

УДК 621.34

**СИНТЕЗ СИСТЕМ ВЕКТОРНОГО УПРАВЛЕНИЯ  
МАЛОЧУВСТВИТЕЛЬНЫХ К ИЗМЕНЕНИЯМ ПАРАМЕТРОВ  
АСИНХРОННОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА****Е.С. Кучер, М.А. Комазенко, А.И. Ромашенко***Новосибирский государственный технический университет*

В данной работе представлены методики синтеза систем автоматического управления асинхронными электроприводами, которые в соответствии с принципами векторного управления представлены как двухканальные объекты управления. В условиях влияния неконтролируемых внешних сигнальных и параметрических возмущений синтезированные системы управления должны обеспечивать близость протекающих процессов к желаемым, а также статическую точность характеристик. Подобные результаты можно получить, используя специальные методики структурного и параметрического синтеза, такие как методы локализации и больших коэффициентов, позволяющие целенаправленно организовать многотемповые процессы движения посредством заведения глубоких обратных связей, тем самым обеспечить малую чувствительность системы автоматического управления к влиянию возмущений различного рода.

*Ключевые слова:* асинхронный электропривод, контур медленных движений, контур быстрых движений, метод больших коэффициентов, метод локализации.

DOI: 10.17212/1727-2769-2017-2-61-72

**Введение**

Большое внимание уделяется построению систем автоматического управления с учетом значимости факторов неопределенности [1, 2], в которые входят неточность априорной информации о значениях параметров модели, влияние внешних сигнальных возмущений, также стоит учитывать неполноту информации о текущем состоянии объекта управления.

Наибольшую эффективность стабилизации управления нестационарными объектами управления обеспечивают методики, основанные на принципе глубоких обратных связей, которые позволяют задать не только статическую точность, но и желаемые показатели качества переходных процессов системы автоматического управления (САУ). В таких методах целенаправленно организуются разнотемповые движения процессов, которые после проведения некоторых преобразований можно выделить в отдельные контуры.

Контур быстрых движений подавляет (локализует) как внешние сигнальные, так и параметрические возмущения – собственные свойства объекта управления, и является самым внутренним контуром организуемой САУ.

Медленные движения полностью соответствует желаемым и синтез контура выполняется неявно при выборе параметров уравнения желаемых движений. В данном контуре обеспечивается малая чувствительность к изменениям собственных параметров объекта управления.

При построении САУ за счет использования принципа разделения движения возможно осуществить декомпозицию задач синтеза упомянутых выше контуров, тем самым упростить анализ решения – контуры медленных и быстрых движений можно синтезировать отдельно друг от друга [3, 4, 5, 6].

В качестве двухканального нестационарного объекта управления будет рассмотрена модель асинхронного электропривода (ЭП) в неподвижной системе координат. Это дает возможность независимо управлять выходными переменными объекта, т.е. магнитным состоянием и электромагнитным моментом машины [7, 8, 9].

В данной статье представлен структурный и параметрический синтез систем управления асинхронными ЭП методами локализации и больших коэффициентов [1, 2, 3, 4, 5, 6], а также произведен анализ результатов проведенных исследований организованных САУ, полученных посредством цифрового моделирования.

### 1. Математическое описание объекта управления

Метод управления частотными электроприводами, получивший название метода векторного управления (Field Oriented Control) [7, 9], позволяет представить векторы синусоидально изменяющихся во времени переменных асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором (АД) векторами постоянных величин, в результате чего упростился анализ и синтез систем управления асинхронным ЭП.

Принцип векторного управления основан на математической модели АД, которая позволяет представить двигатель как двухканальный объект в ориентированной по вектору потокосцепления ортогональной (полеориентированной) системе координат. Это дает возможность независимо управлять выходными переменными объекта, т.е. магнитным состоянием и электромагнитным моментом машины.

Рассмотрим математическое описание АД в ориентированной по полю или полеориентированной, плоской декартовой системе координат  $(d, q)$ , повернутой относительно неподвижной координатной системы  $(\alpha, \beta)$  на такой угол  $\gamma_\psi$ , чтобы продольная ось  $d$  совпадала по направлению с вектором  $\Psi_r$ . При использовании системы  $(d, q)$  циклическая скорость вращающейся системы координат равна мгновенной скорости вектора потокосцеплений ротора  $\omega_k = \omega_\psi$ , и уравнения АД (1) в скалярной форме записи принимают вид [7, 9]

