

УДК 62-83:621.77

**ПРАКТИЧЕСКАЯ РЕАЛИЗАЦИЯ И ИССЛЕДОВАНИЕ РОБАСТНЫХ АЛГОРИТМОВ УПРАВЛЕНИЯ СИНХРОННЫМ ЭЛЕКТРОПРИВОДОМ**

**Е. С. Руднев**

Донбасский государственный технический университет  
просп. Ленина, 16, г. Алчевск, 94204, Украина. E-mail: rudnev\_evgen@mail.ru

Приведен синтез робастной системы управления автоматизированным синхронным электроприводом с  $H_\infty$ -субоптимальным регулятором скорости, функционирующим в условиях неполной информации об объекте, и с учетом его структурных неопределенностей. Синтезированный регулятор обеспечивает робастную устойчивость и качество для всех допустимых неопределенностей объекта.

**Ключевые слова:** синхронный электропривод, робастное управление, неопределенность.

**ПРАКТИЧНА РЕАЛІЗАЦІЯ ТА ДОСЛІДЖЕННЯ РОБАСТНИХ АЛГОРИТМІВ КЕРУВАННЯ СИНХРОННИМ ЕЛЕКТРОПРИВОДОМ**

**Є. С. Руднів**

Донбаський державний технічний університет  
просп. Леніна, 16, г. Алчевськ, 94204, Україна. E-mail: rudnev\_evgen@mail.ru

Наведено синтез робастної системи керування автоматизованим синхронним електроприводом з  $H_\infty$ -субоптимальним регулятором швидкості, що функціонує в умовах неповної інформації про об'єкт, і з урахуванням його структурних невизначеностей. Синтезований регулятор забезпечує робастну стійкість та якість для всіх допустимих невизначеностей об'єкта.

**Ключові слова:** синхронний електропривод, робастне керування, невизначеність.

**АКТУАЛЬНОСТЬ РАБОТЫ.** Одной из основных проблем современной теории управления является управление динамическими объектами в условиях неопределенности. Неопределенность вызывается отсутствием полных сведений относительно параметров или характеристик объекта управления (ОУ), кроме того, сама математическая модель ОУ, полученная аналитически или в результате идентификации, отличается от реальной технической системы. В последние десятилетия развивается подход, когда при наличии неопределенности возникает задача управления не единственным объектом, а семейством объектов, принадлежащих заданному множеству. По сравнению с алгоритмами классической теории управления необходимо единственным регулятором обеспечить устойчивость замкнутой системы не только для номинального объекта, но и любого объекта из заданного класса неопределенности – это и является задачей синтеза робастного управления ( $H_\infty$ -теория).

Интерес к синтезу робастных регуляторов связан с потребностями в снижении необходимого объема априорной информации об объектах управления, стремлением к универсальности управляющих систем и сокращению затрат на их наладку. Следует признать, что, несмотря на серьезные теоретические достижения [1–4], в том числе и в области автоматизированного электропривода, методы  $H_\infty$ -оптимизации не вошли в повседневную отечественную и зарубежную практику. Это объясняется доминированием на рынке комплектных электроприводов с «классическими» алгоритмами управления.

Задачей данного исследования является разработка эффективных алгоритмов регулирования скорости трехфазных синхронных электродвигателей с постоянными магнитами (СДПМ) в условиях неполной информации об объекте и с учетом его параметрической неопределенности методами  $H_\infty$ -теории.

**МАТЕРИАЛ И РЕЗУЛЬТАТЫ ИССЛЕДОВАНИЙ.** Математическая модель СДПМ. Уравнения, описывающие динамику СДПМ в ортогональной системе координат dq, жестко связанной с ротором машины [5–6]:

$$\begin{cases} \frac{d\omega_{rm}}{dt} = \frac{3p_0\Psi_f}{2J}i_q + \frac{3p_0}{2J}(L_d - L_q)i_d i_q - \frac{1}{J}M_{\text{мех}}; \\ \frac{di_d}{dt} = -\frac{R_s}{L_d}i_d + p_0\omega_{rm}\frac{L_q}{L_d}i_q + \frac{1}{L_d}u_d; \\ \frac{di_q}{dt} = -\frac{R_s}{L_q}i_q - p_0\omega_{rm}\frac{L_d}{L_q}i_d - p_0\omega_{rm}\frac{\Psi_f}{L_q} + \frac{1}{L_q}u_q; \\ M_s = \frac{3}{2}p_0(\Psi_f i_q + (L_d - L_q)i_d i_q). \end{cases} \quad (1)$$

