

Л.В. АКИМОВ, д-р техн. наук, проф., НТУ "ХПИ"
Д.Г. ЛИТВИНЕНКО, аспірант, НТУ "ХПИ"

**ОПТИМИЗАЦИЯ ДВУКРАТНОИНТЕГРИРУЮЩЕЙ
СИСТЕМЫ ВЕКТОРНОГО УПРАВЛЕНИЯ
АСИНХРОННЫМ ЭЛЕКТРОПРИВОДОМ
С ДВУХМАССОВОЙ МЕХАНИЧЕСКОЙ ЧАСТЬЮ
И НЕЛИНЕЙНОЙ НАГРУЗКОЙ**

Рассмотрена методика создания астатической системы регулирования скорости для двухмассового асинхронного электропривода переменного тока с векторным управлением. Реализован комплексный подход к проблеме оптимизации частотно-регулируемых на базе автономного инвертора напряжения электроприводов с двухмассовой механической частью и нелинейным моментом сопротивления.

Ключевые слова: оптимизация, векторно-управляемая система, асинхронный электропривод.

Розглянуто методику створення астатичної системи регулювання швидкості для двомасового асинхронного електроприводу змінного струму з векторним управлінням. Реалізовано комплексний підхід до проблеми оптимізації частотно-регульованих на базі автономного інвертора напруги електроприводів з двохмасовою механічною частиною і нелінійним моментом опору.

Ключові слова: оптимізація, векторно-керуюча система, асинхронний електропривод.

A creation technique of astatic speed regulation system for two-mass asynchronous alternating current electric drive with vector control is considered. The complex approach to problem of optimization of frequency-regulated on the basis of the independent voltage inverter of electric drives with two-mass mechanical part and the nonlinear moment of resistance is realized.

Key words: optimization, vector control system, asynchronous electric drives.

Введение. В ряде электроприводов металлургической промышленности существует необходимость при действии ступенчатого возмущающего воздействия (вхождение металла в валки прокатного стана) обеспечить нулевую площадь ошибки регулирования скорости. С целью решения данной задачи в [1, 2] для одномассовых электроприводов (ЭП) постоянного тока с постоянным моментом сопротивления $M_c = \text{const}$ была предложена методика построения трехкратноинтег-

рирующей системы подчиненного регулирования (СПР) скорости вращения. Кроме того, благодаря предложенному в [3] комплексному подходу по улучшению динамических характеристик, данные исследования получили свое развитие на примере систем векторного управления одномассовым асинхронным электроприводом с постоянной и нелинейной нагрузкой [4, 5] и двухмассовым ЭП с постоянной нагрузкой [6]. Отметим, что разработанные при этом методики синтеза и оптимизации астатических регуляторов скорости (РС) применимы также и для ЭП постоянного тока.

Данная статья является логическим продолжением указанных выше исследований [4-6]. Она посвящена созданию и оптимизации по критерию максимальной добротности и запаса устойчивости (МДУ) двукратноинтегрирующей системы регулирования скорости ($v_{U_3}=v_{M_c}=2$) для исходно неустойчивого двухмассового асинхронного частотно-управляемого ЭП с векторным управлением и нелинейной нагрузкой (нелинейная нагрузка характерна для режима буксования валков прокатного стана).

Целью работы является реализация комплексного подхода к улучшению динамических характеристик частотно-регулируемого двухмассового асинхронного ЭП с нелинейной нагрузкой путем синтеза астатического РС методом полиномиальных уравнений и последующей оптимизацией его параметров методом диаграмм качества управления (ДКУ), способствующей увеличению добротности системы и ее запаса устойчивости.

Постановка задач исследования. Для достижения поставленной цели в статье решаются следующие задачи:

- непосредственный синтез полиномиальным методом регулятора скорости с астатизмом второго порядка для двукратноинтегрирующей ($v_{U_3}=v_{M_c}=2$) системы векторно-управляемого асинхронного ЭП;

- синтез полиномиальным методом РС с астатизмом первого порядка и использовании явления параметрического астатизма для получения РС с $v=2$;

- синтез полиномиальным методом РС с астатизмом первого порядка и построение на его основе методом систем подчиненного регулирования (СПР) двукратноинтегрирующей ($v_{U_3}=v_{M_c}=2$) системы;

- оптимизация исследуемых систем с $v=2$ методом ДКУ по критерию максимальной добротности и запаса устойчивости.