$$\left. \begin{aligned} L_{\sigma e} \frac{di_{sd}}{dt} &= -R_s i_{sd} - \frac{L_m}{L_r} \frac{d\psi_{rm}}{dt} + \omega_\psi L_{\sigma e} i_{sq} + u_{sd}, \\ L_{\sigma e} \frac{di_{sq}}{dt} &= -R_s i_{sq} - \omega_\psi \left( L_{\sigma e} i_{sd} + \frac{L_m}{L_r} \psi_{rm} \right) + u_{sq}, \\ \frac{d\psi_{rm}}{dt} &= \frac{L_m}{T_r} i_{sd} - \frac{1}{T_r} \psi_{rm}, \\ \frac{d\gamma_\psi}{dt} &= \omega_\psi, \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

$$M_e = p_n \frac{L_m}{L_r} \psi_{rm} i_{sq},$$

где  $\psi_{rm}$ ,  $\omega_\psi$  – евклидова норма и мгновенная круговая частота вектора потокосцеплений ротора;  $i_{sd}$ ,  $i_{sq}$  – намагничивающая и моментобразующая компоненты вектора токов статора в принятой системе координат;  $u_{sd}$ ,  $u_{sq}$  – компоненты

вектора напряжений статора;  $\omega_s$  – частота скольжения;  $\omega_k$  – угловая скорость системы координат, для системы;  $\omega_e$  – электрическая частота вращения ротора;  $D$  – матрица поворота;  $L_r, L_m, R_r, R_s, L_{\sigma e}$  – параметры двигателя;  $T_r = \frac{L_r}{R_r}$  – постоянная времени цепи ротора АД;  $L_{\sigma e}$  – эквивалентная индуктивность рассеяния двигателя.

Для полноты математического описания АД необходимо также учесть уравнение движения ЭП

$$J \cdot \dot{\omega} = M_e - M_c,$$

где  $M_e$  – электромагнитный момент АД;  $J$  – суммарный момент инерции ротора двигателя и жестко связанных с ним маховых масс;  $M_c$  – приведенный к валу двигателя момент сопротивления нагрузки, образует математическую модель АД,  $p_n$  – число пар полюсов.

Принцип векторного управления позволяет независимо воздействовать на продольную ( $i_{sd}$  – намагничивающую) и поперечную ( $i_{sq}$  – активную или моментобразующую) составляющие вектора токов статора для управления магнитным состоянием машины и электромагнитным моментом соответственно, как в двигателе постоянного тока.

## 2. Структурный синтез системы управления скоростью электропривода

Синтез системы управления скоростью электропривода переменного тока осуществляется на основе принципа подчиненного регулирования, тогда структурная схема САУ будет выглядеть следующим образом (рис. 1).

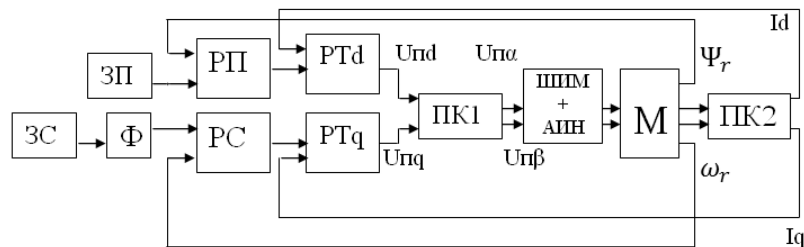


Рис. 1 – Структурная схема системы векторного управления

Fig. 1 – Structural scheme of the system vector control

На рис. 1 обозначено: РП – регулятор потокосцепления; РТд – регулятор тока статора по продольной оси; РТq – регулятор тока статора по поперечной оси; РС – регулятор скорости; Φ – входной фильтр; М – двигатель (машина); ЗП – задающее воздействие в канале управления потокосцеплением; ЗС – задающее воздействие в канале управления скоростью; ПК1 – преобразователь координат, обеспечивающий преобразование постоянного напряжения в осях ( $d, q$ ) в переменное напряжение в осях ( $\alpha, \beta$ ); ПК2 – преобразователь координат, обеспечивающий преобразование переменного напряжения в осях ( $\alpha, \beta$ ) в постоянное напряжение в ( $d, q$ ) [7, 9].

В качестве контуров быстрых движений (КБД) примем контуры регулирования продольной и поперечной составляющих тока статора, а в качестве контуров медленных движений (КМД) – контуры регулирования потокосцепления и частоты вращения ротора асинхронного ЭП.

### 3. Синтез САУ ЭП методом больших коэффициентов

Регуляторы потокосцепления ротора, скорости и токов статора по продольной и поперечной осям синтезируются на основе астатического закона управления системой [1, 2, 5, 6]

$$u = \mu^{-1} \left( \varepsilon + \mu^{-1} c \int_0^t \varepsilon dt \right), \quad (2)$$

где  $u$  – задающее воздействие;  $\mu^{-1}$  – большой коэффициент передачи регулятора;  $\varepsilon = i^{ref} - i$  – ошибка регулирования;  $c$  – некоторый постоянный коэффициент;  $\mu$  – малый параметр.