В результате линеаризации и декомпозиции системы ( $i_d = 0$ ) получим систему линейных дифференциальных уравнений, описывающую объект управления в контуре регулирования скорости:

$$\begin{cases} \frac{di_q}{dt} = \frac{1}{L_q}(-R_s i_q - k_e \omega_{rm} + u_q); \\ \frac{d\omega_{rm}}{dt} = \frac{1}{J}(k_t i_q - M_{\text{мех}}); \\ M_s = \frac{3}{2}p_0\Psi_f i_q = k_t i_q, \end{cases} \quad (2)$$

где  $k_t = 3/2 p_0 \Psi_f$  – постоянная электромагнитного момента, Нм/А;  $k_e = p_0 \Psi_f$  – постоянная двигателя, В·с/рад; величина, связывающая значение ЭДС с угловой скоростью машины.

Уравнения (2) аналогичны уравнениям двигателя постоянного тока с независимым возбуждением [5]. На рис. 1 представлена структурная схема отдельного канала регулирования скорости трехфазного вентильного двигателя переменного тока с постоянными магнитами.

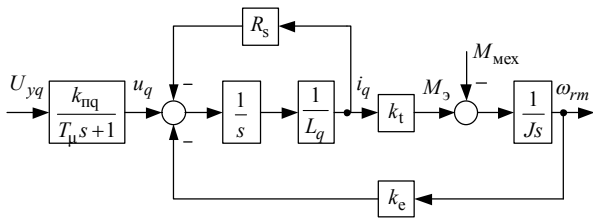


Рисунок 1 – Линеаризованная структурная схема моментобразующего контура СДПМ с учётом инерционности ПЧ

Формирование обобщённого/расширенного объекта. В качестве объекта для дальнейших исследований принят электропривод с преобразователем частоты SINAMICS и синхронным серводвигателем с возбуждением от постоянных магнитов типа 1FT6044-1AF71-3DG1, входящие в состав экспериментальной установки. Двигатель выполнен с неявнополюсным ротором  $L_q = L_d$ . Структурная схема ОУ приведена на рис. 1.

Полагаем, что индуктивность обмотки статора изменяется в диапазоне  $\pm 20\%$ , активное сопротивление обмотки статора – в диапазоне  $\pm 30\%$ , а момент инерции, приведенный к валу двигателя – в диапазоне  $\pm 40\%$  от номинальных значений. Передаточный коэффициент, постоянная времени преобразователя частоты, постоянные электромагнитного момента  $k_t$  и двигателя  $k_e$ , включающие в себя потокосцепление, создаваемое постоянными магнитами на роторе машины  $\Psi_f$ , считаются постоянными величинами.

Описание вышеуказанных неопределенностей, которые либо точно неизвестны, либо изменяются в процессе работы электропривода, представленных как линейное дробное преобразование (ЛДП); определение динамики входов/выходов системы в матричном представлении с учетом неопределенностей, как  $G(s)$  – матрица передаточных функций (МПФ), а также последовательность преобразования структурных схем ОУ с неопределенными параметрами рассмотрены авторами в [7].

$H_\infty$ -теорией Дж. Дойлом и др. было доказано, что стандартная задача  $H_\infty$ -управления (которая часто называется задачей минимизации энергии выхода) может быть развязана с помощью решения двух алгебраических уравнений Риккати [1] и связана со структурной схемой, представленной на рис. 2.

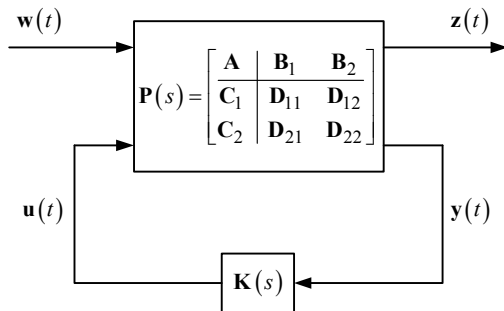


Рисунок 2 – Структурная схема синтезируемой системы (стандартная задача  $H_\infty$ -управления)

На рис. 2 приняты следующие обозначения:  $w(t)$  – вектор внешних воздействий (возмущающих и задающих);  $y(t)$  – вектор измеряемого выхода, используемый для улучшения качества работы САР (вектор, по которому замыкается через регулятор обратная связь);  $u(t)$  – выходной вектор регулятора (вектор управляющих воздействий);  $z(t)$  – вектор ошибки, используемый для контроля качества САР (вектор, который необходимо сделать минимальным в определенном смысле).

МПФ  $P(s)$  представляет не только сам объект  $G(s)$ , которым необходимо управлять, но и т.н. весовые функции, которые используются для обеспечения желаемого качества. Такого рода объект  $P(s)$  называется обобщенным (расширенным) объектом (рис. 3).

