

УДК 62-83

Л.В. АКИМОВ, д-р техн. наук, проф., НТУ "ХПИ", Харків

Д.Г. ЛИТВИНЕНКО, аспірант, НТУ "ХПИ", Харків

А.А. ВАКУЛЕНКО, магістр, НТУ "ХПИ", Харків

СИНТЕЗ ДВУКРАТНОИНТЕГРИРУЮЩЕЙ СИСТЕМЫ ВЕКТОРНОГО УПРАВЛЕНИЯ ОДНОМАССОВЫМ АСИНХРОННЫМ ЭЛЕКТРОПРИВОДОМ С НЕЛИНЕЙНОЙ НАГРУЗКОЙ

У статті реалізовано комплексний підхід до покращення динамічних характеристик частотно-регульованого асинхронного електропривода з векторним управлінням при нелінійному характері навантаження використанням методів поліноміальних рівнянь і діаграм якості керування.

В статье реализован комплексный подход к улучшению динамических характеристик частотно-регулируемого асинхронного электропривода с векторным управлением при нелинейном характере нагрузки использованием методов полиномиальных уравнений и диаграмм качества управления.

Введение. Для получения нулевой площади ошибки регулирования скорости, при подаче ступенчатого возмущающего воздействия, необходимо спроектировать систему управления электроприводом (ЭП) с астатизмом второго порядка по нагрузке. Решение вышеуказанной задачи на примере ЭП постоянного тока с постоянным моментом сопротивления $M_c = \text{const}$ выполнено в [1, 2], где предложена методика построения трехкратноинтегрирующей системы подчиненного регулирования (СПР) скорости вращения. Разработанная система имеет третий порядок астатизма по управлению ($v_{U_3}=3$) и второй порядок – по возмущению ($v_{M_c}=2$). Наличие падающего участка в нелинейном характере нагрузки ЭП с жесткостью $\beta_c < 0$ приводит к исходной неустойчивости объекта управления в контуре скорости. Как следствие, в традиционной СПР с регулятором, предложенным в [1, 2], понижается на единицу порядок астатизма по управлению ($v_{U_3}=v_{M_c}$) и возникают автоколебательные режимы, ухудшающие качество технологического процесса и делающие систему практически неработоспособной. Желаемая динамика электропривода с учетом нелинейного характера момента сопротивления успешно достигается полиномиальным методом синтеза

регуляторов [3, 4]. Метод позволяет ликвидировать нежелательные автоколебательные режимы и задать системе необходимые астатические свойства при широком диапазоне изменения параметров объекта.

Необходимо отметить, что современный асинхронный ЭП с векторным управлением, который в последние годы вытесняет глубокорегулируемый ЭП постоянного тока, имеет также классическую структуру СПР [5].

Теоретический и практический интерес представляет собой создание двукратноинтегрирующей системы регулирования скорости ($v_{U_3} = v_{Mc} = 2$) для исходно неустойчивого одномассового асинхронного частотно-управляемого ЭП с векторным управлением и нелинейной нагрузкой. Синтез необходимого регулятора скорости (РС) предлагается осуществить методом полиномиальных уравнений. Улучшение динамических и точностных свойств полученной системы выполним оптимизацией параметров РС по критерию максимальной добротности и запаса устойчивости (МДУ) [6], лежащего в основе разработанных в [7] диаграмм качества управления (ДКУ).

Целью работы является реализация комплексного подхода к устранению автоколебаний в частотно-регулируемом одномассовом асинхронном ЭП с нелинейной нагрузкой путем синтеза астатического РС методом полиномиальных уравнений и последующей оптимизацией его параметров методом ДКУ, способствующей увеличению добротности системы и ее запаса устойчивости.

Задачи исследования.

Для достижения поставленной цели в статье решаются следующие задачи:

- синтез полиномиальным методом астатического регулятора скорости векторно-управляемого асинхронного ЭП с $v_{U_3} = v_{Mc} = 2$;
- оценка влияния параметров синтезированного РС на динамические и точностные свойства системы;
- оптимизация системы методом диаграмм качества управления по критерию максимальной добротности и запаса устойчивости;
- проведение сравнительного анализа переходных процессов в исходной, настроенной традиционным методом СПР, синтезированной полиномиальным методом и оптимизированной системах с полной двухканальной структурой асинхронного ЭП.

Синтез астатического регулятора полиномиальным методом. В основу исследования положим одноканальную структуру одномассового частотно-регулируемого асинхронного электропривода, представленную в общепринятых обозначениях на рис. 1.

нагрузки; T_μ – малая постоянная времени контура тока; $T_c = J/|\beta_c|$ – механическая постоянная времени; J – приведенный к валу двигателя момент инерции; $K_2=(T_{sr}+T_\mu)/(T_{sr}+2T_\mu)$; T_{sr} – электромагнитная постоянная времени цепи статора.

Присутствие в составе передаточной функции (3) неминимально фазового звена приводит к исходной неустойчивости объекта в контуре скорости. Это обосновывает необходимость использования метода полиномиальных уравнений для синтеза РС.