Используя преобразование Лапласа выражения (2), получим передаточную функцию регуляторов, имеющую одинаковый вид для всех регуляторов САУ:

$$W(p) = \frac{1}{\mu} + \frac{c}{\mu^2} \frac{1}{p}.$$

При дальнейшем параметрическом синтезе контура принимаем, что

$$W_{крт}^{зам}(p) \approx \frac{U_{3\max}}{\lambda I_H}.$$

Характеристический полином замкнутой системы будет иметь следующий вид:

$$D(p) = \frac{\mu^2 K_{ост} J}{c_{крс} c K_r \psi_{rm} K_{осс}} p^2 + \frac{\mu}{c_{крс} K_{осс}} p + 1 = T_{крс}^2 p^2 + 2\xi_{крс} T_{крс} p + 1, \quad (3)$$

или

$$D(p) = T_{крс}^2 p^2 + 2\xi_{крс} T_{крс} p + 1,$$

где  $c = p_n$ ;  $K_r = \frac{L_m}{L_r}$ ;  $T_{крс}$  – постоянная времени контура регулирования скорости;  $\xi_{крс}$  – коэффициент демпфирования контура;  $K_{ост}$ ,  $K_{осс}$  – коэффициенты обратных связей контуров регулирования частоты вращения ротора и тока статора.

Параметрический синтез контура регулирования скорости заключается в определении коэффициентов  $c_{крс}$  и  $\mu_{крс}$  выражения (3). Учитывая быстродействие и предъявляемые требования к переходному процессу контура, определим параметры регулятора скорости:

$$c_{крс} = \frac{4\xi_{\min}^2 K_{ост} J K_{осс}}{c K_r \psi_{rm}}; \mu_{крс} = T_{крс} \sqrt{\frac{c_{крс} c K_r \psi_{rm} K_{осс}}{K_{ост} J}}.$$

Используя описанную выше методику, осуществим параметрический синтез регулятора потокосцепления ротора асинхронного ЭП:

$$c_{крп} = \frac{4\xi_{\min}^2 K_{ост} T_r L_m K_{осп}}{(L_m K_{осп} + \mu_{крп} K_{ост})^2},$$

где  $\mu_{крп} = \frac{\mu_{крс}}{\eta}$  – малый параметр регулятора потокоцепления ротора, посредством которого задается необходимый темп вычисления процессов в соответствующем контуре;  $\eta$  – степень разделения движения;  $K_{осп}$  – коэффициент обратной связи контура регулирования потокоцепления ротора АД.

Для контуров регулирования токов по продольной и поперечной осям коэффициенты  $c_{крт}$  и  $\mu_{крт}$  будут аналогично равны:

$$c_{крт} = \frac{4\xi_{\min}^2 K_{ост} T_{\sigma} R_s K_n}{(K_n K_{ост} + \mu_{крт} R_s)^2}, \quad \mu_{крт} = \frac{\mu_{крп}}{\eta},$$

где  $K_n$  – коэффициент передачи преобразователя частоты;  $T_{\sigma} = L_{\sigma e} / R_s$  – переходная электромагнитная постоянная времени.

Для вычисления оценок регулируемых переменных и обеспечения необходимой помехозащищенности САУ используется дифференцирующий фильтр (ДФ) [1, 2, 5]

$$T_{\Phi}^2 \hat{I}_s^{(2)} + A_{1\Phi} T_{\Phi} \hat{I}_s^{(1)} + \hat{I}_s = I_s,$$

где  $T_{\Phi} = \frac{\mu_{крт}}{\eta}$  – постоянная времени дифференцирующего фильтра;  $A_{1\Phi} = 1,41$  – коэффициент характеристического полинома при стандартной линейной форме Баттерворта [1, 2];  $\hat{I}_s$  – оценка тока статора.

Структурная схема САУ, синтезированная методом больших коэффициентов, будет выглядеть следующим образом (рис. 2), где введены следующие обозначения: ДФТд – дифференцирующий фильтр тока статора по продольной оси; ДФТq – дифференцирующий фильтр тока статора по поперечной оси.

В данной системе управления организовано три темпа движения, где в качестве сверхбыстрого темпа движения представлен ДФ.