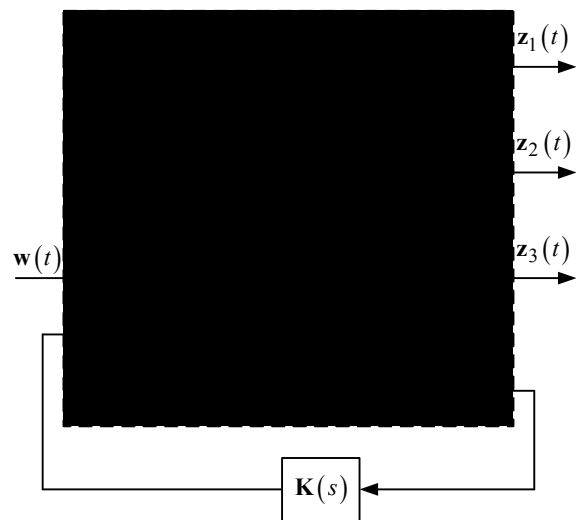


Рисунок 3 – Структурная схема обобщенного/расширенного объекта

На рис. 3  $G(s)$  – МПФ объекта управления;  $K(s)$  – робастный регулятор;  $P(s)$  – МПФ обобщенного объекта с учетом весовых функций;  $W_s(s)$ ,  $W_r(s)$  и  $W_T(s)$  – весовые функции, зависящие от частоты. Далее  $(s)$ ,  $(t)$  будут опускаться.

После задания весовых матриц существующая система расширяется так, что включает в себя уравнения этих матриц как дополнительные фазовые координаты. Расширенная система для синтеза регулятора представляет собой обобщенный объект  $P$ .

Обобщенный объект  $P$  (рис. 3) имеет два входа ( $w$  и  $u$ ), два выхода ( $z$  и  $y$ ) и может быть разделен на четыре МПФ:

$$P = \left[ \begin{array}{c|c} P_{11} & P_{12} \\ \hline P_{21} & P_{22} \end{array} \right] = \left[ \begin{array}{c|c} W_s & -W_s G \\ \hline 0 & W_r \\ \hline 0 & W_T G \\ \hline I & -G \end{array} \right], \quad (3)$$

где  $P_{ji}$  – МПФ от  $i$ -го входа до  $j$ -го выхода.

$F_L(P, K)$  – это МПФ замкнутой системы от входа возмущения  $w$  до выхода ошибки (контролируемая переменная)  $z$ ,  $T_{zw}$ , которая получена путем нижнего линейно-дробного преобразования (LLFT) [7]:

$$z = T_{zw} w = F_L(P, K)w; \quad (4)$$

$$T_{zw} = F_L(P, K) = P_{11} + P_{12}K(I - P_{22}K)^{-1}P_{21}. \quad (5)$$

Все требования к системе по ослаблению возмущений и обеспечению запаса устойчивости сводятся к единственному требованию к норме

$$\|T_{zw}\|_{\infty} \leq 1, \quad (6)$$

где

$$T_{zw} = \begin{bmatrix} W_S S \\ W_R R \\ W_T T \end{bmatrix}, \quad (7)$$

так называемая функция стоимости метода смешанной чувствительности (mixed sensitivity).

Следовательно, задачей  $H_{\infty}$ -оптимизации является выбор такого регулятора  $K$ , который бы минимизировал бесконечную норму  $T_{zw}$  или  $\min \|T_{zw}\|_{\infty}$ . Причем выбор оптимального регулятора  $K$  осуществляется над множеством всех регуляторов, обладающих свойством делать замкнутую систему  $T_{zw}$  внутренне устойчивой, т.е. над множеством стабилизирующих регуляторов. Для SISO системы  $H_{\infty}$ -норма передаточной функции  $G(s)$ ,  $\|G\|_{\infty}$  в скалярном выражении конечна и равна максимальному значению амплитудно-частотной характеристики  $G(j\omega)$ . Таким образом,  $H_{\infty}$ -норма служит мерой усиления системы.  $H_{\infty}$ -норма ПФ есть энергия выхода системы при подаче на вход сигнала с единичной энергией. Если выходом является ошибка, а входом возмущение, то, минимизируя  $H_{\infty}$ -норму ПФ, мы минимизируем энергию ошибки для наилучшего случая входного возмущения.

