

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

**СИНТЕЗ И ОПТИМИЗАЦИЯ ПО КРИТЕРИЮ  
МАКСИМАЛЬНОЙ ДОБРОТНОСТИ И УСТОЙЧИВОСТИ  
СИСТЕМЫ ВЕКТОРНОГО УПРАВЛЕНИЯ  
АСИНХРОННЫМ ЭЛЕКТРОПРИВОДОМ С ОБРАТНОЙ  
СВЯЗЬЮ ПО СКОРОСТИ МЕХАНИЗМА**

Technique of designing of astatic speed regulation system with vector control are resulted for the AC asynchronous electric drive. The technique realized a complex approach to optimization of frequency-regulated drives as two-mass mechanical unit included an independent voltage inverter.

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 постоянным моментом сопротивления.

Розглянута методика створення астатичної системи регулювання швидкості для двохмасового асинхронного електроприводу змінного струму з векторним управлінням. Реалізований комплексний підхід до проблеми оптимізації частотно-регульованих на базі автономного інвертора напруги електроприводів з двохмасовою механічною частиною і постійним моментом опору.

**Введение.** Во многих исследованиях двухмассовых электромеханических систем [1-4] для получения необходимого качества переходных процессов используется обратная связь по скорости двигателя. Данный вариант построения системы регулирования скорости был рассмотрен авторами в работе [5]. С помощью комплексного использования методов полиномиальных уравнений [6] и диаграмм качества управления (ДКУ) [7] выполнен поиск наилучших динамических характеристик астатической системы регулирования скорости для двухмассового асинхронного электропривода (ЭП) переменного тока с векторным управлением по критерию максимальной добротности и запаса устойчивости (МДУ) при  $M_c = \text{const}$ . Вместе с тем, существуют такие объекты управления, для которых возможно замыкание системы обратной связью по скорости механизма. Например, фрезерно-расточной, продольно-фрезерный и другие станки, где преобразовате-

лем вращательного движения в поступательное служит передаточное устройство типа винт-гайка, шестерня-рейка, а датчиком перемещений является линейный индуктосин, импульсные сигналы которого используются для создания обратных связей по скорости и положению механизмов бабки и суппортов. Отметим также механизм поворота радиолокационной станции, где инкрементный датчик угла поворота может быть установлен на оси опорно-поворотного устройства антенны, при этом для получения сигнала скорости может использоваться асимптотический дифференциатор.

Таким образом, представляется необходимым проведение исследований по улучшению динамики системы векторного управления асинхронным электроприводом с обратной связью по скорости механизма.

**Постановка задач исследования.** Целью данной работы является сравнительный анализ эффективности комплексного использования методов полиномиальных уравнений и ДКУ для улучшения динамических характеристик системы векторного управления с вариантами замыкания обратной связи по скорости механизма или двигателя.

Для достижения поставленной цели решаются следующие задачи:

- синтез полиномиальным методом *статического регулятора скорости* (РС) полного и пониженного порядка векторно-управляемого асинхронного ЭП и дальнейшее построение на его основе методом систем подчиненного регулирования астатического регулятора;

- оптимизация исследуемой системы методом диаграмм качества управления по критерию максимальной добротности и запаса устойчивости;

- проведение сравнительного анализа переходных процессов в синтезированной полиномиальным методом и оптимизированной системах с полной двухканальной структурой асинхронного ЭП;

- оценка эффективности использования комплексного подхода для улучшения динамических характеристик в двухмассовых системах с обратной связью по скорости механизма и скорости двигателя.

**Материалы исследования.** Рассмотрим систему векторного управления асинхронным электроприводом рис. 1 с двухмассовой механической частью, замкнутую по скорости второй массы.