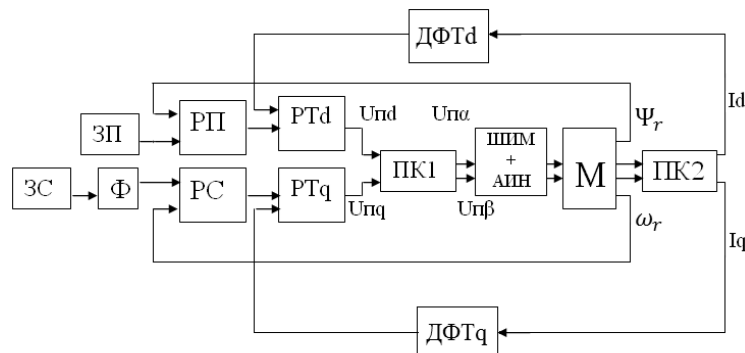


Рис. 2 – Структурная схема контура регулирования скорости, синтезированная методом больших коэффициентов

Fig. 2 – Structural scheme of the system vector control synthesized by the method of high gains

#### 4. Параметрический синтез системы управления ЭП методом локализации

Для иллюстрации идеи метода, предположим, что вектор состояния и старшая производная  $x^{(n)}$  регулируемой координаты доступны непосредственным измерением. Ошибка регулирования определяется выражением [4]

$$\varepsilon = x_{\text{ж}}^{(n)} - x^{(n)}, \quad (4)$$

где  $x_{\text{ж}}^{(n)} = F(v, x)$  – желаемое движение старшей производной регулируемой координаты;  $v(t)$  – задающее воздействие.

Контур регулирования тока статора с пропорционально-интегральным (ПИ-) регулятором, по продольной и поперечной осям, описывается следующей системой уравнений [1, 2, 3, 4]:

$$\begin{cases} i_{sq}^{(1)} = K_{\text{П}} \varepsilon^{(1)} + K_{\text{И}} \varepsilon, \\ i_{sq}^{(2)} + A_1 \Omega_{\text{ж}} i_{sq}^{(1)} + \Omega_{\text{ж}}^2 i_{sq} = \Omega_{\text{ж}}^2 U_{\text{ЗТ}}, \\ T_{\text{Ф}}^2 \hat{i}_{sq}^{(2)} + A_{1\text{Ф}} T_{\text{Ф}} \hat{i}_{sq}^{(1)} + \hat{i}_{sq} = i_{sq}. \end{cases} \quad (5)$$

Первое уравнение системы (5) представляет собой закон управления (ЗУ), где  $K_{\text{П}}$ ,  $K_{\text{И}}$  – коэффициенты пропорциональной и интегральной части регулятора. Следующее уравнение является уравнением желаемых движений (УЖД), где  $A_1$  – коэффициент УЖД;  $\Omega_{\text{ж}}$  – среднегеометрический корень УЖД;  $U_{\text{ЗТ}}$  – сигнал задания на ток статора. Третье уравнение системы (5) представляет собой математическое описание ДФ.

Из УДЖ системы (5) с учетом выражения (4) получим уравнение ошибки регулирования тока статора:

$$\begin{aligned} i_{sq}^{(2)} &= \Omega_{\text{ж}}^2 U_{\text{ЗТ}} - A_1 \Omega_{\text{ж}} i_{sq}^{(1)} - \Omega_{\text{ж}}^2 i_{sq}, \\ \varepsilon &= i_{sq}^{(2)} - \hat{i}_{sq}^{(2)}. \end{aligned} \quad (6)$$

Для нахождения коэффициентов ПИ-регулятора, произведем структурный синтез контура регулирования тока статора по системе уравнений (5) и уравнению (6) (рис. 3).

Примем следующие допущения, что  $\frac{K_{\text{П}}}{\tau_{\mu} p + 1} \approx K_{\text{П}}$ ,  $D_{\text{Ф}}(p) \approx T_{\text{Ф}} p + 1$ .

Затем характеристическое уравнение внутреннего КБД (рис. 3) приравняем к нормированному характеристическому уравнению подсистемы быстрых движений (ПБД), которое имеет следующий вид [1, 2]:

$$T_6^3 p^3 + T_6^2 A_{26} p^2 + T_6 A_{16} p + 1 = 0, \quad (7)$$

где  $T_6 \leq \frac{T_{\text{Ж}}}{\eta}$  – постоянная времени контура;  $T_{\text{Ж}} = \frac{1}{\Omega_{\text{ж}}}$  – постоянная времени

УЖД;  $A_{16}$  – коэффициенты стандартной формы распределения корней характеристического уравнения.