Материалы исследования. На рис. 1 в традиционных обозначениях приведена система векторного управления асинхронным элект-

роприводом с двухмассовой механической частью и нелинейной нагрузкой вида:

$$M_C = \begin{cases} M_{C0} + \beta_{C1}\omega; & \beta_{C1} = 18 \text{ Н} \cdot \text{м} \cdot \text{с}; & M_{C0} = 0 \text{ Н} \cdot \text{м}; & 0 \leq \omega \leq 10 \text{ с}^{-1}; \\ -\beta_C \omega; & |\beta_C| = 30 \text{ Н} \cdot \text{м} \cdot \text{с}; & & 10 \leq \omega \leq 15 \text{ с}^{-1}; \\ +\beta_{C2}\omega; & \beta_{C2} = 2,5 \text{ Н} \cdot \text{м} \cdot \text{с}; & & 15 \leq \omega \leq 75 \text{ с}^{-1}. \end{cases} \quad (1)$$

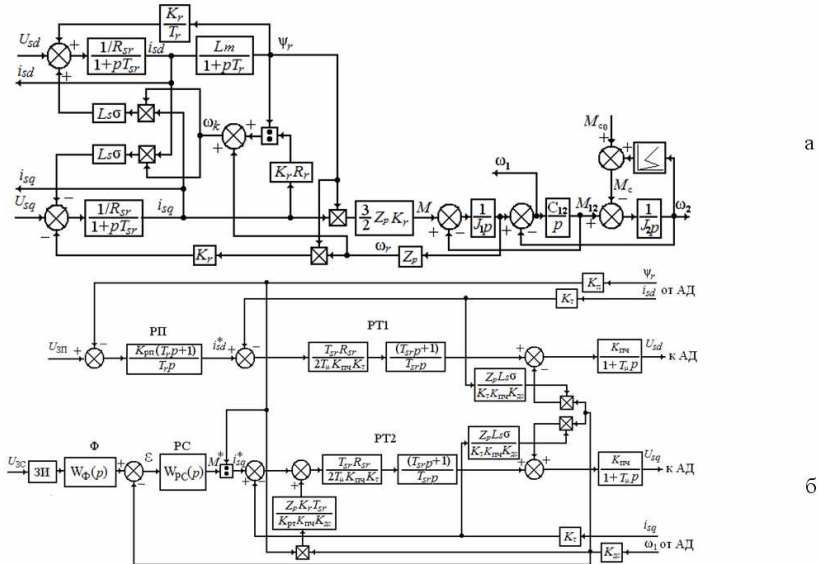


Рис. 1 – Структурная схема АД с КЗ ротором во вращающейся системе координат: а – ориентированная по потокосцеплению ротора; б – система его векторного управления с компенсацией перекрестных обратных связей.

При условии постоянства потокосцепления ротора Ψ_{r0} и компенсации взаимовлияния каналов асинхронного двигателя (АД) в основу исследований взята одноканальная структура рис. 2.

В работе [6] для двухмассового ЭП с постоянной нагрузкой были предложены и реализованы три методики синтеза регуляторов скорости с астатизмом второго порядка. Применим указанные наработки для рассматриваемой системы с нелинейной нагрузкой.

Первая методика синтеза двукратноинтегрирующей системы.

Проведем непосредственный синтез полиномиальным методом астатического РС ($v=2$) пониженного порядка.

С учетом возможности представления передаточной функции

и "нейтральные" нули и полюсы, за исключением расположенных в точке $p=0$, компенсация которых неприемлема из-за нарушения условия грубости; $s=0, 1, 2$ – количество полюсов объекта в точке $p=0$.

Из сравнения (3) и (4) примем:

$$Q_{\kappa+}(p)=(2T_{\mu}p+1); P_{\kappa+}(p)=1; Q_{n+}(p)=1; P_{n+}(p)=1;$$

$$Q_{-}(p)=\frac{T_c}{\omega_{12}^2} p^3 - \frac{\gamma}{(\gamma-1)\omega_{12}^2} p^2 + T_c p - 1;$$

$$P_{-}(p)=\frac{\gamma}{\omega_{12}^2} p^2 - \frac{|\beta_c|}{C_{12}} p + 1; s=0.$$

Зададимся астатизмом замкнутой системы регулирования скорости $v_{U3}=v_{Mc}=2$ и запишем на основании метода полиномиальных уравнений передаточную функцию астатического РС пониженного порядка

$$W_{PC}(p) = \frac{Q_{\kappa+}(p)M(p)}{K_0 P_{\kappa+}(p)N(p)p^{v-s}}, \quad (5)$$

где $M(p)$, $N(p)$ – неизвестные полиномы, пониженной на единицу степени $i-1$ и $j-1$ соответственно, имеющие вид:

$$M(p) = m_{i-1}p^{i-1} + \dots + m_1p + m_0; \quad (6)$$

$$N(p) = n_{j-1}p^{j-1} + \dots + n_1p + n_0.$$

Коэффициенты полиномов $M(p)$ и $N(p)$ находятся в результате решения полиномиального уравнения синтеза

$$M(p)P_{-}(p)P_{n+}(p) + N(p)Q_{-}(p)Q_{n+}(p) \cdot p^v = G(p), \quad (7)$$

где $G(p)$ – характеристический полином замкнутой системы, задаваемый исходя из условия обеспечения желаемого переходного процесса, в частности, отвечающий одному из известных стандартных распределений или их видоизменений.