Для создания обобщенного объекта  $P$  использовались следующие весовые функции:

$$W_S = \frac{s/M + \omega_0}{s + \omega_0 A}; \quad W_R = const, \quad (8)$$

где  $A = 0,001$  ( $-60 \text{ dB}$ ) – желаемая максимально допустимая установившаяся ошибка в установившемся режиме;  $\omega_0 = 200 \text{ c}^{-1}$  – желаемая полоса пропускания;  $M = 4$  ( $12 \text{ dB}$ ) – пик чувствительности.

Весовая функция дополнительной чувствительности  $W_T$  не использовалась.

Выбор весовых функций является неоднозначной задачей, требующей для своего решения достаточного опыта разработчика, а также применения метода проб и ошибок. От выбора этих частотных характеристик зависит также и возможность довести решение задачи  $H_{\infty}$ -управления до конца.

Отметим, что при целенаправленном изменении параметров весовых функций  $A$ ,  $M$  и  $\omega_0$  можно

достичь желаемых характеристик качества системы управления, что показано авторами в работе [8].

*Синтез регулятора с использованием «Два-Риккати подхода».* Стандартный объект  $P$  (обобщенный объект) задается в виде:

$$P(s) = \begin{bmatrix} A & B_1 & B_2 \\ C_1 & 0 & D_{12} \\ C_2 & D_{21} & 0 \end{bmatrix} \quad (9)$$

и система (рис. 2) описывается следующей системой уравнений в пространстве состояния:

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = Ax(t) + B_1 w(t) + B_2 u(t); \\ z(t) = C_1 x(t) + D_{12} u(t); \\ y(t) = C_2 x(t) + D_{21} u(t); \\ u(t) = Ky(t). \end{cases} \quad (10)$$

Полагаем, что объект (9) в данной постановке обладает следующими свойствами [1, 4]:

а) пара  $(A, B_1)$  – стабилизируемая, пара  $(A, C_1)$  – детектируемая;

б) пара  $(A, B_2)$  – стабилизируемая, пара  $(A, C_2)$  – детектируемая;

$$\text{в) } D_{12}^T [C_1 \quad D_{12}] = [0 \quad I]; \quad \text{г) } \begin{bmatrix} B_1 \\ D_{12} \end{bmatrix} D_{12}^T = \begin{bmatrix} 0 \\ I \end{bmatrix}.$$

Эффективная итеративная процедура оптимизации по  $H_{\infty}$ -норме предложена в 1988–1989 г.г. в работах Doyle J.C., Glover K. и др. [1], где обоснованы условия разрешимости проблемы и предложен алгоритм ее решения.

Допустимый регулятор обеспечивает малое значение  $\|T_{zw}\|_{\infty}$  тогда и только тогда, когда существуют две гамильтоновы матрицы  $H$  и  $J$ , которые определяются следующими выражениями:

$$H_{\infty} = \begin{bmatrix} A & \gamma^{-2} B_1 B_1^T - B_2 B_2^T \\ -C_1^T C_1 & -A^T \end{bmatrix}; \quad (11)$$

$$J_{\infty} = \begin{bmatrix} A^T & \gamma^{-2} C_1^T C_1 - C_2^T C_2 \\ -B_1 B_1^T & -A \end{bmatrix}, \quad (12)$$

соответствующие алгебраическим уравнениям Риккати по управлению и фильтрации:

$$A^T X_{\infty} + X_{\infty} A - X_{\infty} (B_2 B_2^T - \gamma^{-2} B_1 B_1^T) X_{\infty} + C_1^T C_1 = 0;$$

$$A Y_{\infty} + Y_{\infty} A^T - Y_{\infty} (C_2^T C_2 - \gamma^{-2} C_1^T C_1) Y_{\infty} + B_1 B_1^T = 0.$$

Найти матрицы  $X_{\infty}$  и  $Y_{\infty}$ , при выполнении условия  $\rho(X_{\infty} Y_{\infty}) < \gamma^2$ , где  $\rho(\bullet)$  – спектральный радиус выражения в скобках.

Регулятор описывается выражением:

$$K_{\infty}(s) = \begin{bmatrix} A'_{\infty} & -Z_{\infty} L_{\infty} \\ F_{\infty} & 0 \end{bmatrix}, \quad (13)$$

где  $A'_{\infty} = A + \gamma^{-2} B_1 B_1^T X_{\infty} + B_2 F_{\infty} + Z_{\infty} L_{\infty} C_2$ ;

$$F_{\infty} = -B_2^T X_{\infty}, \quad F_{\infty} = -B_2^T X_{\infty}, \quad Z_{\infty} = (I - \gamma^{-2} Y_{\infty} X_{\infty})^{-1}.$$

Робастный  $H_{\infty}$ -субоптимальный регулятор скорости СДПМ был синтезирован с помощью эффективных методов, реализованных в пакете расшире-

ния Robust Control Toolbox системы MATLAB, позволяющих по представленным алгоритмам вычислить центральный  $H_\infty$ -субоптимальный регулятор, который минимизирует  $H_\infty$ -норму замкнутой системы  $\|\mathbf{T}_{zw}\|_\infty$ . Синтезированный робастный регулятор скорости по критерию  $H_\infty$ -нормы является регулятором четвертого порядка.