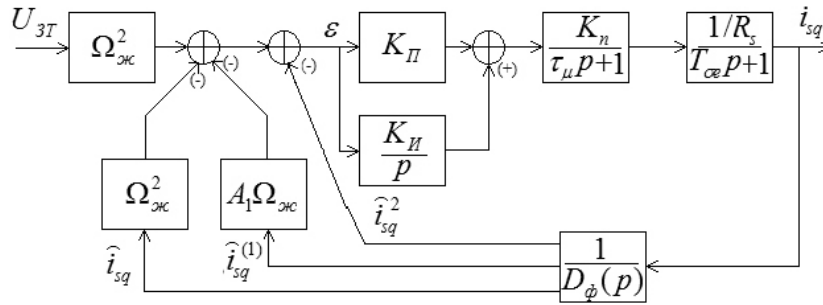


Рис. 3 – Структурная схема контура регулирования тока статора

Fig. 3 – Structural scheme of the stator current control loop

Задаваясь значением постоянной времени ДФ, степенью разделения движения и коэффициентами нормированного характеристического полинома ПБД, вычисляем коэффициенты пропорциональной и интегральной части регулятора тока:

$$K_I = \frac{R_s T_{\phi} T_{\sigma e} \Omega_{ж}^3 \eta^3}{K_{\Pi}}, \quad K_{\Pi} = \frac{T_{\phi} A_{1\phi} K_I K_{\Pi} - R_s}{K_{\Pi}}.$$

Контур регулирования потокосцепления ротора с ПИ-регулятором также описывается тремя уравнениями ЗУ, УЖД и ДФ:

$$\begin{cases} U_{sd}^{(1)} = K_{\Pi} \varepsilon^{(1)} + K_I \varepsilon, \\ \psi_r^{(2)} + A_1 \Omega_{ж} \psi_r^{(1)} + \Omega_{ж}^2 \psi_r = \Omega_{ж}^2 U_{3\Pi}, \\ T_{\phi}^2 \hat{\psi}_r^2 + A_{1\phi} T_{\phi} \hat{\psi}_r^{(1)} + \hat{\psi}_r = \psi_r. \end{cases} \quad (8)$$

где  $U_{3\Pi}$  – сигнал задания на потокосцепление ротора;  $\hat{\psi}_r$  – оценка потокосцепления ротора.

Так же, как и в контурах регулирования составляющих тока статора, уравнение ошибки регулирования потокосцепления ротора определяется следующим выражением:

$$\varepsilon = F(v, x) - \hat{\psi}_r^{(2)}. \quad (9)$$

По системе уравнений (8) и (9) строим структурную схему контура регулирования потокосцепления ротора (рис. 4).

Принимаем следующее допущение, что передаточная функция замкнутого контура регулирования тока будет определяться следующим образом

$$W_{\text{ЗКРТ}}(p) \approx \frac{1}{K_{\text{ост}}}.$$

Далее, по описанной выше методике характеристический полином внутреннего КБД (рис. 4) приравниваем к нормированному полиному вида (7) и вычисляем коэффициенты ПИ-регулятора потокосцепления, при этом необходимо задаться значениями постоянной времени фильтра, степени разделения движения и коэф-

фициентов нормированного полинома ПБД для контура регулирования потокосцепления.

$$K_{II} = \frac{T_r T_\phi K_{ост} \Omega_{ж}^3 \eta^3}{L_m}, \quad K_{II} = \frac{T_6 A_{16} K_{II} L_m - K_{ост}}{L_m}.$$

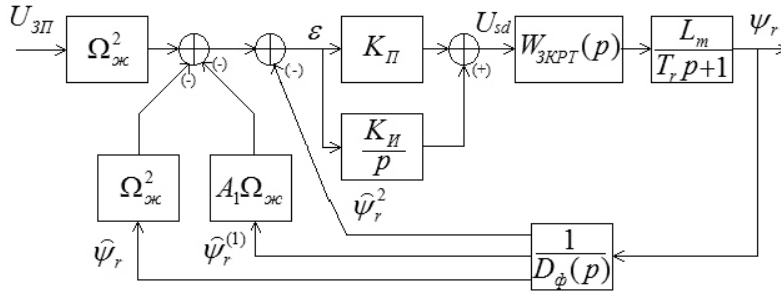


Рис. 4 – Структурная схема контура регулирования потокосцепления ротора

Fig. 4 – Structural scheme of the rotor flux control loop

При синтезе контура регулирования скорости ротора необходимо задаться также тремя уравнениями:

$$\begin{cases} U_{sq}^{(1)} = K_{II} \epsilon^{(1)} + K_{II} \epsilon, \\ \omega_r^{(2)} + A_1 \Omega_{ж} \omega_r^{(1)} + \Omega_{ж}^2 \omega_r = \Omega_{ж}^2 U_{3C}, \\ T_\phi^2 \hat{\omega}_r^2 + A_{1\phi} T_\phi \hat{\omega}_r^{(1)} + \hat{\omega}_r = \omega_r, \end{cases} \quad (10)$$

где  $U_{3C}$  – сигнал задания на скорость ротора;  $\hat{\omega}_r$  – оценка скорости ротора.