Примем следующие допущения:

- при синтезе РС влияние ЭДС двигателя можно не учитывать благодаря применению компенсирующей связи вида

$$W_{\text{к.о.с.(Е)}}(p) = \frac{T_{\text{sr}} Z_p K_r}{K_{\text{рт}} K_{\text{пч}} K_{\text{дс}}}; \quad (1)$$

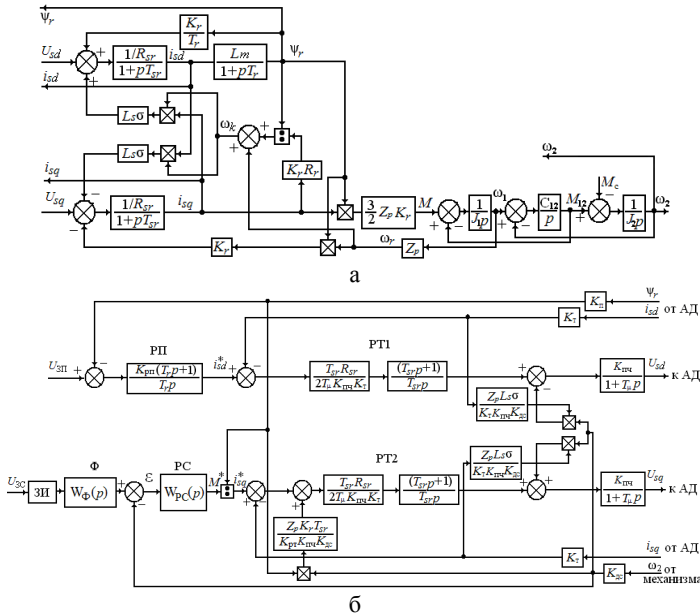


Рис. 1. Структурная схема АД с кз ротором во вращающейся системе координат, ориентированной по потокоцеплению ротора – а и система его векторного управления с компенсацией перекрестных обратных связей – б.

– передаточная функция замкнутого контура тока с регулятором РТ равна

$$W_{\text{КТ}}(p) = \frac{1/K_T}{(2T_\mu p + 1)}; \quad (2)$$

– конструкция механизма позволяет измерять скорость  $\omega_2$ .

С учетом указанных выше допущений запишем передаточную функцию объекта в контуре регулирования скорости:

$$W_{\text{Об}}(p) = \frac{P(p)}{Q(p)} = \frac{K_O}{p(2T_\mu p + 1)(p^2/\omega_{12}^2 + 1)}; \quad (3)$$

$$K_O = (1,5Z_p K_r \Psi_{r0} K_{\text{ДС}}) / (J_\Sigma K_T), \quad (4)$$

где  $K_O$  – коэффициент усиления объекта;  $K_T$  – коэффициент датчика тока;  $Z_p$  – число пар полюсов;  $K_r$  – коэффициент связи ротора;  $\Psi_{r0}$  – потокоцепление ротора;  $K_{\text{ДС}}$  – коэффициент датчика скорости;  $J_\Sigma = J_1 + J_2$  – суммарный приведенный к валу двигателя момент инерции привода;  $T_\mu$  – малая

постоянная времени контура тока;  $\omega_{12} = \sqrt{C_{12}\gamma/J_2}$  – резонансная частота упругих колебаний;  $C_{12}$  – жесткость упругой механической части;  $\gamma = (J_1+J_2)/J_1$  – параметр, характеризующий соотношения масс.

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  $| \cdot |$ . Тогда, с учетом  $s = 0, 1, 2$  – количество полюсов объекта в точке  $p = 0$ , получим:

$$Q_{\kappa+}(p)=(2T_{\mu}p+1); P_{\kappa+}(p)=1; P_{n+}(p)=1; Q_{n+}(p)=1; P_{-}(p)=1; Q_{-}(p)=\frac{1}{\omega_{12}^2} p^2 + 1;$$

$$s=1; |P_{\kappa+}|=0; |P_{n+}|=0; |P_{-}|=0; |P|=0; |Q_{\kappa+}|=1; |Q_{n+}|=0; |Q_{-}|=2; |Q|=4.$$

Зададимся желаемым порядком астатизма замкнутой системы регулирования скорости  $v=1$  и запишем на основании метода полиномиальных уравнений передаточную функцию статического РС полного и пониженного порядка в виде:

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

$$W_{\text{PC}}(p) = \frac{Q_{\kappa+}(p)\tilde{M}(p)}{K_0 P_{\kappa+}(p)\tilde{N}(p)p^{v-s}}, \quad (6)$$