Согласно методу полиномиальных уравнений [8] представим полиномы (3) числителя $P(p)$ и знаменателя $Q(p)$ в виде компенсируемых регулятором $P_{\kappa+}(p)$, $Q_{\kappa+}(p)$, некомпенсируемых по желанию $P_{n+}(p)$, $Q_{n+}(p)$, и не подлежащих компенсации из-за нарушения условия грубости $P_{-}(p)$, $Q_{-}(p)$ полиномов и определим их степени, обозначаемые в виде $|s|$, с учетом отсутствия в (3) элемента, обладающего астатизмом s ($s=0$):

$$Q_{\kappa+}(p)=(4T_\mu K_2 p+1); P_{\kappa+}(p)=1; P_{n+}(p)=1; Q_{n+}(p)=1; P_{-}(p)=1; Q_{-}(p)=T_c p-1; \\ |P_{\kappa+}/|=0; |P_{n+}/|=0; |P_{-}|=0; |Q_{\kappa+}/|=1; |Q_{n+}/|=0; |Q_{-}|=1; |Q|=2.$$

Зададимся желаемым порядком астатизма замкнутой системы регулирования скорости $v=2$ и запишем на основании метода полиномиальных уравнений [8] передаточную функцию астатического РС в виде

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

где $M(p)$, $N(p)$ – неизвестные полиномы, соответственно имеющие вид:

$$M(p) = m_i p^i + m_{i-1} p^{i-1} + \dots + m_1 p + m_0; \\ N(p) = n_j p^j + n_{j-1} p^{j-1} + \dots + n_1 p + n_0. \quad (6)$$

Для степени полиномов $M(p)$, $N(p)$, и $G(p)$ будем иметь:

$$|M|=|Q_{-}|+|Q_{n+}/|+v-1=1+0+2-1=2; \quad |N|=|Q_{-}|/|P_{\kappa+}/|-1=2-0-1=1; \\ |G|=|M|+|N|+1=2+1+1=4,$$

т.е. $M(p) = m_2 p^2 + m_1 p + m_0$ и $N(p) = n_1 p + n_0$.

Полиномиальное уравнение синтеза имеет вид

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

и в развернутой форме слагаемых по мере убывания степени p представляется как

$$n_1 T_c p^4 + (n_0 T_c - n_1) p^3 + (m_2 - n_0) p^2 + m_1 p + m_0 =$$

$$= T_0^4 p^4 + \alpha_3 T_0^3 p^3 + \alpha_2 T_0^2 p^2 + \alpha_1 T_0 p + \alpha_0, \quad (8)$$

где $G(p)$ – характеристический полином замкнутой системы, задаваемый исходя из условия обеспечения желаемого переходного процесса, в частности, отвечающий одному из известных стандартных распределений [9, 10] или их видоизменений [3, 11]; $T_0=1/\omega_0$ – эквивалентная малая постоянная времени системы, определяющаяся величиной выбираемого значения среднегеометрического корня ω_0 .

Неизвестные коэффициенты m_i и n_j полиномов $M(p)$, $N(p)$ находятся из сравнения сомножителей при одинаковых степенях p левой и правой частей уравнения (8). Они имеют значения:

$$n_1 = \frac{1}{T_c \omega_0^4}; \quad n_0 = \frac{1}{T_c} \left(\frac{\alpha_3}{\omega_0^3} + n_1 \right); \quad m_2 = \frac{\alpha_2}{\omega_0^2} + n_0; \quad m_1 = \frac{\alpha_1}{\omega_0}; \quad m_0 = \alpha_0. \quad (9)$$

Анализ (8) показывает, что в данном случае недопустимо понижение порядка степени полиномов $M(p)$, $N(p)$ и $G(p)$ на единицу, так как при потере коэффициентов m_2 и n_1 коэффициенты при p^2 вступают в противоречие: $-n_0 p^2$ не может быть равно $+\alpha_2 T_0^2 p^2$.

Оценка параметров синтезированного РС. Согласно (5), передаточная функция синтезированного РС полного порядка определяется как

$$W_{PC}(p) = \frac{K_{PC}(4T_M K_2 p + 1)(T_1^2 p^2 + T_2 p + 1)}{(T_3 p + 1)p^2}, \quad (10)$$

где $K_{PC}=m_0/K_0 n_0=m_0 K_T \beta c/1,5 Z p K_r \Psi_{r0} K_{DC} n_0$; $T_1=m_2/m_0$; $T_2= m_1/m_0$; $T_3=n_1/n_0$.

Проверим работоспособность системы регулирования скорости с синтезированным регулятором (10) на базе АД типа *МТКФ* 312-8 со следующими параметрами: $P_n=13$ кВт; $n_n=690$ об/мин; $U_n=380$ В; $I_n=31,8$ А; $\Psi_{r0}=0,6834$ Вб; $I_0=27,7$ А; $\cos\varphi_0=0,088$; $\cos\varphi=0,63$; $\eta=76\%$; $GD^2=1,55$ кгм²; $R_s=0,45$ Ом; $X_{sl}=0,53$ Ом; $R'_r=0,64$ Ом; $X'_{rl}=0,42$ Ом; $T_M=0,012$ с; $T_3=0,0074$ с; $m=T_M/T_3=1,62$; $\beta=28,58$ Н·м·с; $T_c=0,013$ с и преобразователя частоты, для которого $K_{ПЧ}=38$; $T_{\mu}=0,002$ с.