Выражение определения ошибки регулирования скорости будет иметь вид

$$\epsilon = F(v, x) - \hat{\omega}_r^{(2)}. \quad (11)$$

Используя систему уравнений (10) и выражение (11), осуществим структурный синтез контура регулирования частоты вращения ротора асинхронного ЭП (рис. 5).

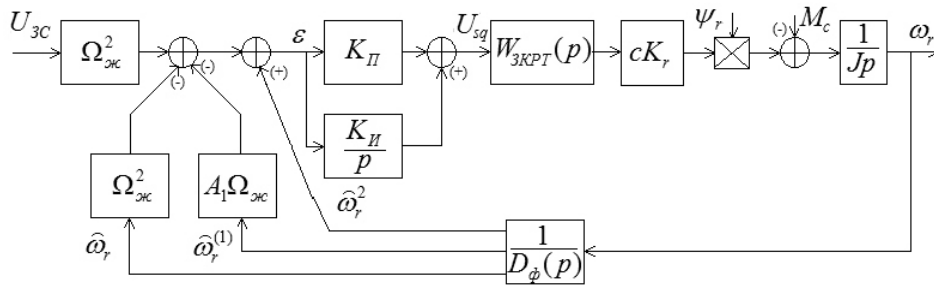


Рис. 5 – Структурная схема контура регулирования скорости ротора

Fig. 5 – Structural scheme of the rotor speed control loop



Параметрический синтез рассматриваемого контура производится по описанной выше методике, которая была применена для определения параметров контуров регулирования тока статора и потокосцепления ротора АД.

Выражения, определяющие коэффициенты пропорциональной и интегральной части регулятора скорости:

$$K_{\text{И}} = \frac{T_r K_{\text{ост}} J \Omega_{\text{ж}}^3 \eta^3}{\psi_r c K_r}, \quad K_{\text{П}} = T_{\text{б}} A_{\text{б}} K_{\text{И}}.$$

Укрупненная структурная схема системы векторного управления ЭП, синтезированной методом локализации, аналогична структурной схеме системы управления, синтезированной методом больших коэффициентов (см. рис. 2).

### 5. Результаты исследований

Правильность структурного и параметрического синтеза и работоспособность систем векторного управления асинхронным ЭП было подтверждено посредством цифрового моделирования в программном пакете MATLAB Simulink. При том, что структурный и параметрический синтез систем автоматического управления, малочувствительных к изменениям параметров схемы замещения асинхронного электропривода, был осуществлен для общепромышленных асинхронных ЭП средней мощности с различными частотами вращения ротора.

Результатами проведенной апробации разработанных алгоритмов являются графики переходных процессов частоты вращения и модуля потокосцепления ротора асинхронных двигателей для методик больших коэффициентов (рис. 6) и локализации (рис. 7), по которым видно, что системы управления обеспечивают желаемую форму и показатели качества переходных процессов при введении как параметрических, так и сигнальных возмущений.

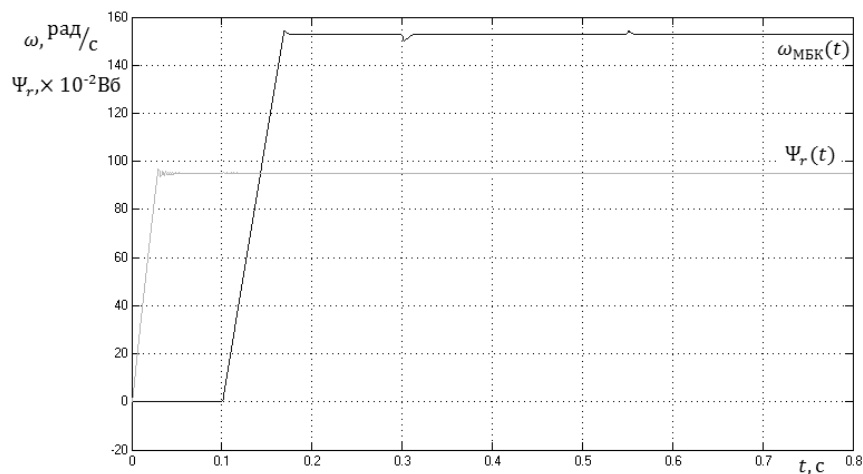


Рис. 6 – Переходные процессы по скорости и потокосцеплению ротора для метода больших коэффициентов