Найдем, обозначаемые в виде $| \cdot |$, степени полиномов, входящих в (4), с учетом (3): $|P_{\kappa+}|=|P_{n+}|=|Q_{n+}|=0$; $|P_{-}|=|P|=2$; $|Q_{-}|=3$; $|Q_{\kappa+}|=1$; $|Q|=4$. Тогда степени полиномов $M(p)$, $N(p)$, и $G(p)$ имеют уменьшенные на единицу величины: $|M|=3$; $|N|=2$; $|G|=7$, т.е.

$$M(p) = m_3p^3 + m_2p^2 + m_1p + m_0 \text{ и } N(p) = n_2p^2 + n_1p + n_0.$$

Запишем уравнение синтеза (7) в развернутой форме слагаемых по мере убывания степени p

$$\begin{aligned}
& \frac{n_2 T_c}{\omega_{12}^2} p^7 + \left(\frac{n_1 T_c}{\omega_{12}^2} - \frac{n_2 \gamma}{(\gamma-1)\omega_{12}^2} \right) p^6 + \left(\frac{m_3 \gamma}{\omega_{12}^2} + \frac{n_0 T_c}{\omega_{12}^2} - \frac{n_1 \gamma}{(\gamma-1)\omega_{12}^2} + n_2 T_c \right) p^5 + \\
& + \left(\frac{m_2 \gamma}{\omega_{12}^2} - \frac{m_3 |\beta_c|}{C_{12}} - \frac{n_0 \gamma}{(\gamma-1)\omega_{12}^2} + n_1 T_c - n_2 \right) p^4 + \\
& + \left(\frac{m_1 \gamma}{\omega_{12}^2} - \frac{m_2 |\beta_c|}{C_{12}} + m_3 + n_0 T_c - n_1 \right) p^3 + \left(\frac{m_0 \gamma}{\omega_{12}^2} - \frac{m_1 |\beta_c|}{C_{12}} + m_2 - n_0 \right) p^2 + \quad (8) \\
& + \left(m_1 - \frac{m_0 |\beta_c|}{C_{12}} \right) p + m_0 = \alpha_7 T_0^7 p^7 + \alpha_6 T_0^6 p^6 + \alpha_5 T_0^5 p^5 + \alpha_4 T_0^4 p^4 + \\
& + \alpha_3 T_0^3 p^3 + \alpha_2 T_0^2 p^2 + \alpha_1 T_0 p + \alpha_0,
\end{aligned}$$

где $\alpha_0, \alpha_1, \alpha_2, \alpha_3, \alpha_4, \alpha_5, \alpha_6, \alpha_7$ – коэффициенты выбранного стандартного распределения; $T_0 = 1/\omega_0$ – эквивалентная малая постоянная времени системы, определяемая величиной выбираемого значения среднегеометрического корня ω_0 .

Неизвестные коэффициенты m_{i-1} и n_{j-1} полиномов $M(p)$, $N(p)$ находятся из сравнения сомножителей при одинаковых степенях p левой и правой частей уравнения (8). В ряде случаев требуются дополнительные алгебраические преобразования. Коэффициенты m_{i-1} и n_{j-1} имеют следующие значения:

$$n_2 = \frac{\alpha_7 \omega_{12}^2}{T_c \omega_0^7}; \quad n_1 = \frac{\omega_{12}^2}{T_c} \left(\frac{\alpha_6}{\omega_0^6} + \frac{n_2 \gamma}{(\gamma-1)\omega_{12}^2} \right); \quad (9)$$

$$m_1 = \frac{\alpha_1}{\omega_0} + \frac{m_0 |\beta_c|}{C_{12}}; \quad m_0 = \alpha_0;$$

$$m_2 = \frac{A}{\left(\frac{C_{12} \gamma}{|\beta_c| \omega_{12}^2} - \frac{|\beta_c|}{C_{12}} + A \right)} \left[\frac{\alpha_2}{\omega_0^2} + \frac{\alpha_3}{\omega_0^3 A} + \frac{C_{12} \alpha_4}{|\beta_c| \omega_0^4 A} + \right. \quad (10)$$

$$\left. + m_1 \left(\frac{|\beta_c|}{C_{12}} - \frac{\gamma}{\omega_{12}^2 A} \right) - \frac{m_0 \gamma}{\omega_{12}^2} - \frac{n_1}{A} \left(\frac{C_{12} T_c}{|\beta_c|} - 1 \right) + \frac{C_{12} n_2}{|\beta_c| A} \right];$$

$$m_3 = \frac{\omega_{12}^2}{\gamma} \left(\frac{\alpha_5}{\omega_0^5} - n_2 T_c + \frac{n_1 \gamma}{(\gamma-1)\omega_{12}^2} - \frac{n_0 T_c}{\omega_{12}^2} \right); \quad (11)$$

$$n_0 = m_2 - \frac{\alpha_2}{\omega_0^2} + \frac{m_0 \gamma}{\omega_{12}^2} - \frac{m_1 |\beta_c|}{C_{12}}. \quad (12)$$