В результате расчетов для полной двухканальной структуры частотно-регулируемого асинхронного ЭП, представленной на рис. 2, получено: $K_1=0,4129$; $K_2=0,7065$; $Kr=0,9808$; $Zp=4$; $Tsr=0,0028$ с; $Rsr=1,0657$ Ом; $J=0,3875$ кгм²; $Tr=0,1088$ с; $Ls=0,07$ Гн; $Lm=0,0683$ Гн; $\sigma=0,0428$. При $U_{3C}=U_{3П}=10$ В учтем, что: $K_T=0,1258$ В/А; $K_{DC}=0,1384$ Вс; $K_{ПЧ}=14,6326$ В/Вб.

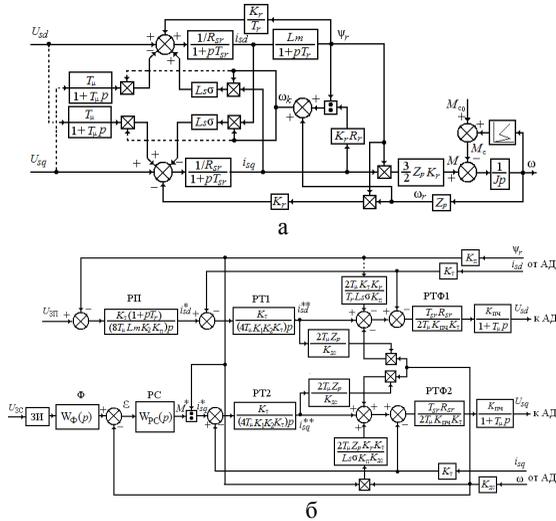


Рис. 2. Структурная схема АД с КЗ ротором во вращающейся системе координат:

На рис. 2 приведена структурная схема АД с КЗ ротором во вращающейся системе координат, ориентированной по потокоцеплению ротора (а) и система его векторного управления с компенсацией перекрестных обратных связей (б) в которой передаточные функции регуляторов тока и потока имеют численные значения:

$$W_{РТФ1}(p) = W_{РТФ2}(p) = 0,1568; W_{РТ1}(p) = W_{РТ2}(p) = \frac{428,49}{p};$$

$$W_{ПН}(p) = \frac{1,2089(0,1088p + 1)}{0,1088p}.$$

При этом синтезированный с $M_c = \text{const}$ по традиционной методике [1, 2, 5] для $\gamma = 5,44$ ПИ² – РС, обеспечивающий второй порядок астатизма по возмущению и фильтр Φ , имеют вид:

$$\begin{aligned} W_{РС}(p) &= \frac{JK_T(16T_\mu K_2 p + 1)}{192\Psi_{r0} T_\mu^2 K_2^2 Z_p K_{ДС} K_r p} \times \frac{(\gamma 4T_\mu K_2 p + 1)}{\gamma 4T_\mu K_2 p} = \\ &= \frac{7,75(0,0226p + 1)}{0,0226p} \frac{(5,44 \times 0,0057p + 1)}{5,44 \times 0,0057p}; \end{aligned}$$

$$W_\Phi(p) = \frac{1}{(16T_\mu K_2 p + 1)(\gamma 4T_\mu K_2 p + 1)} = \frac{1}{(0,00069p^2 + 0,0534p + 1)}. \quad (11)$$

При модуле жесткости механической характеристики выбранного АД $\beta=28,58$ Н·м·с величина жесткости падающего участка механической характеристики нагрузки взята на уровне $\beta_c=-30$ Н·м·с. В этом случае параметр $b=\beta_c/\beta=-1,05$ и система становится динамически неустойчивой, что существенно усложняет ее настройку [12].

В исследованиях принято, что нелинейная нагрузка ЭП имеет следующий характер:

$$M_c = \begin{cases} M_{c0} + \beta_{c1}\omega; & \beta_{c1} = 18 \text{ Н} \cdot \text{м} \cdot \text{с}; & M_{c0} = 0 \text{ Н} \cdot \text{м}; & 0 \leq \omega \leq 10 \text{ с}^{-1}; \\ -\beta_c\omega; & |\beta_c| = 30 \text{ Н} \cdot \text{м} \cdot \text{с}; & & 10 \leq \omega \leq 15 \text{ с}^{-1}; \\ +\beta_{c2}\omega; & \beta_{c2} = 2,5 \text{ Н} \cdot \text{м} \cdot \text{с}; & & 15 \leq \omega \leq 75 \text{ с}^{-1}. \end{cases} \quad (12)$$

Определение параметров передаточной функции синтезированного астатического РС (10) осуществим, используя распределение Баттерворта [9] с коэффициентами: $\alpha_0=1$; $\alpha_1=2,6$; $\alpha_2=3,4$; $\alpha_3=2,6$. Зададим значение среднегеометрического корня замкнутой системы $\omega_0=80 \text{ с}^{-1}$.