где  $M(p)$ ,  $N(p)$ ,  $\tilde{M}(p)$ ,  $\tilde{N}(p)$  – неизвестные полиномы полного и пониженного порядка, соответственно представляемые как:

$$M(p) = m_i p^i + m_{i-1} p^{i-1} + \dots + m_1 p + m_0;$$

$$N(p) = n_j p^j + n_{j-1} p^{j-1} + \dots + n_1 p + n_0; \quad (7)$$

$$\tilde{M}(p) = \tilde{m}_{i-1} p^{i-1} + \dots + \tilde{m}_1 p + \tilde{m}_0; \quad \tilde{N}(p) = \tilde{n}_{j-1} p^{j-1} + \dots + \tilde{n}_1 p + \tilde{n}_0. \quad (8)$$

Для степени полиномов  $M(p)$ ,  $N(p)$ , и характеристического полинома замкнутой системы  $G(p)$  будем иметь:

$$|M|=|Q_{-}|+|Q_{n+}|+v-1=2+0+1-1=2; |N|=|Q_{-}|+|P_{\kappa+}|+1=4+0-1=3;$$

$$|G|=|M|+|N|+1=2+3+1=6,$$

что определяет:  $M(p)=m_2 p^2+m_1 p+m_0$ ;  $N(p)=n_3 p^3+n_2 p^2+n_1 p+n_0$ , а также  $G(p)$ , который задается исходя из условия обеспечения желаемого переходного процесса, в частности, отвечающий одному из известных стандартных распределений или их видоизменений. Степени по-

линомов  $\tilde{M}(p)$ ,  $\tilde{N}(p)$  и  $\tilde{G}(p)$  для синтеза статического РС пониженного порядка будут на единицу меньше, а именно:

$$|\tilde{M}|=1; |\tilde{N}|=2; |\tilde{G}|=5; \tilde{M}(p)=\tilde{m}_1 p + \tilde{m}_0 \text{ и } \tilde{N}(p)=\tilde{n}_2 p^2 + \tilde{n}_1 p + \tilde{n}_0.$$

Полиномиальное уравнение синтеза имеет вид

$$M(p)P_-(p)P_{n+}(p) + N(p)Q_-(p)Q_{n+}(p) \cdot p^v = G(p) \quad (9)$$

и в развернутой форме слагаемых по мере убывания степени  $p$  для случаев синтеза РС полного и пониженного порядка представляется как

$$\begin{aligned} & \frac{n_3}{\omega_{12}^2} p^6 + \frac{n_2}{\omega_{12}^2} p^5 + \left( \frac{n_1 \gamma}{\omega_{12}^2} + n_3 \right) p^4 + \left( \frac{n_0}{\omega_{12}^2} + n_2 \right) p^3 + (m_2 + n_1) p^2 + \dots \\ & \dots + (m_1 + n_0) p + m_0 = \alpha_6 T_0^6 p^6 + \alpha_5 T_0^5 p^5 + \alpha_4 T_0^4 p^4 + \alpha_3 T_0^3 p^3 + \dots \\ & \dots + \alpha_2 T_0^2 p^2 + \alpha_1 T_0 p + \alpha_0; \end{aligned} \quad (10)$$

$$\begin{aligned} & \frac{\tilde{n}_2}{\omega_{12}^2} p^5 + \frac{\tilde{n}_1}{\omega_{12}^2} p^4 + \left( \frac{\tilde{n}_0}{\omega_{12}^2} + \tilde{n}_2 \right) p^3 + \tilde{n}_1 p^2 + (\tilde{m}_1 + \tilde{n}_0) p + \tilde{m}_0 = \\ & = \alpha_5 T_0^5 p^5 + \alpha_4 T_0^4 p^4 + \alpha_3 T_0^3 p^3 + \alpha_2 T_0^2 p^2 + \alpha_1 T_0 p + \alpha_0, \end{aligned} \quad (11)$$