Согласно (5), передаточные функции астатического РС с $\nu=2$ пониженного порядка и фильтра Φ на входе системы определяются как

$$W_{PC}(p) = \frac{K_{PC} (2T_\mu p + 1) (T_3^3 p^3 + T_2^2 p^2 + T_1 p + 1)}{(T_5^2 p^2 + T_4 p + 1) p^2};$$

$$W_\Phi(p) = \frac{1}{(T_3^3 p^3 + T_2^2 p^2 + T_1 p + 1)}, \quad (13)$$

где $K_{PC} = m_0 / K_0 n_0$; $T_1 = m_1 / m_0$; $T_2^2 = m_2 / m_0$; $T_3^3 = m_3 / m_0$; $T_5^2 = n_2 / n_0$; $T_4 = n_1 / n_0$.

Для компьютерного моделирования системы векторного управления рис. 1 принято: $C_{12} = 7260$ Нм/рад; $\omega_{12} = 193,6$ с⁻¹; $J_1 = J_2 = 0,3875$ кгм²; $\gamma = 2$; $K_f = 0,9808$; $Z_p = 4$; $T_{sr} = 0,0028$ с; $R_{sr} = 1,0657$ Ом; $T_r = 0,1088$ с; $L_s = 0,07$ Гн; $L_m = 0,0683$ Гн; $\sigma = 0,0428$. При $U_{3C} = U_{3П} = 10$ В учтено, что: $K_T = 0,1258$ В/А; $K_{дс} = 0,1384$ Вс; $K_{П} = 14,6326$ В/Вб; $K_{Пч} = 38$; $T_\mu = 0,0002$ с; $\psi_{r0} = 0,6834$ Вб. При модуле жесткости механической характеристики АД $\beta = 28,58$ Н·м·с величина жесткости падающего участка механической характеристики нагрузки взята согласно (1) на уровне $\beta_c = -30$ Н·м·с, при котором $\beta_c / \beta = -1,05$.

Так как из (9) положительность коэффициентов n_1 , n_2 , m_1 и m_0 очевидна, то значение среднегеометрического корня ω_0 системы с РС (13) находится из условия одновременной положительности коэффициентов m_2 , m_3 и n_0 (10)-(12). На рис. 3,а построены графики зависимостей $n_0 = f(\omega_0)$, $m_2 = f(\omega_0)$, $m_3 = f(\omega_0)$ для распределения "Критическое затухание переходного процесса" седьмого порядка $G(p) = p^7 + 5,5\omega_0 p^6 + 14,25\omega_0^2 p^5 + 22,125\omega_0^3 p^4 + 22,125\omega_0^4 p^3 + 14,25\omega_0^5 p^2 + 5,5\omega_0^6 p + \omega_0^7$.

Согласно рис. 3,а для проведения дальнейших исследований выберем $\omega_0 = 100$ с⁻¹. Это обеспечивает следующие значения m_{i-1} , n_{j-1} полиномов $M(p)$ и $N(p)$, постоянных времени и коэффициента усиления РС (13):

$$m_3 = 2,0426 \cdot 10^{-5} \text{ с}^3; m_2 = 0,0023 \text{ с}^2; m_1 = 0,0591 \text{ с}; m_0 = 1; n_2 = 1,45 \cdot 10^{-8} \text{ с}^2;$$

$$n_1 = 9,1 \cdot 10^{-6} \text{ с}; n_0 = 6,466 \cdot 10^{-3}; K_{PC} = 10485; T_3^3 = 2,0426 \cdot 10^{-5} \text{ с}^3; T_2^2 = 0,0023 \text{ с}^2;$$

$$T_1 = 0,0591 \text{ с}; T_5^2 = 2,2432 \cdot 10^{-5} \text{ с}^2; T_4 = 0,0141 \text{ с}.$$

При оптимизации синтезированной двукратноинтегрирующей системы по критерию МДУ, выделим в РС (13) интегральные составляющие. Для этого найдем корни полинома числителя $M(p)$ и представим его в виде произведения двух многочленов. Тогда с учетом введения

переменных b_1 и b_2 и подстановки численных значений коэффициентов получим:

$$W_{PC2}(p) = \frac{10485(0,0004p+1)}{(0,000022p^2+0,0141p+1)} \times \frac{(b_1^2 \times 0,0017p^2 + b_1 \times 0,047p + 1)}{p} \cdot \frac{(b_2 \times 0,012p + 1)}{p}; \quad (14)$$

$$W_{\Phi 2}(p) = \frac{1}{(b_1^2 \times 0,0017p^2 + b_1 \times 0,047p + 1)} \cdot \frac{1}{(b_2 \times 0,012p + 1)}.$$

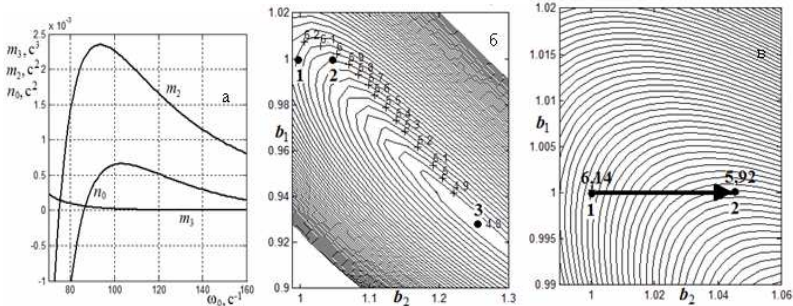


Рис. 3 – Графики зависимостей коэффициентов n_0 , m_2 и m_3 : а – от величины ω_0 ; б – диаграмма качества управления в частотной области; в – ее фрагмент.