По зависимостям (9) рассчитаем величины коэффициентов полиномов $M(p)$ и $N(p)$: $n_1=0,00000189 \text{ с}^3$; $n_0=0,00053948 \text{ с}^2$; $m_2=0,0011 \text{ с}^2$; $m_1=0,0325 \text{ с}$; $m_0=1$, которые определяют необходимое значение передаточной функции РС и фильтра Ф на входе системы рис. 2,б:

$$W_{PC}(p) = \frac{12567(0,0057p+1)(0,0011p^2+0,0325p+1)}{(0,0035p+1)p^2};$$

$$W_{\Phi}(p) = \frac{1}{(0,0011p^2+0,0325p+1)}. \quad (13)$$

На рис. 3 показаны результаты компьютерного исследования асинхронного ЭП, отвечающего его полной структуре рис. 2, с традиционным ПИ² – РС при его работе на пониженной скорости $\omega=11 \text{ с}^{-1}$, соответствующей падающему участку нелинейной характеристики нагрузки с расчетной величиной $\beta_c=-30$ Н·м·с (осциллограмма а). Случаю $\beta_c=0$ отвечает осциллограмма б. Выходу ЭП на участок с $\beta_c=2,5$ Н·м·с при номинальной скорости $\omega=72,2 \text{ с}^{-1}$ соответствует осциллограмма в. Разгон ЭП с фильтром на входе от датчика интенсивности (ЗИ) до скорости $\omega=11 \text{ с}^{-1}$ с временем разгона $t_p=t_{зи}=0,4$ секунды представлен на осциллограмма г.

Как и ожидалось, работа асинхронного ЭП с традиционно рассчитанным ПИ² - РС на падающем участке характеристики нагрузки, сопровождается возникновением автоколебаний, которые не только негативно влияют на качество переходных процессов, но и делают систему неработоспособной.

Переходные характеристики системы рис. 2 с синтезированным полиномиальным методом астатическим РС (10) в тех же режимах работы приведены на рис. 4.

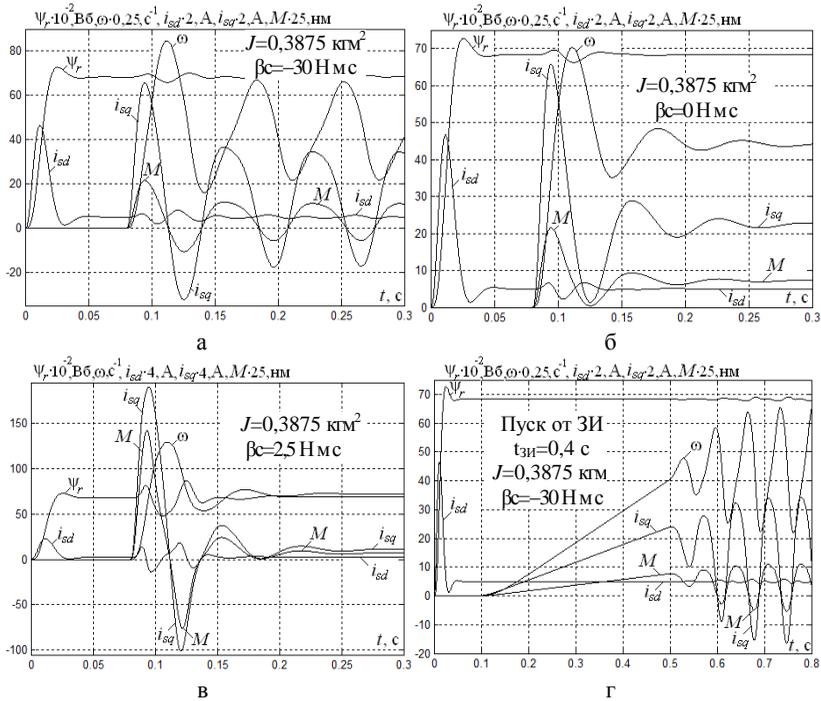


Рис. 3. Результаты компьютерного моделирования характеристик асинхронного ЭП.

Представленные осциллограммы подтверждают возможность полиномиального метода обеспечить устойчивость исходно неустойчивого объекта с нелинейным характером нагрузки. Система успешно работает на падающем участке нагрузки с $\beta_c = -30 \text{ Нм} \cdot \text{с}$ (а), при $\beta_c = 0 \text{ Нм} \cdot \text{с}$ (б), и на восходящем участке при $\beta_c = 2,5 \text{ Нм} \cdot \text{с}$ (в). Имеющиеся в системе колебания скорости полностью устраняются при работе системы с фильтром от задатчика интенсивности (г).

Таким образом, можно заключить, что полиномиальный метод синтеза позволил обеспечить удовлетворительное качество переходных процессов в различных режимах работы асинхронного ЭП, в том числе и с нелинейной нагрузкой.