На рис. 4 представлены результаты имитационного моделирования электропривода с синтезированным  $H_\infty$ -регулятором скорости для различных видов задающего воздействия (реакция на скачок управления и обработка замкнутой САР заданной траектории), а также при одновременном увеличении и уменьшении момента инерции  $J$  и сопротивления обмотки статора  $R_s$  в четыре раза.

*Экспериментальные исследования.* Далее показана возможность практической реализации робастных алгоритмов управления СДПМ и питания его от преобразователя частоты SINAMICS S120, являющегося ключевым элементом созданной лабораторной установки [9]. Отличительной особенностью установки является возможность реализации алгоритмов управления в системе регулирования преобразователем практически любой сложности и *исключительно на программном уровне*, что стало возможным благодаря использованию системы MATLAB с входящими в её состав программой структурного моделирования динамических объектов Simulink и мастерских реального времени Real-Time Workshop и Real-Time Windows Target, в которых и создано программное обеспечение для управления ПЧ.

Отметим, что САР скорости СДПМ уже содержит внутренний контур регулирования  $q$ -составляющей статорного тока. В базовой прошивке преобразователя SINAMICS S120 этот контур реализован с пропорционально-интегральным регулятором. Изменить структуру этого регулятора, в том числе и алгоритмы переключения силовых ключей инверторной части доступными пользователю программными средствами, не представляется возможным. Поэтому нами принято решение о реализации робастных алгоритмов лишь в канале регулирования скорости и/или внешнем технологическом регуляторе, в случае построения трёхконтурных САР, без изменения структуры регулятора  $q$ -составляющей статорного тока и алгоритмов переключения силовых ключей инверторного модуля. На самом деле этот факт даже на руку разработчикам, поскольку позволяет упростить конечный алгоритм регулятора скорости, т.к. снижается порядок объекта управления (контур тока оптимизирован, в результате чего скомпенсирована электромагнитная постоянная времени), иными словами, объект управления представлен следующей ПФ:

$$W_{i\omega}(s) = \frac{1/k_{i\omega} \cdot k_t}{aT_\mu s + 1} k_{ic}, \quad (14)$$

где  $k_{ot}$ ,  $k_{oc}$  – коэффициенты обратной связи по току и скорости соответственно;  $aT_\mu$  – малая некомпенсируемая постоянная времени в контуре (по аналогии с классической оптимизацией).