На рис. 3,б приведена диаграмма качества управления, на которой изображены в плоскости параметров b_1 и b_2 изолинии частотного показателя колебательности M , служащего мерой запаса устойчивости. Фрагмент диаграммы изображен на рис. 3,в.

На ДКУ точка 1 соответствует исходной настройке системы при $b_1=1$, $b_2=1$ с $M=6,14$. При оптимизации $b_2=\text{var}$ и $b_1=\text{const}$ ($b_1=1$, $b_2=1,05$) точка 2 показатель колебательности M понижается до 5,92, что на 3,7% меньше исходного значения M . При одновременной настройке b_1 и b_2 ($b_1=0,925$, $b_2=1,27$) точка 3 достигнуто уменьшение показателя колебательности M на 28 % с 6,14 до 4,8.

АЧХ и переходные характеристики по скорости ω_2 при отсутствии фильтра на входе для трех рассматриваемых точек представлены на рис. 4. Они подтверждают улучшение динамических характеристик двукратноинтегрирующей системы с РС (13) в точках 2 и 3 по сравнению с исходной 1.

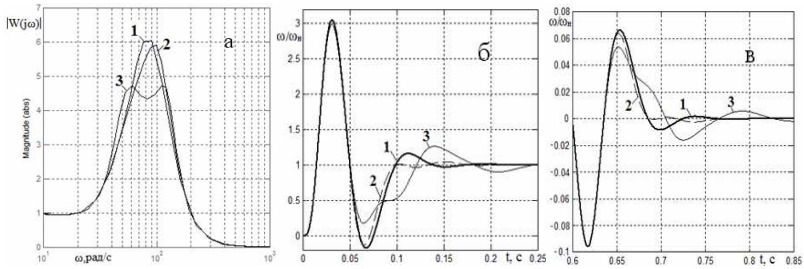


Рис.4 – Амплитудные частотные характеристики; а – замкнутой системы по скорости ω_2 ; б – переходные характеристики при отсутствии фильтра на входе системы по управлению; в – по возмущению.

Вторая методика синтеза двукратноинтегрирующей системы.

Она заключается в синтезе полиномиальным методом однократно-интегрирующей системы управления ($v_{U3}=v_{Mc}=1$) с астатическим РС пониженного порядка и использованием явления параметрического астазма для создания двукратноинтегрирующей системы с $v_{U3}=v_{Mc}=2$. Основываясь на [7], сразу запишем передаточные функции астатического РС пониженного порядка и фильтра Φ на входе системы:

$$W_{PC}(p) = \frac{K_{PC} (2T_{\mu}p + 1) (T_2^2 p^2 + T_1 p + 1)}{(T_4^2 p^2 + T_3 p + 1)p};$$

$$W_{\Phi}(p) = \frac{1}{(T_2^2 p^2 + T_1 p + 1)}, \quad (15)$$

где постоянные времени $T_1=m_1/m_0$; $T_2=m_2/m_0$; $T_4^2=n_2/n_0$; $T_3=n_1/n_0$; $K_{PC}=m_0/(n_0 K_O)$.

Расчет параметров астатического РС (15) выполнен с использованием распределения, отвечающего критическому затуханию переходного процесса шестого порядка $G(p)=\alpha_6 p^6 + \alpha_5 \omega_0 p^5 + \alpha_4 \omega_0^2 p^4 + \alpha_3 \omega_0^3 p^3 + \alpha_2 \omega_0^4 p^2 + \alpha_1 \omega_0^5 p + \alpha_0 \omega_0^6$ со значениями коэффициентов $\alpha_0=1$; $\alpha_1=4,5$; $\alpha_2=9,75$; $\alpha_3=12,375$; $\alpha_4=9,75$; $\alpha_5=4,5$; $\alpha_6=1$.

На рис. 5,а построены графики изменения коэффициентов m_{22} , m_{21} и n_0 в функции ω_0 .