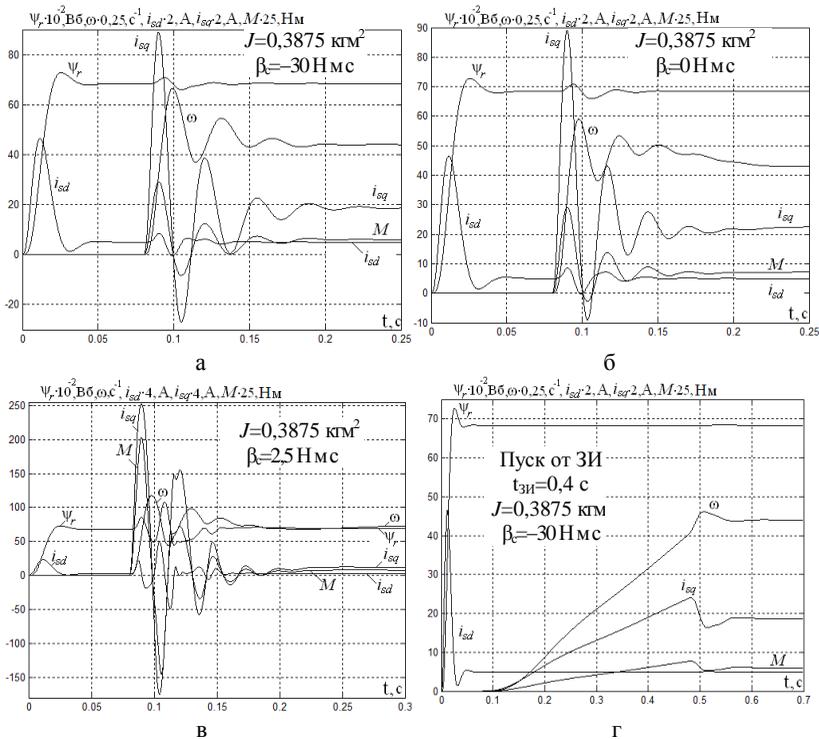


Рис. 4. Переходные характеристики системы с синтезированным полиномиальным методом астатическим РС.

Для дальнейшего улучшения качества управления синтезированной двукратноинтегрирующей системы, проведем оценку влияния параметров синтезированного РС (10), (13) на ее динамические и точностные свойства. Для этого введем безразмерные переменные в коэффициент усиления k , постоянную времени b форсирующего звена второго порядка в числителе и постоянную времени q инерционного звена в знаменателе передаточной функции РС. С учетом этого получим:

$$W_{PC}(p) = \frac{k \times K_{PC} (4T_{\mu} K_2 p + 1) (b^2 \times T_1^2 p^2 + b \times T_2 p + 1)}{(q \times T_3 p + 1) p^2}. \quad (14)$$

На основании (3) и (14) запишем уравнение контура регулирования скорости с учетом возмущающего воздействия, которое после преобразования имеет вид:

$$\omega = \frac{(b^2 \times T_1^2 p^2 + b \times T_2 p + 1)}{\frac{q \times T_3 T_c}{k \times K_{PC} K_O} p^4 + \frac{(T_c - q \times T_3)}{k \times K_{PC} K_O} p^3 + \frac{(k \times K_{PC} K_O b^2 \times T_1^2 - 1)}{k \times K_{PC} K_O} p^2 + b \times T_2 p + 1} U_{3c} -$$

$$- \frac{\frac{K_{ДС}}{k \times K_{PC} K_O \beta_c} (q \times T_3 p + 1) p^2}{\frac{q \times T_3 T_c}{k \times K_{PC} K_O} p^4 + \frac{(T_c - q \times T_3)}{k \times K_{PC} K_O} p^3 + \frac{(k \times K_{PC} K_O b^2 \times T_1^2 - 1)}{k \times K_{PC} K_O} p^2 + b \times T_2 p + 1} M_c \quad (15)$$

Анализ (15) показывает неоднозначность влияния параметров k , b и q не только на коэффициенты характеристического полинома, но и на форсирующие составляющие уравнения по управлению и возмущению. Видно, что при действии управляющего воздействия параметр b влияет как на время переходного процесса ($b \times T_2 p$), так и на величину перерегулирования ($b^2 \times T_1^2 p$). На характер реакции системы от возмущающего воздействия действуют параметры k и q .

Оптимизация системы методом диаграмм качества управления. Проведем оптимизацию параметров синтезированного РС методом диаграмм качества управления по критерию МДУ вариацией традиционных для данного случая параметров k и b . Отметим, что параметр k отвечает за добротность системы по рывку, а параметр b характеризует низкочастотное сопряжение асимптотической логарифмической амплитудной частотной характеристики разомкнутого контура скорости. В этих исследованиях параметр q примем неизменным со значением $q=1$. Оптимизацию по критерию МДУ осуществим по предложенной в [13] методике.

Диаграмма качества управления в частотной области на плоскости параметров k и b синтезированного РС для линеаризованной одноканальной структуры асинхронного ЭП рис. 1 с $\beta_c = -30$ Н·м·с без учета фильтра и задатчика интенсивности приведена на рис. 5,а. Отметим, что мерой запаса устойчивости в данном случае принят частотный показатель колебательности M . Из диаграммы следует, что при исходном значении добротности $k=1$ ($K_{PC}=12567$) и показателя колебательности $M=5$ (точка 1), перенастройка системы на линию МДУ при $k=1$ и $b=0,975$ (точка 2) обеспечивает показатель колебательности $M=4,5$, что на 11% меньше исходной величины. Максимальному значению добротности с $k=1,21$ при заданном запасе устойчивости соответствует точка 3 со значением $b=0,89$.

Результаты оптимизации во временной области полной структуры асинхронного ЭП рис. 2 с учетом нелинейного характера нагрузки пока-

заны на рис. 5,б в виде семейства переходных характеристик, соответствующих характерным точкам 1, 2 и 3 диаграммы качества управления. Переходная характеристика под номером 1 отвечает исходной настройке регулятора (13) с использованием фильтра Баттерворта 4-го порядка. Характерной точке 2 соответствует переходная характеристика, отвечающая уменьшению перерегулирования с 51% до 43,5%, достигаемому при $k=1$ и $b=0,95$. Точке с максимальной добротностью системы при заданном запасе устойчивости 51% соответствует переходная характеристика 3. Для данной характеристики получены значения параметров $k=1,2$ и $b=0,88$, при которых добротность системы повышается на 20%.