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

Неизвестные коэффициенты  $m_i$  и  $n_j$  полиномов  $M(p)$ ,  $N(p)$ , и коэффициенты  $\tilde{m}_{i-1}$  и  $\tilde{n}_{j-1}$  полиномов  $\tilde{M}(p)$ ,  $\tilde{N}(p)$  находятся из сравнения сомножителей при одинаковых степенях  $p$  левой и правой частей уравнения (10) и (11) соответственно. Они имеют следующие значения:

$$\begin{aligned} n_3 = \frac{\alpha_6 \omega_{12}^2}{\omega_0^6}; \quad n_2 = \frac{\alpha_5 \omega_{12}^2}{\omega_0^5}; \quad n_1 = \omega_{12}^2 \left( \frac{\alpha_4}{\omega_0^4} - n_3 \right); \quad n_0 = \omega_{12}^2 \left( \frac{\alpha_3}{\omega_0^3} - n_2 \right); \\ m_2 = \frac{\alpha_2}{\omega_0^2} - n_1; \quad m_1 = \frac{\alpha_1}{\omega_0} - n_0; \quad m_0 = \alpha_0; \end{aligned} \quad (12)$$

$$\begin{aligned} \tilde{n}_2 = \frac{\alpha_5 \omega_{12}^2}{\omega_0^5}; \quad \tilde{n}_{11} = \frac{\alpha_4 \omega_{12}^2}{\omega_0^4}; \quad \tilde{n}_{12} = \frac{\alpha_2}{\omega_0^2}; \quad \tilde{n}_0 = \omega_{12}^2 \left( \frac{\alpha_3}{\omega_0^3} - \tilde{n}_2 \right); \\ \tilde{m}_1 = \frac{\alpha_1}{\omega_0} - \tilde{n}_0; \quad \tilde{m}_0 = \alpha_0. \end{aligned} \quad (13)$$

Анализ (11) показывает, что  $\tilde{n}_1$  должен одновременно отвечать двум выражениям при  $p^4$  и  $p^2$ , которые в (13) представлены как  $\tilde{n}_{11}$  и  $\tilde{n}_{12}$ . Это условие накладывает ограничение на свободный выбор  $\omega_0$  и жестко связывает его значение с  $\omega_{12}$  и коэффициентами выбранного стандартного распределения уравнением

$$\omega_0 = \omega_{12} \sqrt{\alpha_4 / \alpha_2}. \quad (14)$$

Для проведения дальнейших исследований и математического моделирования системы рис. 1 взяты параметры АД из [5]. Принято  $J_1=0,3875$  кгм<sup>2</sup>;  $J_2=J_1(\gamma-1)$  и  $C_{12}=72,6$  Нм/рад. В результате расчетов для полной двухканальной структуры частотно-регулируемого асинхронного ЭП, представленной на рис. 1а, б, получено:  $K_r=0,9808$ ;  $Z_p=4$ ;  $T_{sr}=0,0028$  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 учтем, что:  $K_r=0,1258$  В/А;  $K_{де}=0,1384$  Вс;  $K_{п}=14,6326$  В/Вб;  $K_{пч}=38$ ;  $T_{пч}=0,0002$  с;  $\psi_{r0}=0,6834$  Вб. Для распределения Баттерворта пятого порядка  $\tilde{G}(p) = \alpha_5 p^5 + \alpha_4 \omega_0 p^4 + \alpha_3 \omega_0^2 p^3 + \alpha_2 \omega_0^3 p^2 + \alpha_1 \omega_0^4 p + \alpha_0 \omega_0^5$  имеем значения коэффициентов  $\alpha_0=1$ ;  $\alpha_1=3,24$ ;  $\alpha_2=5,24$ ;  $\alpha_3=5,24$ ;  $\alpha_4=3,24$ ;  $\alpha_5=1$ .

Для проверки реализуемости статического РС пониженного порядка

$$W_{PC}(p) = \frac{K_{PC}(2T_{\mu}p+1)(T_1p+1)}{(T_2^2p^2+T_3p+1)}, \quad (15)$$

где  $K_{PC} = \tilde{m}_0 / K_0 \tilde{n}_0 = \tilde{m}_0 K_T J_{\Sigma} / 1,5 Z_p K_r \psi_{r0} K_{дс} \tilde{n}_0$ ;  $T_1 = \tilde{m}_1 / \tilde{m}_0$ ;  $T_2^2 = \tilde{n}_2 / \tilde{n}_0$ ;  $T_3^3 = \tilde{n}_1 / \tilde{n}_0$ , на рис. 2 представлены графики зависимостей  $\tilde{n}_2, \tilde{n}_1, \tilde{n}_0, \tilde{m}_1$  от  $\gamma$ .

