \quad (24)$$

Тогда при $a_{11} = 0$ необходимые для построения алгоритма управления коэффициенты функции Ляпунова находятся по формулам

$$v_{12} = \frac{A_{12}}{\Delta} = -\frac{1}{2a_{21}}; \quad v_{22} = \frac{A_{22}}{\Delta} = \frac{a_{12}}{2a_{21}a_{22}}. \quad (25)$$

Подставляем найденные числовые коэффициенты в алгоритм управления (22). Используя уравнения (20), переходим из пространства отклонений в базис первых про-

изводных переменных состояния, в результате чего алгоритм управления регулятора скорости принимает вид

$$u_{pc} = -I_{rv}^* \text{sign}(\omega^* - \omega - T_{\delta} p \omega). \quad (26)$$

При синтезе регулятора тока управляющее воздействие записывается также выражением (22). Однако при определении коэффициентов функции Ляпунова из определителя (23) полагают весовые коэффициенты функционала качества следующими: $g_{11} = g_{12} = 0$, $g_{22} = 1$. В ходе вычислений получили соотношения:

$$\Delta = -a_{12}a_{21}a_{22}; \quad A_{12} = 0; \quad A_{22} = 0,5a_{12}a_{21}; \quad v_{12} = 0; \quad v_{22} = \frac{-0,5}{a_{22}}, \quad (27)$$

с учётом которых приходим к следующему алгоритму управления активной составляющей тока ротора

$$u_{pta} = \text{sign}(u_{pc} - I_{rv}). \quad (28)$$

Математическое моделирование проведено в среде MATLAB 7.0.1, где АВК сформирован на базе АМ типа 4АК160S4У3 с паспортными данными: $P_H = 11 \text{ кВт}$, $U_{лн} = 380 \text{ В}$, $n_c = 1500 \text{ об/мин}$, $U_2 = 305 \text{ В}$. Структурная схема АВК с векторной системой управления представлена на рис.1, а переходные процессы в электроприводе с этой структурой изображены на рис.2. Числовые значения коэффициентов обратных связей следующие: $T_{\delta} = 0,016$; $\gamma_1 = 0,0076$; $\gamma_2 = 7,45 \cdot 10^{-7}$; $\gamma_3 = 0,0067$. Сигналы задания угловой скорости ротора в электрических рад/с и модуля потокосцепления ротора имеют значения: $\omega^* = 260 \text{ с}^{-1}$, $\Psi_r^* = 1 \text{ Вб}$. Релейный регулятор потокосцепления ротора охвачен слабой положительной обратной связью с коэффициентом γ_3 , что вводит незначительное фазовое запаздывание в его переключения. В канале активной мощности реализован принцип подчинённого регулирования: выходной сигнал регулятора скорости является сигналом задания для регулятора активной составляющей тока ротора. В канале реактивной мощности включен только регулятор внешней переменной – модуля вектора потокосцепления ротора. Включение внутреннего регулятора реактивного тока ротора, который ограничивает этот ток в переходных процессах, приводит к тому, что возникает колебательный процесс при выходе модуля потокосцепления ротора на уровень задания. Поэтому требуемого качества управления потокосцеплением ротора возможно добиться с помощью предложенной в работе структуры системы управления в канале реактивной мощности только с одним регулятором потокосцепления. При этом большие значения реактивного тока ротора отсутствуют кроме первого пика в интервале нарастания модуля потокосцепления ротора. На рис.2 показаны переходные процессы скорости ротора, электромагнитного момента, проекций тока ротора, модуля потокосцепления ротора, потокосцепления Ψ_{ra} и тока I_{ra} в фазе a ротора. Осуществлялось моделирование процессов пуска АВК, приложение и снятие момента статической нагрузки с дальнейшим торможением до остановки ротора. Качество формирования электромагнитного момента и регулирование скорости существенно повышается по сравнению с АВК, имеющим систему управления, ориентированную по вектору потокосцепления статора.

Выводы. В статье решена задача аналитического конструирования регуляторов для АВК с математической моделью в виде структуры $(\bar{\Psi}_r, \bar{I}_r)$. За счёт изменения