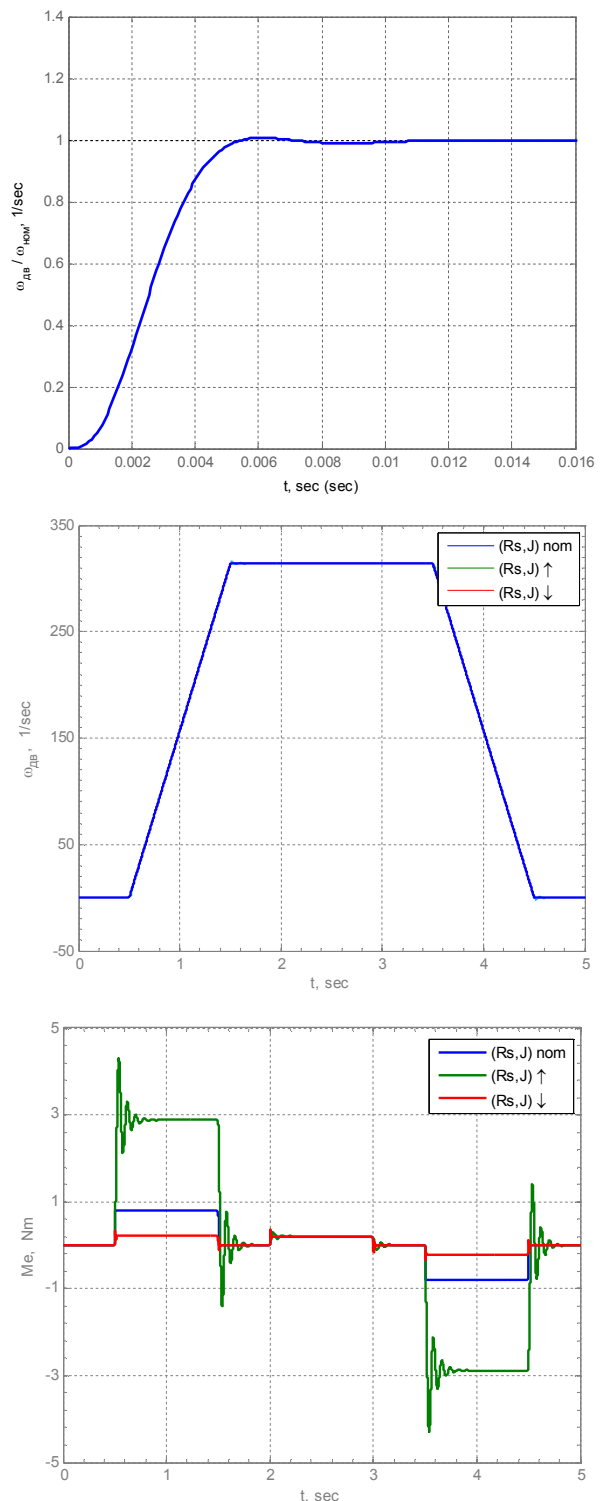


Рисунок 4 – Результаты моделирования робастной САР с  $H_\infty$ -субоптимальным регулятором скорости для различного задающего воздействия при одновременном изменении момента инерции  $J$  и сопротивления обмотки статора  $R_s$  в четыре раза

от номинальных параметров для следующего соотношения постоянных времени электропривода:

$$\begin{aligned} (R_s, J)_{\text{ном}} &\rightarrow T_M / T_s = 1,12; \\ (R_s, J) \uparrow &\rightarrow T_M \uparrow / T_s \downarrow = 71,45; \\ (R_s, J) \downarrow &\rightarrow T_M \downarrow / T_s \uparrow = 0,01 \end{aligned}$$

При создании обобщенного объекта **P** использовались следующие весовые функции:

$$\mathbf{W}_S = \frac{s/M + \omega_0}{s + \omega_0 A} \frac{1}{s}; \quad \mathbf{W}_R = 0,01, \quad (15)$$

где  $A = 0,001$  ( $-60$  дБ) – желаемая максимально допустимая установившаяся ошибка в установившемся режиме;  $\omega_0 = 200 \text{ с}^{-1}$  – желаемая полоса пропускания;  $M = 2$  ( $6$  дБ) – пик чувствительности.

Следует отметить, что для повышения порядка астатизма замкнутой системы по каналу возмущения в весовую функцию  $\mathbf{W}_S$  введена интегральная составляющая  $1/s$ .

Синтезированный средствами Robust Control Toolbox  $H_\infty$ -субоптимальный регулятор скорости представим передаточной функцией:

$$K_\infty(s) = \frac{385s^3 + 6,18e6s^2 + 3,202e8s - 0,0008404}{s^4 + 1,621e4s^3 + 3,413e6s^2 + 6,819e5s + 0,68},$$

при этом достигнутая  $H_\infty$ -норма замкнутой системы, полученная в ходе итерационного процесса,  $-0,992$ .

С помощью эффективных алгоритмов понижения порядка системы MATLAB полученный регулятор был редуцирован:

$$K_{\text{ред}}(s) = \frac{385s^2 + 2,001e4s + 9,925e-10}{s^3 + 213,3s^2 + 42,62s + 4,262e-5}.$$

При практической реализации  $K_{\text{ред}}(s)$  представлен в виде State-Space модели. Такт просчёта реализованного контура регулирования скорости составляет 62,5 мкс. На рис. 5 представлены результаты работы электропривода с синтезированным  $H_\infty$ -субоптимальным регулятором скорости для различных видов задающего воздействия при работе двигателя вхолостую, а также при действии момента нагрузки (эксперимент проводился для увеличенного момента инерции в два раза от расчётного значения).

**ВЫВОДЫ.** Синтезирован робастный  $H_\infty$ -субоптимальный регулятор скорости СДПМ в условиях неполной информации об объекте и с учетом его неопределенностей. Полученный  $H_\infty$ -регулятор обеспечивает системе управления робастные характеристики качества и заданную точность поддержания скорости. Разработаны программные коды (m-файлы) в системе MATLAB, позволяющие алгоритмизировать процедуру синтеза робастных САР для электромеханических объектов  $n$ -го порядка. Предложенные алгоритмы управления реализованы в реальном «железе», проведены экспериментальные исследования работы электропривода, которые подтверждают основные идеи, положенные в основу робастного управления. Практическая реализация  $H_\infty$ -регулятора на действующих промышленных объектах с ПЧ SINAMICS может быть осуществлена средствами технологии программирования DCC (Drive Control Charts), а также технологического программного обеспечения SIMOTION SCOUT.