На рис. 2 видно, что коэффициент  $\tilde{m}_1$  при изменении  $\gamma$  от 1 до 2 принимает только отрицательные значения. Это говорит о невозможности синтезировать статический РС пониженного порядка (15) в системе рис. 1 при ее замыкании обратной связью по скорости механизма. Проверим реализуемость статического РС полного порядка

$$W_{PC}(p) = \frac{K_{PC}(2T_{\mu}p+1)(T_2^2p^2+T_1p+1)}{(T_3^3p^3+T_4^2p^2+T_5p+1)}, \quad (16)$$

где

$$K_{PC} = m_0 / K_0 n_0 = m_0 K_T J_{\Sigma} / 1,5 Z_p K_r \psi_{r0} K_{дс} n_0;$$

$$T_1 = m_1 / m_0; \quad T_2^2 = m_2 / m_0; \quad T_3^3 = n_3 / n_0; \quad T_4^2 = n_2 / n_0; \quad T_5 = n_1 / n_0.$$

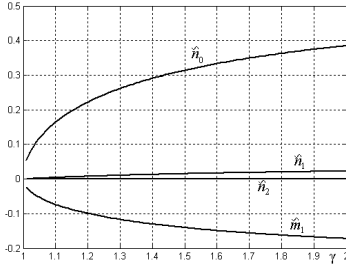


Рис. 2. Зависимости для коэффициентов  $\tilde{n}_2, \tilde{n}_1, \tilde{n}_0, \tilde{m}_1$  от  $\gamma$ .

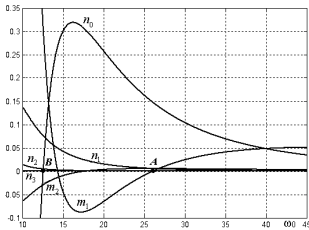


Рис. 3. Зависимости для коэффициентов  $n_2, n_1, n_0$  и  $m_1$  от величины  $\omega_0$ .

Известно, что оптимизация по критерию МДУ применима только для многократно интегрирующих систем [7]. Поэтому согласно методам СПР, введем интегральную часть с эквивалентной постоянной времени  $T_0=1/\omega_0$  в статический РС (16). Получим передаточные функции *астатического* РС полного порядка и необходимого фильтра на входе системы:

$$W_{PC}(p) = \frac{K_{PC}(2T_{\mu}p+1)(T_2^2p^2+T_1p+1)}{(T_3^3p^3+T_4^2p^2+T_5p+1)} \times \frac{(7,72T_0p+1)}{7,72T_0p};$$

$$W_{\Phi}(p) = \frac{1}{(T_2^2p^2+T_1p+1) \times (7,72T_0p+1)}. \quad (17)$$

Очевидно, что настройка рассматриваемой системы на максимальную добротность нецелесообразна, так как увеличение общего коэффициента усиления приведет только к дополнительному росту колебательности управляемых координат.

В проводимых исследованиях примем:  $J_1=J_2=0,3875$  кг·м<sup>2</sup>;  $\gamma=2$ ,  $C_{12}=72,6$  Нм/рад;  $\omega_{12}=19,36$  с<sup>-1</sup>; для распределения Баттерворта шестого порядка  $G(p)=\alpha_6p^6+\alpha_5p^5+\alpha_4\omega_0p^4+\alpha_3\omega_0^2p^3+\alpha_2\omega_0^3p^2+\alpha_1\omega_0^4p+\alpha_0\omega_0^5$  имеем значения коэффициентов  $\alpha_0=1$ ;  $\alpha_1=3,86$ ;  $\alpha_2=7,46$ ;  $\alpha_3=9,13$ ;  $\alpha_4=7,46$ ;  $\alpha_5=3,86$ ;  $\alpha_6=1$ .