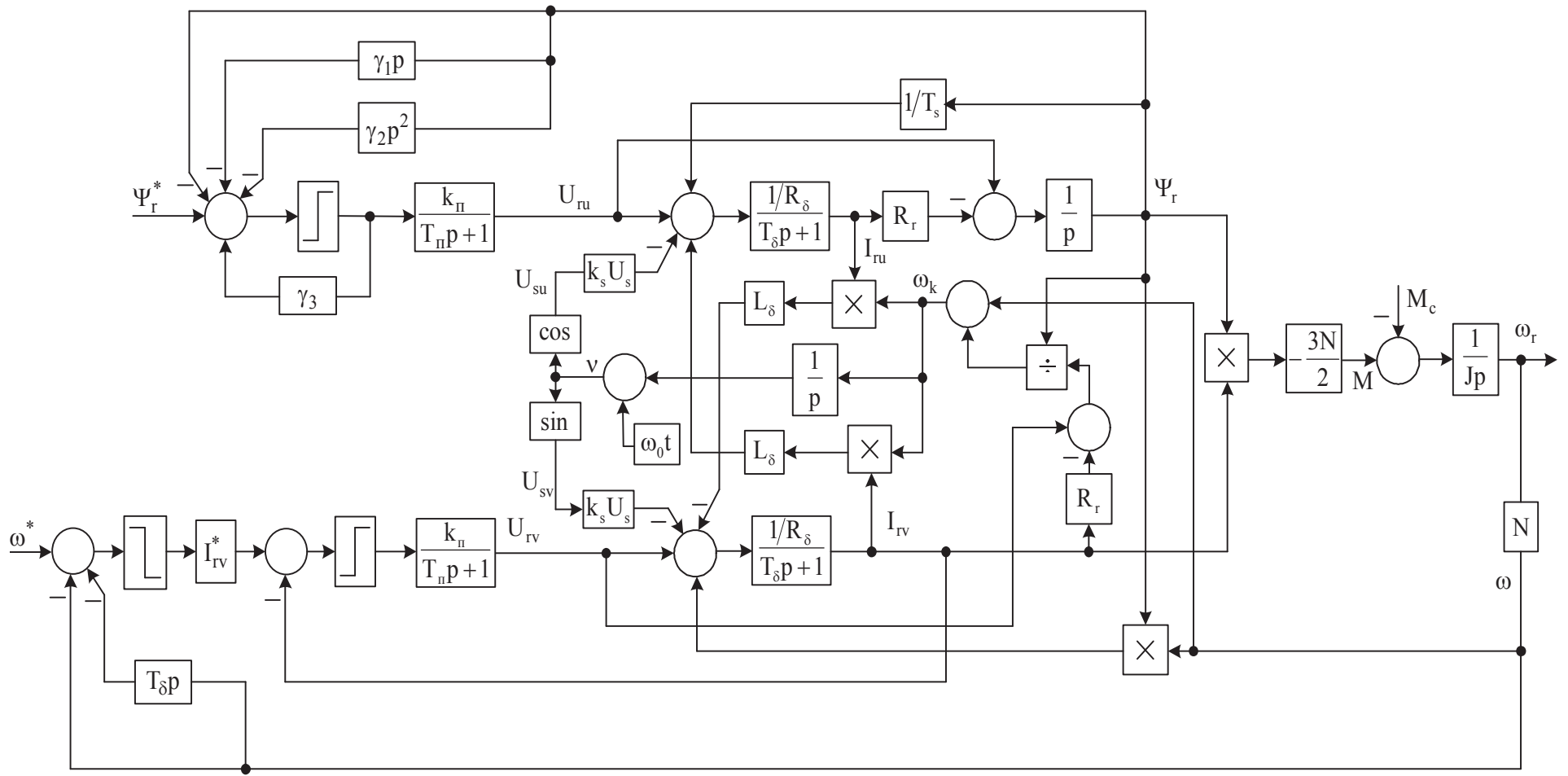


Рисунок 1 – Асинхронный вентильный каскад с системой управления, ориентированной по вектору потока сцепления ротора