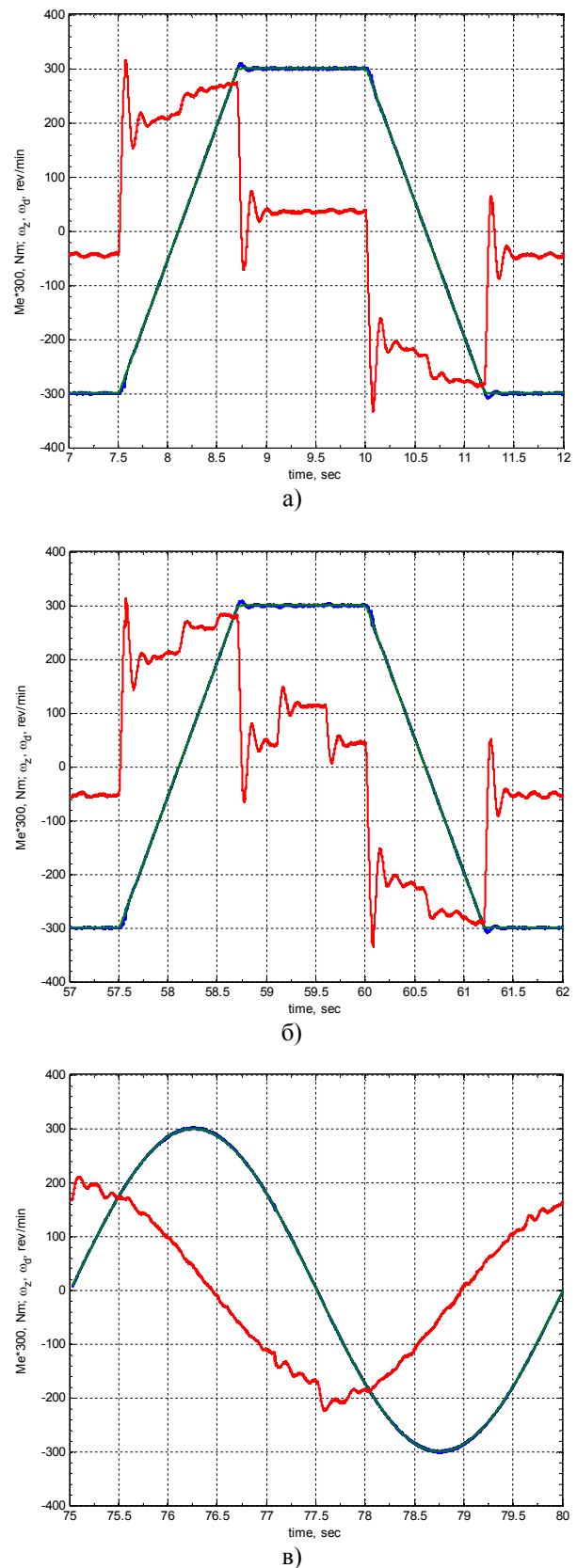


Рисунок 5 – Экспериментальные исследования ЭП с синтезированным  $H_\infty$ -субоптимальным регулятором скорости для различных видов задающего воздействия при увеличении момента инерции  $J$  в два раза от расчётного значения: а), в) без нагрузки; б) с нагрузкой

## ЛИТЕРАТУРА

1. Doyle J.C., Glover K., Khargonekar P.P., Francis B.A. State-space solutions to standard  $H_2$  and  $H_\infty$  control problems // *IEEE Trans. Automat. Control.* – 1989. – Iss. 34. – № 8. – PP. 831–847.
2. Glover K. All optimal Hankel-norm approximations of linear multivariable systems and their  $L_\infty$  error bounds // *Int. J. Control.* – 1984. – Iss. 39.
3. Zames G. Feedback and optimal sensitivity: Model reference transformations, multiplicative seminorms, and approximate inverses // *IEEE Trans. Automat. Control.* – 1981. – Iss. 26. – № 2. – PP. 301–320.
4. Методы робастного, нейро-нечеткого и адаптивного управления / Под ред. Н.Д. Егупова. – М.: Изд-во МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2002. – 744 с.
5. Фираго Б.И. Расчет характеристик показателей трехфазных вентильных двигателей переменного тока // *Вісник Кременчуцького державного університету імені Михайла Остроградського.* – Кременчук: КДПУ, 2010. – Вип. 3/2010 (62), ч. 1. – С. 48–52.
6. Полилов Е.В., Мотченко А.И., Руднев Е.С. и др. Разработка и практическая реализация робастных алгоритмов управления автоматизированным

синхронным электроприводом на основе  $H_2$ - и  $H_\infty$ -оптимизации. // *Электротехнические и компьютерные системы.* – К.: Техника, 2011. – № 3 (79). – С. 60–69.