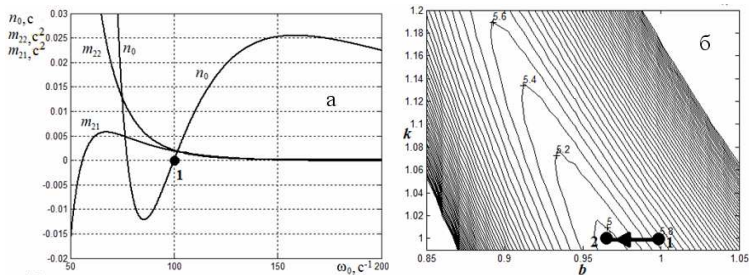


Рис. 5 – Графики зависимостей коэффициентов m_{22} , m_{21} и n_0 ; а – от величины ω_0 ; б – диаграмма качества управления в частотной области.

Согласно рис. 5,а график $n_0=f(\omega_0)$ дважды пересекает ось абсцисс при $\omega_0=75\text{c}^{-1}$ и $\omega_0=100\text{c}^{-1}$. Однако только в случае $\omega_0=100\text{c}^{-1}$, когда $m_{22}\approx m_{21}$ наблюдается явление параметрического астатизма. При введении новой постоянной времени $T_5=n_2/n_1$ и изменении коэффициента усиления регулятора скорости до величины $K_{PC}^*=m_0/K_0n_1$, передаточная функция РС (15), отвечающая параметрическому астатизму в системе, представляется как:

$$W_{PC}(p) = \frac{K_{PC}^*(2T_\mu p + 1)(T_2^2 p^2 + T_1 p + 1)}{(T_5 p + 1)p^2}. \quad (16)$$

При $n_0=0$ однократноинтегрирующая система с РС (15) становится двукратноинтегрирующей с РС (16). Величина $\omega_0=100\text{c}^{-1}$ определяет следующие значения коэффициентов полиномов $M(p)$ и $N(p)$: $m_2=0,0021\text{c}^2$, $m_1=0,0491\text{c}$, $m_0=1$ и $n_2=1,45 \cdot 10^{-6}\text{c}^3$, $n_1=0,000765\text{c}^2$ а также постоянных времени и коэффициента усиления регулятора:

$$K_{PC}^*=8862; T_2^2=0,0021\text{c}^2; T_1=0,0491\text{c}; T_5=0,0019\text{c}.$$

Проведем оптимизацию системы с РС (16) по критерию МДУ. Для этого введем в коэффициент усиления и постоянную времени числителя РС (16) переменные k и b , тогда для численных значений регулятора получим:

$$W_{PC}(p) = \frac{k \cdot 8862,3(0,0004p + 1)(b^2 \times 0,0021p^2 + b \times 0,0491p + 1)}{(0,0019p + 1)p^2}. \quad (17)$$

На рис. 5,б построена ДКУ в частотной области, где точка 1 отвечает исходной настройке РС с параметрами $k=1$ и $b=1$; точка 2 – настройка по критерию МДУ при $k=1$ и $b=0,965$.

Отметим понижение показателя колебательности M на 16%

с $M=5,8$ в исходной точке настройки 1 до $M=5$ в оптимальной по критерию МДУ точке 2. Соответствующие АЧХ и переходные характеристики приведены на рис. 6.

Третья методика синтеза двукратноинтегрирующей системы.

Допустим, что согласно первой методики синтезирована передаточная функция РС (15) для системы с астатизмом первого порядка ($v_{U3}=v_{Mc}=1$). Согласно рис. 5, который отвечает этому случаю, из условия $m_{22}=m_{21}=m_2$ выбрано $\omega_0=104 \text{ с}^{-1}$. Тогда для коэффициентов m_{i-1} , n_{j-1} имеем значения: $m_2=0,0016 \text{ с}^2$, $m_1=0,0516 \text{ с}$, $m_0=1$ и $n_2=0,00000114 \text{ с}^3$, $n_1=0,000625 \text{ с}^2$, $n_0=0,0042 \text{ с}$, а также $K_{PC}=1597$; $T_2^2=0,0016 \text{ с}^2$; $T_1=0,0516 \text{ с}$; $T_4^2=0,0003 \text{ с}^2$; $T_3=0,1473 \text{ с}$.

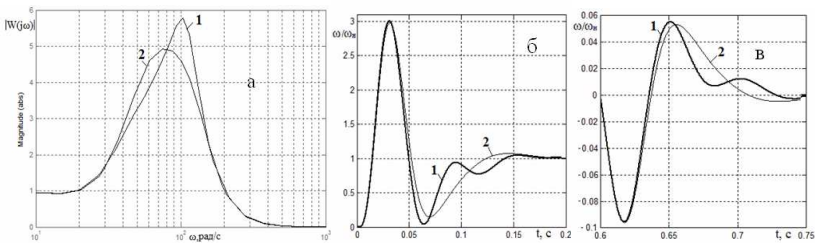


Рис. 6 – Амплитудные частотные характеристики замкнутой системы: а – по скорости ω_2 ; б – переходные характеристики по управлению; в – по возмущению.