По формулам (12) на рис. 3 построены графики зависимостей  $n_2, n_1, n_0, m_2$  и  $m_1$  от величины  $\omega_0$ .

Графики на рис. 3 дают наглядную картину изменения всех параметров РС (16), что позволяет значительно упростить выбор  $\omega_0$ , при котором достигается положительность всех коэффициентов  $n_2, n_1, n_0$  и  $m_1$ . Отметим, что данное условие удовлетворяется при  $\omega_0 > 26$  с<sup>-1</sup> (см. точку А).

Явление параметрического астатизма, которое имеет место в точке В при  $n_0=0$  и  $\omega_0=12,58$  с<sup>-1</sup> в данном случае не достижимо, так как  $m_2$  принимает отрицательное значение.

Выполним оптимизацию системы с астатическим РС (17) по критерию МДУ на максимальный запас устойчивости. Для этого введем в РС (17) переменные  $k$  и  $b$ . С учетом указанных изменений получим передаточные функции астатического РС и необходимого фильтра на входе системы в виде:

$$W_{PC}(p) = \frac{k \times K_{PC}(2T_{\mu}p + 1)(T_2^2 p^2 + T_1 p + 1)}{(T_3^3 p^3 + T_4^2 p^2 + T_5 p + 1)} \times \frac{(b \times 7,72T_0 p + 1)}{7,72T_0 p};$$

$$W_{\Phi}(p) = (T_2^2 p^2 + T_1 p + 1) \times (b \times 7,72T_0 p + 1)^{-1}. \quad (18)$$

На рис. 4, а представлена диаграмма качества управления в плоскости параметров  $k$  и  $b$ , при этом мерой запаса устойчивости системы принят частотный показатель колебательности  $M$ . Амплитудные частотные характеристики (АЧХ) системы при  $k = \text{const}$  и вариации параметра  $b$  от 0,7 до 1 изображены на рис. 4, б.

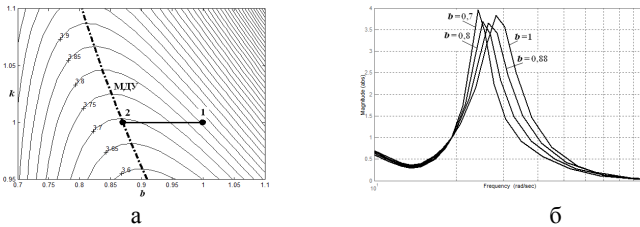


Рис. 4. Диаграмма качества управления в частотной области – а; амплитудные частотные характеристики замкнутой системы по скорости  $\omega_2$  при изменении параметра  $b$  от 0,7 до 1,1 – б.

Анализ семейства АЧХ подтверждает существование настройки с минимальным значением показателя колебательности ( $M = 3,68$ ) при  $b = 0,88$ , который на 4,7 % меньше исходного значения ( $M = 3,86$ ) при  $b = 1$ .

Соответствующие переходные характеристики по скорости  $\omega_2$  для исходной настройки – 1 и оптимальной по критерию МДУ – 2 представлены на рис. 5, а. Отметим колебательный характер скорости  $\omega_2$  при исходной настройке РС (18) и незначительное снижение амплитуды колебаний с настройкой по критерию МДУ. Для сравнения на рис. 5,б показаны соответствующие графики  $\omega_2/\omega_n = f(t)$  при замыкании системы по скорости двигателя взятые из [5].

На рис. 6, а показаны переходные характеристики для момента двигателя  $M$ , упругого момента  $M_{12}$ , а также обеих скоростей  $\omega_1$ ,  $\omega_2$ , которые имеют место в результате настройки системы с фильтром на входе по оптимальному критерию МДУ.



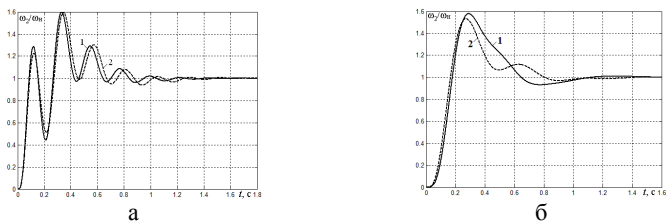


Рис. 5. Переходные характеристики с исходной – 1 и оптимальной по критерию МДУ – 2 настройками в системе замкнутой по скорости  $\omega_2$  – а; и системе замкнутой по скорости  $\omega_1$  – б.