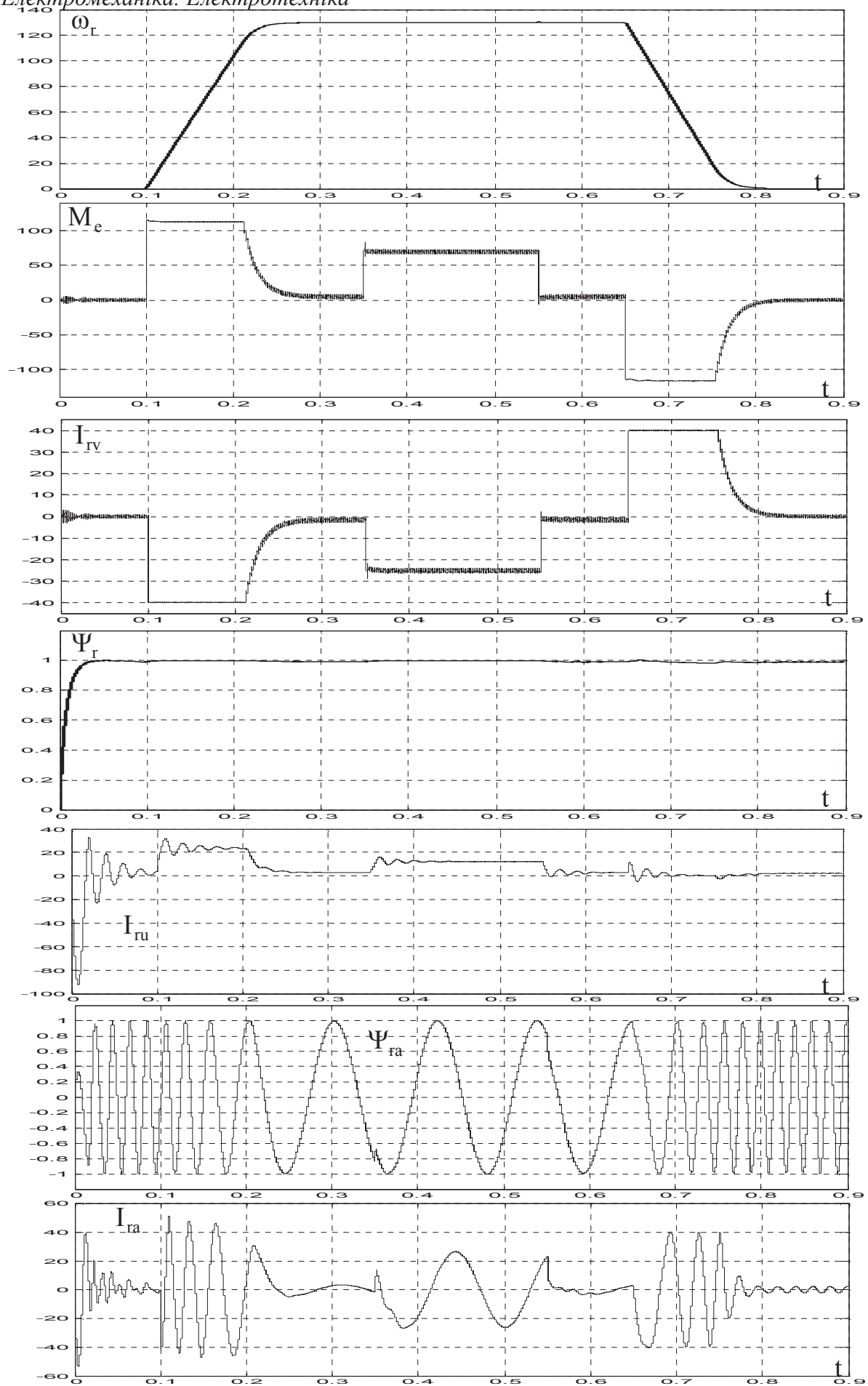


Рисунок 2 – Переходные процессы в АВК с ориентированной по вектору потокосцепления ротора системой управления

структуры канала реактивной мощности и его системы управления, по сравнению со структурой $(\vec{\Psi}_s, \vec{I}_r)$, удалось качественно управлять модулем потокосцеплением ротора, следовательно, электромагнитным моментом, что повысило динамические характеристики АВК.

ЛИТЕРАТУРА

1. Ключев О.В. Асинхронный вентильный каскад как объект экстремального управления / О.В.Ключев, А.В.Садовой // Форум гірників: матеріали міжнародної конференції. – Дніпропетровськ: Національний гірничий університет, 2005. – Том 2. – С.212-225.
2. Ключев О.В. Анализ устойчивости асинхронного вентильного каскада в режиме генерации реактивной мощности / О.В.Ключев, А.В.Садовой // Вісник Кременчуцького державного політехнічного університету: наукові праці КДПУ. – Кременчук: КДПУ. – 2007. – Вип. 3 (44), ч.2. – С.17-21.
3. Ключев О.В. О компенсации реактивной мощности асинхронным каскадным электроприводом с векторным управлением / О.В.Ключев, А.В.Садовой // Електромашинобудування та електрообладнання. Серія: проблеми автоматизованого електропривода. – Київ: Техніка – Одеський національний політехнічний університет. – 2006. – Вип. 66. – С.329-332.
4. Садовой А.В. Синтез и исследование оптимальных по точности систем управления электроприводами с низкой чувствительностью к широкому спектру дестабилизирующих факторов: дис. ... доктора техн. наук / Садовой Александр Валентинович. – Днепродзержинск, 1992. – 501с.
5. Барбашин Е.А. Функции Ляпунова / Барбашин Е.А. – М.: Наука, 1970. – 240с.

Поступила в редколлегию 05.12.2017.

УДК 62-53

ВОЛЯНСКИЙ Р.С., к.т.н., доцент
САДОВОЙ А.В., д.т.н., профессор

Днепропетровский государственный технический университет, г. Каменское

ОБОБЩЕННАЯ АВТОМАТИЗИРОВАННАЯ СИСТЕМА УПРАВЛЕНИЯ ЭНЕРГОРЕСУРСАМИ

Введение. В настоящее время остро стоит задача совершенствование производства с целью повышения качества выпускаемой продукции при одновременном снижении энергоемкости процесса ее производства. Решение этой задачи напрямую связано с модернизацией существующих технологических процессов в любой производственной сфере и отрасли. Целью такой модернизации является рациональное использование энергоносителей, служащих источником энергии для того или иного технологического процесса. При этом наряду с совершенствованием производственных машин и установок, использованием новых материалов и технологий, создаются предпосылки для уточнения существующих и разработки новых законов управления производственными комплексами и технологическими процессами.

Анализ известной научной литературы показал, что создание любой замкнутой системы управления можно осуществлять с позиций обратных задач динамики [1-3].