Используя методы СПР и рекомендации, указанные в [2], а также РС (15), получим передаточную функцию астатического РС с $v=2$ и необходимого фильтра на входе системы:

$$W_{PC}(p) = \frac{K_{PC} (2T_{\mu}p + 1) (T_2^2 p^2 + T_1 p + 1)}{(T_4^2 p^2 + T_3 p + 1) p} \cdot \frac{(\gamma^* T_0 p + 1)}{\gamma^* T_0 p}; \quad (18)$$

$$W_{\Phi}(p) = \frac{1}{(T_2^2 p^2 + T_1 p + 1) (\gamma^* T_0 p + 1)},$$

где $4 \leq \gamma^* \leq \infty$ – параметр настройки.

На основании [2] примем $\gamma^*=10$. Тогда при $T_0=1/\omega_0=0,0096 \text{ с}$ передаточная функция астатического РС (18) и фильтра на входе системы, при их оптимизации по критерию МДУ за счет введения в постоянные времени полиномов числителя регулятора переменных b_1 и b_2 , принимают вид:

$$W_{PC}(p) = \frac{1597(b_1^2 \cdot 0,0016p^2 + b_1 \cdot 0,0516p + 1)(0,0004p + 1)(b_2 \cdot 0,096p + 1)}{(0,00027p^2 + 0,1473p + 1)p \cdot 0,096p}; \quad (19)$$

$$W_{\Phi}(p) = \frac{1}{(b_1^2 \times 0,0016p^2 + b_1 \times 0,0516p + 1)} \cdot \frac{1}{(b_2 \times 0,096p + 1)}.$$

Для системы векторного управления асинхронным ЭП рис. 2 с астатическим РС (19) была построена ДКУ в частотной области (рис. 7,а,б), где точка 1 отвечает исходной настройке регулятора с параметрами $b_1=1$ и $b_2=1$; точка 2 – настройка по критерию МДУ при $b_1=\text{const}$ и $b_2=\text{var}$ ($b_1=1$ и $b_2=1,025$); точка 3 – настройка по критерию МДУ при вариации двух параметров b_1 и b_2 ($b_1=1,202$ и $b_2=0,7$); точка 4 – настройка по критерию МДУ при $b_1=\text{var}$ и $b_2=\text{const}$ ($b_1=1,017$ и $b_2=1$). Кроме того, на рис. 7,в представлены амплитудные частотные характеристики замкнутой системы для четырех рассматриваемых настроек.

Согласно диаграмме и АЧХ система с исходной настройкой (точка 1) имеет показатель колебательности $M=10,9$. Оптимизация на максимальный запас устойчивости при вариации только параметра b_1 (точка 4) понижает показатель колебательности на 3,4 % до значения $M=10,54$. При настройке только параметра b_2 (точка 2) по критерию МДУ M снижается до 10,76, что на 1,3% меньше его исходного значения. Максимальный запас устойчивости $M=8,44$ достигается при одновременной вариации параметров b_1 и b_2 (точка 3). В этом случае выигрыш составляет 29 %.

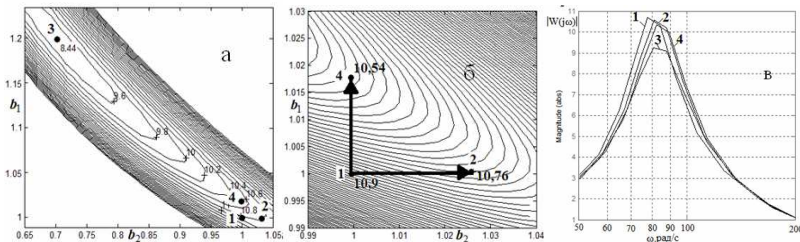


Рис. 7 – Диаграмма качества управления: а – в частотной области; б – ее фрагмент; в – амплитудные частотные характеристики замкнутой системы по скорости ω_2 для четырех точек настройки.

На рис. 8 показаны переходные характеристики по управлению – а и по возмущению – б в указанных четырех точках настройки оптимизируемой системы. Из представленных рисунков видна малая эффективность во временной области оптимизации по критерию МДУ регулятора, отвечающего формуле (19), синтезированного по третьей методике.

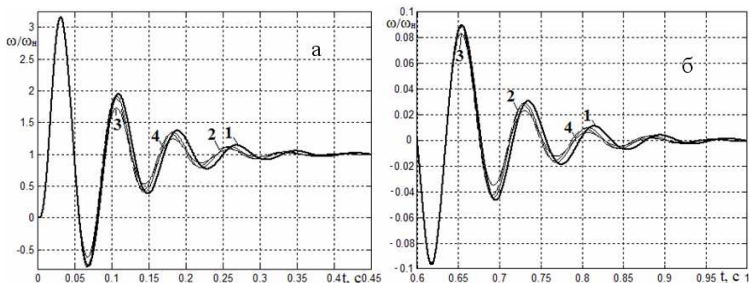


Рис. 8 – Переходные характеристики: а – по управлению; б – по возмущению.