Fig. 6 – Transition processes on the speed and flux linkage of a rotor for the method of high gains

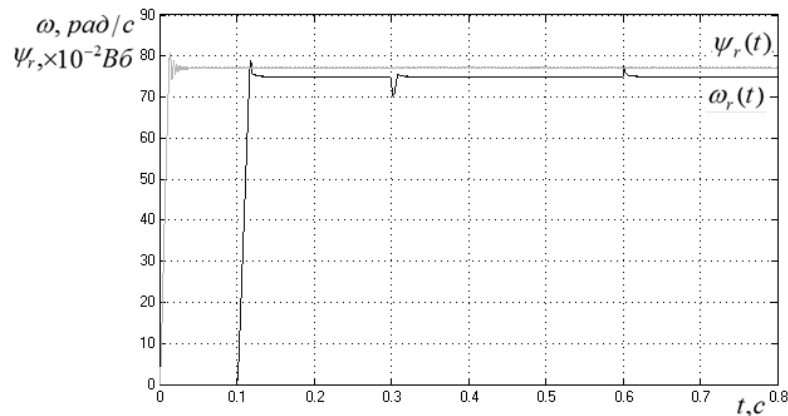


Рис. 7 – Переходные процессы по скорости и потоку сцеплению ротора

Fig. 7 – Transition processes on the speed and flux linkage of a rotor

### Закключение

Предложенные методики синтеза систем автоматического управления позволяют обеспечивать малую чувствительность к введению параметрических возмущений при изменении как активного сопротивления обмотки статора, так и обмотки ротора схемы замещения асинхронного ЭП.

За счет использования дифференцирующих фильтров во внутренних контурах регулирования продольной и поперечной составляющих тока статора позволяют устранить высокочастотные помехи в системах управления, которые могут содержаться в сигналах датчиков.

За счет заведения «глубоких» обратных связей в синтезированных системах управления возможно локализовать действие изменений параметров схемы замещения ЭП на (10–15) % от номинальных значений. При увеличении изменений параметрических возмущений, а также для расширения диапазона регулирования частоты вращения ротора ЭП необходимо использовать специальные алгоритмы параметрической текущей идентификации и адаптации.

### ЛИТЕРАТУРА

1. Панкратов В.В., Нос О.В. Специальные разделы теории автоматического управления. Ч. 2: учебное пособие. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2005. – 103 с.
2. Востриков А.С. Синтез систем регулирования методом локализации: монография. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2007. – 252 с.
3. Панкратов В.В. Построение системы асинхронного электропривода на основе метода локализации: дис. ... канд. техн. наук. – Новосибирск, 1992.
4. Панкратов В.В., Нос О.В., Зима Е.А. Синтез дискретных регуляторов методом больших коэффициентов // Сборник научных трудов НГТУ. – 2000. – № 1. – С. 58–64.
5. Юркевич В.Д. Синтез нелинейных нестационарных систем управления с разнотемповыми процессами. – СПб.: Наука, 2000. – 288 с.
6. Панкратов В.В. Векторное управление асинхронными электроприводами: учебное пособие. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 1999. – 66 с.
7. Holtz J. Sensorless control of induction motor drives // Proceedings of the IEEE. – 2002. – Vol. 90, N 8. – P. 1358–1394.

## SYNTHESIS OF SYSTEMS OF VECTOR CONTROL OF INDUCTION MOTOR DRIVE PARAMETERS LOW-SENSITIVE TO CHANGES

**Kucher E.S., Komazenko M.A., Romashchenko A.I.**

*Novosibirsk State Technical University, Novosibirsk, Russia*

This paper presents methods of synthesis of systems of automatic control of induction motor drives, which in accordance with the principles of vector control are represented as a dynamic multi-input/multi-output object. Under the influence of uncontrolled signal and parametric disturbances, the synthesized speed control systems should ensure the proximity of the ongoing processes to the desired ones, as well as static accuracy of characteristics. Such results can be obtained using special methods of structural and parametrical synthesis, such as methods of localization and high gains which allow purposeful organization of slow and fast movement loops, by establishing deep feedbacks, thereby ensuring a low sensitivity of a speed control system of induction motor drives to the influence of perturbations of various kinds.