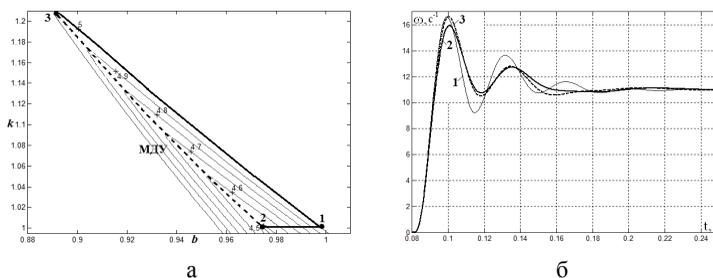


Рис. 5. Диаграмма качества управления (а) и оптимизация переходных характеристик (б) синтезированного РС.

Отметим, что склонность исследуемой системы к колебаниям объясняется высокой кратностью интегрирования и, как следствие, пониженным запасом устойчивости. Также большое влияние на динамику и точность системы оказывает наличие в ее составе неминимально фазового звена.

Сравнительный анализа переходных процессов в исходной и оптимизированной системах. Проведем анализ динамических ошибок от скачка нагрузки для случаев работы ЭП при исходной (13) и двух оптимизированных настройках РС. Соответствующие переходные характеристики по возмущению в системе рис. 2,б при различном характере нагрузки приведены на рис. 6.

Из переходных процессов на рис. 6 видно незначительное, практически отсутствующее влияние перестраиваемых по линии МДУ параметров k и b на характеристики системы по возмущению. Этого и следовало ожидать из-за различия в первом и втором слагаемом уравнения (15). Положительным свойством синтезированной системы является стремление к нулю интеграла ошибки для всех случаев настройки РС при любом характере нагрузки, включая и ее нелинейность.

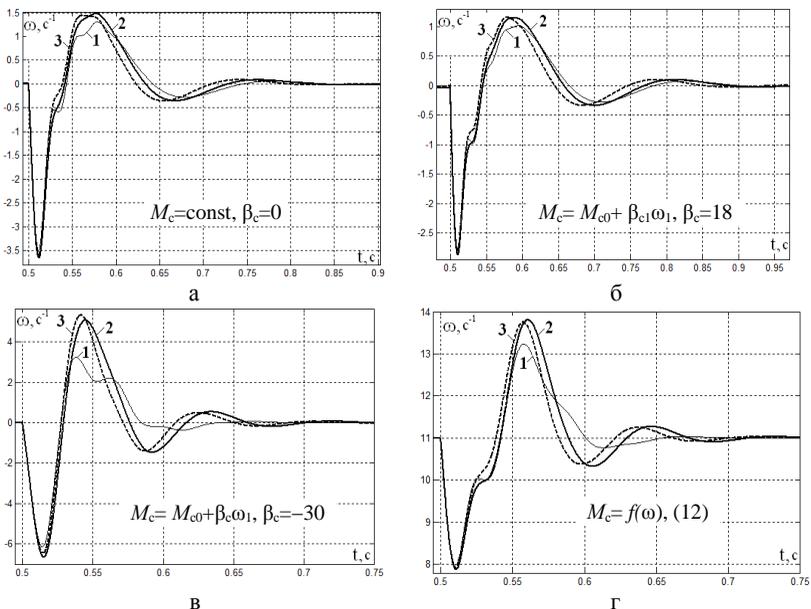


Рис. 6. Переходные характеристики по возмущению в системе при различном характере нагрузки

Таким образом, параметрическая оптимизация синтезированной двукратноинтегрирующей системы с помощью параметров k и b по критерию МДУ дает положительные результаты по управляемому воздействию: достигается уменьшение перерегулирования с 51% до 43,5% или увеличение k на 20% при $\sigma=51\%$.

Переходные характеристики скорости, потока, токов и момента асинхронного ЭП с настройкой синтезированного астатического регулятора (14) на линию МДУ в точки 2 максимального запаса устойчивости и 3 максимальной добротности с передаточными функциями фильтра $W_{\Phi}(p)=1/(b^2 \times 0,0011p^2 + b \times 0,0011p + 1)$ представлены на рис. 7 соответственно (а, б) и (в, г). Переходные процессы отвечают работе ЭП на падающем участке характеристики нагрузки от толчка задания (а, в) и задатчика интенсивности (б, г). Как и ранее удовлетворяющий требованиям переходной процесс имеет место при работе ЭП с $\beta_c=0$ и $\beta_c=2,5$.

Рассмотрим возможность повышения качества управления синтезированной системы с помощью параметра q . Отметим, некоторое сходство в расположении параметров k и q в (15).