7. Полилов Е.В., Зеленев А.Б., Руднев Е.С. Синтез робастной системы управления явнополюсной синхронной машины. // *Вісник Національного технічного університету «Харківський політехнічний інститут».* – Харків: НТУ «ХПІ», 2008. – № 30. – С. 136–140.

8. Полилов Е.В., Зеленев А.Б., Руднев Е.С. Практический подход к выбору весовых функций для  $H_\infty$ -теории робастного управления. // *Вісник Кременчуцького державного політехнічного університету ім. Михайла Остроградського.* – Кременчук: КДПУ, 2008. – Вип. 3/2009 (56), ч. 2. – С. 17–24.

9. Полилов Е.В., Батрак А.М., Руднев Е.С. и др. Исследовательский стенд для апробации алгоритмов управления сложными электромеханическими системами // *Электротехнические и компьютерные системы.* – К.: Техника, 2011. – № 3 (79). – С. 481–487.

#### PRACTICAL IMPLEMENTATION AND RESEARCH OF ROBUST CONTROL ALGORITHM SYNCHRONOUS ELECTRIC DRIVE

**E. Rudnev**

Donbass State Technical University

prosp. Lenina, 16, Alchevsk, 94204, Ukraine. E-mail: rudnev\_evgen@mail.ru

The paper presents a synthesis of robust control systems automated synchronous electric drive with  $H_\infty$ - suboptimal speed control, operating in conditions of incomplete information about the facility and because of its structural uncertainty. The synthesized controller provides robust stability and performance for all admissible uncertainties object.

**Key words:** synchronous electric drive, robust control, uncertainty.

## REFERENCES

1. Doyle J.C., Glover K., Khargonekar P.P., Francis B.A. State-space solutions to standard  $H_2$  and  $H_\infty$  control problems // *IEEE Trans. Automat. Control.* – 1989. – Iss. 34. – № 8. – PP. 831–847.
2. Glover K. All optimal Hankel-norm approximations of linear multivariable systems and their  $L_\infty$  error bounds // *Int. J. Control.* – 1984. – Iss. 39.
3. Zames G. Feedback and optimal sensitivity: Model reference transformations, multiplicative seminorms, and approximate inverses // *IEEE Trans. Automat. Control.* – 1981. – Iss. 26. – № 2. – PP. 301–320.
4. *Methods of robust, neuro-fuzzy and adaptive control* / Ed. N.D. Yegupova. – M.: Publishing House of the MSTU N.E. Bauman, 2002. – 744 p. [in Russian]
5. Firago B.I. Calculation of the 3-phase permanent magnet synchronous motor characteristics and parameters // *Transaction Kremenchuk Mykhaylo Ostrogradskiy State University.* – Kremenchuk: KSU, 2010. – № 3/2010 (62), part 1. – PP. 48–52. [in Russian]
6. Polilov E.V., Motchenko A.I., Rudnev E.S. and oth. Development and practical implementation of robust control algorithms for automated synchronous electric drive based on the  $H_2$ -and  $H_\infty$ -optimization

// *Electrotechnic and computer systems.* – K.: Technika, 2011. – № 3 (79). – PP. 60–69. [in Russian]

7. Polilov E.V., Zelenov A.B., Rudnev E.S. Robust control system synthesis of salient-pole synchronous machine // *Transaction National technical university «Kharkiv polytechnic institute».* – Kharkiv: NTU «KhPI», 2008. – № 30. – PP. 136–140. [in Russian]

8. Polilov E.V., Zelenov A.B., Rudnev E.S. A practical approach to selecting weighting functions for  $H_\infty$ -theory of robust control. // *Transaction Kremenchuk Mykhaylo Ostrogradskiy State University.* – Kremenchuk: KSU, 2008. – № 3/2009 (56), part 2. – PP. 17–24. [in Russian]

9. Polilov E.V., Batrak A.M., Rudnev E.S. and oth. Research stand for testing the control algorithms of complicated electromechanical system // *Electrotechnic and computer systems.* – K.: Technika, 2011. – № 3 (79). – PP. 481–487. [in Russian]

Стаття надійшла 20.07.2012.

Рекомендовано до друку  
д.т.н., проф. Бештою О.С.