Оценка параметрической чувствительности системы с астатическим регулятором (16) при вариации параметров C_{12} и J_2 в два раза приведена на рис. 9,а и 9,б соответственно, где представлены переходные характеристики, отвечающие: 1 – исходным значениям параметров; 2 – уменьшению параметра на 20%; 3 – увеличению параметра на 60%.

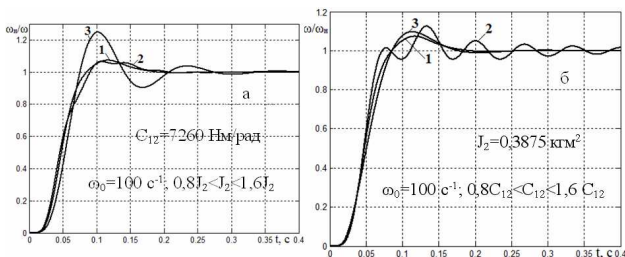


Рис. 9 – Переходные характеристики при изменении J_2 и C_{12} в системе с астатическим РС (16) с соответствующим фильтром на входе: а – при изменении C_{12} ; б – при изменении J_2 .

Выводы. На примере двухмассового частотно-управляемого асинхронного электропривода, работающего на падающем участке нелинейной характеристики нагрузки, реализован комплексный подход по улучшению динамических характеристик, основанный на поэтапном применении методов полиномиальных уравнений и диаграмм качества управления. Подтверждена эффективность разработанных методик синтеза и оптимизации систем с астатическими регуляторами скорости различной степени сложности. Указанные выводы носят общий характер и распространяются на электроприводы постоянного тока с аналогичной структурой системы управления.

Список литературы: 1. Динамика трехкратноинтегрирующей системы подчиненного регулирования привода постоянного тока / *Миткевич В.Г., Церазова Е.А., Целлагов А.П., Ямпольский Д.С.* Электричество. – 1981. – № 1. – С. 26-31. 2. *Крупович В.И.* Справочник по проектированию автоматизированного электропривода и систем управления технологическими процессами / *Крупович В.И., Барыбин Ю.Г. Самовер М.Л.* – М.: Энергоиздат, 1982. – 416 с. 3. *Акимов Л.В.* Синтез астатического регулятора скорости для системы векторного управления одномассовым асинхронным электроприводом с нелинейной нагрузкой / *Л.В. Акимов, Д.Г. Литвиненко* // Наукові праці "Донецького національного технічного університету" серія "Електротехніка і енергетика" випуск № 11 (186). – Донецьк: ДВНЗ "ДонНТУ". – 2011. – С. 16-23. 4. *Акимов Л.В.* Улучшение динамики трехкратноинтегрирующего асинхронного электропривода с векторным правлением методом диаграмм качества управления / *Л.В. Акимов, Д.Г. Литвиненко* // научно-технический журнал "Электротехнические и компьютерные системы" № 02 (78). – Киев: "Техника". – 2011. – С. 13-19. 5. *Акимов Л.В.* Синтез двукратноинтегрирующей системы векторного управления одномассовым асинхронным электроприводом с нелинейной нагрузкой / *Л.В. Акимов, Д.Г. Литвиненко, А.А. Вакуленко* // Вісник Національного технічного університету "Харківський політехнічний інститут". Збірник наукових праць. Тематичний випуск: Проблеми удосконалення електричних машин і апаратів. Теорія і практика. – Харків: НТУ "ХПИ". – 2011. – № 12. – С. 96-111. 6. *Акимов Л.В.* Динамика трехкратноинтегрирующей системы векторного управления двухмассового асинхронного электропривода с постоянной нагрузкой / *Л.В. Акимов, Д.Г. Литвиненко* // Научно-технический журнал "Электротехнические и компьютерные системы" № 05 (81). – Киев: "Техника". – 2012. – С. 7-15. 7. *Акимов Л.В.* Динамика двухмассовых систем с нетрадиционными регуляторами скорости и наблюдателями состояния: Монография / *Л.В. Акимов, В.И. Колотило, В.С. Марков.* – Харьков: ХГПУ, 2000. – 93 с.

Поступила в редколлегию 08.12.2012



Акимов Леонид Владимирович, доктор технических наук, профессор кафедры "Автоматизированные электромеханические системы", НТУ "ХПИ". В 1989 г. защитил в Московском энергетическом институте докторскую диссертацию и в 1990 году получил ученое звание профессор. Является отличником высшей школы, изобретателем СССР, награжден медалями ВДНХ СССР за выполненные разработки промышленных электроприводов. Неизменной с 1956 г. областью инженерных и научных интересов является электропривод.



Литвиненко Дмитрий Григорьевич, аспирант кафедры "Автоматизированные электромеханические системы" НТУ "ХПИ". В 2007 г. закончил Харьковский политехнический институт по специальности "Электробытовая техника". В 2007 г. поступил в аспирантуру с отрывом от производства. Научные интересы – улучшение динамических характеристик частотно-регулируемого асинхронного электропривода с векторным управлением при нелинейном характере нагрузки использованием методов полиномиальных уравнений и диаграмм качества управления.