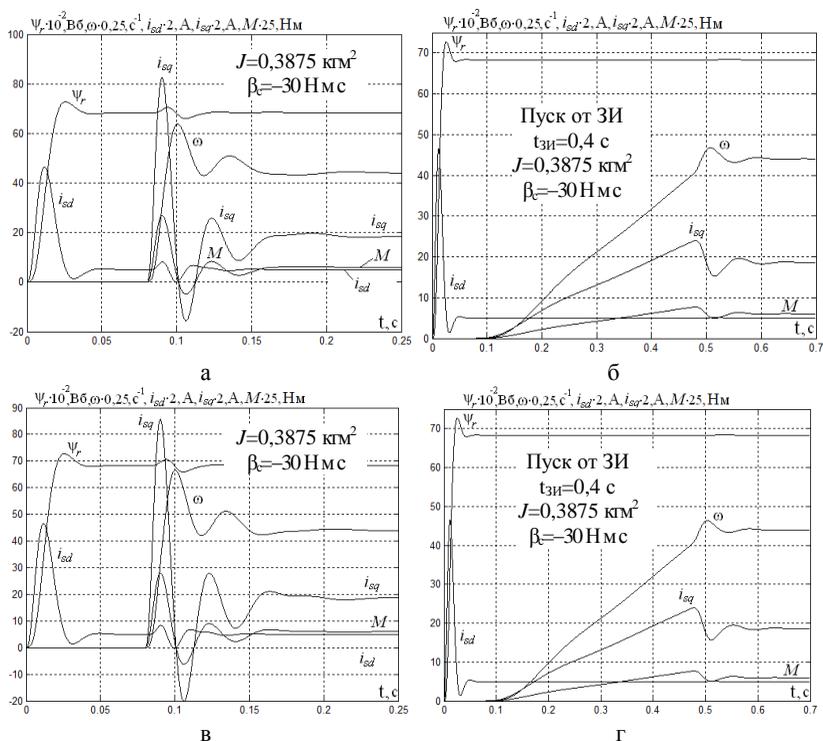


Рис. 7. Переходные характеристики асинхронного ЭП с настройкой синтезированного астатического регулятора на линию МДУ.

Это дает возможность предположить об их аналогичном влиянии на динамику системы: уменьшение параметра q соответствует увеличению k . Математическое моделирование показало, что уменьшение q одновременно повышает быстродействие и запас устойчивости системы. Поэтому нет необходимости в дополнительной вариации параметров k и b .

На рис. 8,а представлены переходные характеристики системы по управлению для случаев: А – исходная настройка РС (13) и В – настройка РС на минимум перерегулирования $\sigma=18\%$, при $q=0,15$. На рис. 8,б приведены соответствующие переходные процессы в системе при подаче ступенчатого сигнала M_{c0} в нелинейной нагрузке (12). Анализ кривых показывает уменьшение амплитуды колебаний динамической ошибки для настройки В по сравнению с А.

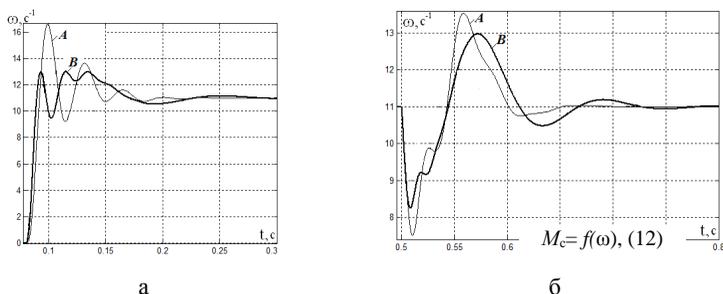


Рис. 8. Переходные характеристики системы по управлению РС.

Отметим, что инерционное звено с параметром q в синтезированном регуляторе (14) обеспечивает его физическую реализуемость и представляет собой фильтр первого порядка. Соответственно к выбору его постоянной времени с параметром q надо подходить с точки зрения наименьшего возможного значения, не противоречащего условиям помехозащищенности системы и реализуемости РС.

Проведем анализ динамических ошибок при скачке нагрузки (рис. 9) в полной структуре векторно-управляемого ЭП с настройками РС А и В для случаев его работы с различным характером нагрузки: а – при $M_c = \text{const}$; б – на восходящем участке $M_c = f(\omega)$; в – на падающем участке $M_c = f(\omega)$.

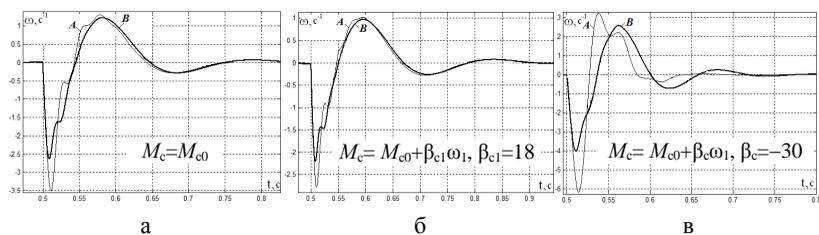


Рис. 9. Характеристики ЭП при скачке с различным характером нагрузки.

Анализ динамических ошибок рис. 9 показывает существенное уменьшение амплитуд колебаний скорости при работе ЭП на падающем участке характеристики нагрузки (12). Это отчетливо видно из сравнения рис. 9в с рис. 8б. Максимальное значение динамической ошибки $\Delta\omega_{\text{дин}} = 6,5 \text{ c}^{-1}$ уменьшено до величины $\Delta\omega_{\text{дин}} = 4 \text{ c}^{-1}$. Уменьшение просадки скорости также происходит на участках с $\beta_c = 0$ и $\beta_c > 0$. Отметим, что работа ЭП на падающем участке с $\beta_c = -30$ обеспечивает время восстановления скорости при действии нагрузки в пределах $0,2 - 0,23 \text{ с}$.