**Keywords:** Induction motor drive, slow movement loop, fast movement loop, high gains method, localization method.

DOI: 10.17212/1727-2769-2017-2-61-72

### REFERENCES

1. Pankratov V.V., Nos O.V. *Spetsial'nye razdely teorii avtomaticheskogo upravleniya*. Ch. 2 [Special sections of automatic control. Pt. 2]. Novosibirsk, NSTU Publ., 2005, 103 p.
2. Vostrikov A.S. *Sintez sistem regulirovaniya metodom lokalizatsii* [Synthesis of control systems by localization method]. Novosibirsk, NSTU Publ., 2007. 252 p.
3. Pankratov V.V. *Postroenie sistemy asinkhronnogo elektroprivoda na osnove metoda lokalizatsii*. Diss. kand. tekhn. nauk [Construction of asynchronous electric drive system based on the localization method. PhD eng. sci. diss.]. Novosibirsk, 1992.
4. Pankratov V.V., Nos O.V., Zima E.A. *Sintez diskretnykh regulyatorov metodom bol'shikh koeffitsientov* [Synthesis of discrete regulators by high gains method]. *Sbornik nauchnykh trudov Novosibirskogo gosudarstvennogo tekhnicheskogo universiteta – Transaction of scientific papers of the Novosibirsk state technical university*, 2000, no. 1, pp. 58–64.
5. Yurkevich V.D. *Sintez nelineynykh nestatsionarnykh sistem upravleniya s raznotempovymi protsessami* [Synthesis of non-linear non-stationary control systems with multi-move processes]. St. Petersburg, Nauka Publ, 2000. 288 p.
6. Pankratov V.V. *Vektornoe upravlenie asinkhronnymi elektroprivodami* [Space vector control of induction motor drives]. Novosibirsk, NSTU Publ., 1999. 66 p.
7. Holtz J. Sensorless control of induction motor drives. *Proceedings of the IEEE*, 2002, vol. 90, no. 8, pp. 1358–1394.

### СВЕДЕНИЯ ОБ АВТОРАХ



**Кучер Екатерина Сергеевна** – родилась в 1984 году, канд. техн. наук, доцент кафедры электропривода и автоматизации промышленных установок Новосибирского государственного технического университета. Область научных интересов – адаптивное бездатчиковое управление асинхронными электроприводами. Автор и соавтор более 15 научных работ. (Адрес: 630073, Россия, г. Новосибирск, пр. Карла Маркса, 20. Email: kucher@corp.nstu.ru).

**Kucher Ekaterina Sergeevna** (b. 1984) – Candidate of Technical Science. She is an associate professor at the department of electric drives and industry automation, Novosibirsk state technical university. Scientific interests – adaptive sensorless control of AC electric drives. She is author and co-author of more than 15 scientific papers. (Address: 20, Karl Marx Av., Novosibirsk, 630073, Russia. Email: kucher@corp.nstu.ru).



**Комазенко Мария Александровна** – родилась в 1994 году, студентка 2-го курса магистратуры кафедры электропривода и автоматизации промышленных установок Новосибирского государственного технического университета. (Адрес: 630073, Россия, г. Новосибирск, пр. Карла Маркса, 20. Email: m.komazenko2010@yandex.ru).

**Komazenko Maria Alexandrovna** – (b. 1994) Student of the 2nd course of the master's degree at the department of electric drives and industry automation, Novosibirsk state technical university. (Address: 20, Karl Marx Av., Novosibirsk, 630073, Russia. Email: m.komazenko2010@yandex.ru).



**Ромашченко Анастасия Игоревна** – родилась в 1994 году, в 2015 закончила бакалавриат по направлению «Электротехника и электроэнергетика кафедры электропривода и автоматизации промышленных установок» Новосибирского государственного технического университета, с 2015 обучается в магистратуре Новосибирского государственного технического университета. (Адрес: 630073, Россия, г. Новосибирск, пр. Карла Маркса, 20. Email: nastasiaromaschenko@mail.ru).

**Romashchenko Anastasia Igorevna** (b. 1994) – in 2015 she has finished a bachelor degree in the Electrical equipment direction and power industry of department of the Electric drive and automation of plants of the Novosibirsk state technical university, since 2015 she studies in a magistracy at the Novosibirsk state technical university. (Address: 20, Karl Marx Av., Novosibirsk, 630073, Russia. Email: nastasiaromaschenko@mail.ru).

Статья поступила 12 июня 2017 г.  
Received June 12, 2017

---

To Reference:

Kucher E.S., Komazenko M.A., Romashchenko A.I. Sintez sistem vektornogo upravleniya malochuvstvitel'nykh k izmeneniyam parametrov asinkhronnogo elektroprivoda [Synthesis of vector control systems for small-scale to changes of parameters of induction motor drive]. *Doklady Akademii nauk vysshei shkoly Rossiiskoi Federatsii – Proceedings of the Russian higher school Academy of sciences*, 2017, no. 2 (35), pp. 61–72. doi: 10.17212/1727-2769-2017-2-61-72