Таким образом, настройка параметров k и b по критерию МДУ обеспечивает снижение перерегулирования с 51% до 43,5% либо повышение добротности на 20% при исходном перерегулировании 51%. За счет вариации параметра q удастся не только снизить перерегулирование в системе с 51% до 21%, но и на 33% уменьшить динамическую просадку скорости при действии скачка нагрузки, не изменяя при этом нулевую площадь ошибки.

Выводы. 1. Впервые для частотно-регулируемых ЭП с векторным управлением при нелинейном характере нагрузки разработана двукратноинтегрирующая система управления с астатизмом второго порядка по управляющему и возмущающему воздействию. 2. Предложенная система в случае активной нагрузки приобретает свойства трехкратноинтегрирующей с $v_{U3}=3$ и $v_{Mc}=2$. 3. Выполнена оптимизация двукратноинтегрирующей системы управления при вариации трех параметров синтезированного астатического РС, а именно: его коэффициента усиления – k и постоянных времени форсирующей – b и апериодической – q составляющих. 4. Полученные свойства разработанной системы и возможность обеспечения нулевой площади ошибки регулирования при подаче ступенчатого сигнала нагрузки дают основание рекомендовать разработанную систему для автоматизации тех механизмов, для которых предполагалось использование трехкратноинтегрирующей СПР с двигателем постоянного тока.

Список литературы: 1. Миткевич В.Г., Церазова Е.А., Целлагов А.П., Ямпольский Д.С. Динамика трехкратноинтегрирующей системы подчиненного регулирования привода постоянного тока // *Электричество*. – 1981, – №1. – С. 26-31. 2. Крупович В.И. Справочник по проектированию автоматизированного электропривода и систем управления технологическими процессами / В.И. Крупович, Ю.Г. Барыбин, М.Л. Самовер. – М.: Энергоиздат, 1982. – 416 с. 3. Динамика двухмассовых систем с нетрадиционными регуляторами скорости и наблюдателями состояния: Монография / Л.В. Акимов, В.И. Колотило, В.С. Марков; под общей редакцией В.Б. Клепикова, Л.В. Акимова. – Харьков: ХГПУ, 2000. – 93 с. 4. Акимов Л.В., Долбня В.Т., Клепиков В.Б., Пирожок А.В. Синтез упрощенных структур двухмассовых электроприводов с нелинейной нагрузкой // Под общей редакцией В.Б. Клепикова. – Харьков: НТУ "ХПИ", Запорожье: ЗНТУ, 2002. – 160 с. 5. Системы подчиненного регулирования электропривода переменного тока с вентильными преобразователями / Слешановский О.В., Дацковский И.С., Кузнецов И.С. и др. – М.: Энергоатомиздат, 1983. – 256 с. 6. Гуль А.И. Оптимальный баланс добротности и запаса устойчивости астатических систем // *Вестник Национального технического университета "ХПИ"*. – Харьков: НТУ "ХПИ". – 2001. – Вып. 10. – С. 133-139. 7. Гуль А.И. Диаграммы качества управления многократноинтегрирующих систем //

Вестник Харьковского государственного политехнического университета. – Харьков: ХГПУ. – 2000. – Вып. 113. – С. 119-123. **8. Залялеев С.Р.** О применении метода полиномиальных уравнений для синтеза непрерывных систем электропривода // Электротехника. – 1998. – №2. – С. 48-53. **9. Красковский А.А.** Основы автоматики и технической кибернетики / А.А. Красковский, Г.С. Поспелов. – М.: Госэнергоиздат, 1962. – 600 с. **10. Осичев А.В.** Стандартные распределения корней в электроприводе // А.В. Осичев, В.О.Котляров, В.С. Марков. Тр. конф. Проблемы автоматизированного электропривода. Теория и практика. – Харьков: Основа. – 1997. – С. 104-110. **11. Толочко О.И.** Аналіз та синтез електромеханічних систем зі спостерігачами стану: навчальний посібник для студентів вищих навчальних закладів. – Донецьк: Норд – Прес, 2004. – 298с. **12. Клепиков В.Б.** О проблеме фрикционных автоколебаний в электроприводах // Электричество, 1986. – №4. – С. 59-62. **13. Гуль А.И.** Оптимизация условно устойчивых СПР с неминимально фазовыми звеньями методом диаграмм качества управления // Гуль А.И., Кунченко Т.Ю. Вісник Кременчуцького державного політехнічного університету. – Кременчук: КДПУ, 2005. – Вип. 4/2005(33). – С. 30-32.



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 г. 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 с использованием методов полиномиальных уравнений и диаграмм качества управления.



Вакуленко Антонина Александровна, магистр электромеханики. В 2008 г. закончила НТУ "ХПИ" по специальности "Автоматизированные электромеханические системы и электропривод". Инженер АОЗТ "Тяжпромавтоматика" г. Харьков.

*Поступила в редколлегию 05.04.2011
Рецензент д.т.н., проф. Клепиков В.Б.*