Следует отметить, что пуск системы от задатчика интенсивности с  $t_{зи}=1с$  способствует существенному снижению амплитуд колебательных процессов, что видно на рис. б, б.

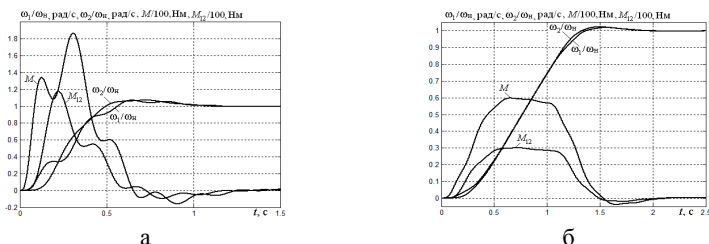


Рис. 6. Переходные характеристики основных регулируемых координат в системе замкнутой по скорости  $\omega_2$  с РС и фильтром на входе (18) – а; и с задатчиком интенсивности на входе – б.

Основываясь на полученных результатах исследований отметим некоторые особенности двухмассовой системы рис. 1 замкнутой по  $\omega_2$ :

1) невозможность полиномиальным методом синтезировать статический РС пониженного порядка при всех известных стандартных распределениях;

2) в системе с РС полного порядка, в отличие от системы, замкнутой по скорости двигателя  $\omega_1$ , недостижим параметрический астатизм, при котором обеспечивается повышение его порядка по управляющему воздействию замкнутой системы;

3) наблюдается повышенная колебательность системы по сравнению со случаем ее замыкания по скорости двигателя;

4) повышенная колебательность ЭП делает мало оправданной оптимизацию по критерию максимальной добротности; имеет место низкая эффективность критерия оптимизации на максимум запаса устой-

чивости, которая не превышает 4,7 %.

**Выводы.** Сравнительный анализ результатов данных исследований и выводов, опубликованных в [5], показывает существенное преимущество и целесообразность применения системы с обратной связью по  $\omega_1$ , РС в которой рассчитан с использованием полиномиального метода и оптимизирован на линию МДУ по критерию максимального запаса устойчивости.

**Список литературы:** 1. *Ключев В.И.* Ограничение динамических нагрузок электропривода. – М.: Энергия, 1971. – 320 с. 2. *Борцов Ю.А., Соколовский Г.Г.* Автоматизированный электропривод с упругими связями. – СПб.: Энергоатомиздат, 1992. – 288 с. 3. Оптимизация электромеханических систем с упругими связями: Монография / *Е.Е. Александров, Б.И. Кузнецов, А.Е. Радиевский, Н.Э. Тернюк.* – Харьков: ИМИС, 1995. – 304 с. 4. *Акимов Л.В., Колотило В.И., Марков В.С.* Динамика двухмассовых систем с нетрадиционными регуляторами скорости и наблюдателями состояния. – Харьков: ХГПУ, 2000. – 93 с. 5. *Акимов Л.В., Литвиненко Д.Г., Вакуленко А.А.* Улучшение динамики астатической системы векторного управления двухмассового асинхронного электропривода с постоянной нагрузкой // *Электротехнические и компьютерные системы.* – Киев: Техника. – 2011. – № 03(79). – С. 92-97. 6. *Залыаев С.Р.* О применении метода полиномиальных уравнений для синтеза непрерывных систем электропривода // *Электротехника.* – 1998. – № 2. – С.48-53. 7. *Гуль А.И.* Диаграммы качества управления многократно интегрирующих систем // *Вестник Харьковского государственного политехнического университета.* – Харьков: ХГПУ. – 2000. – Вып. 113. – С. 119-123.



**Акимов Леонид Владимирович**, доктор технических наук, профессор кафедры "Автоматизированные электромеханические системы", НТУ "ХПИ". В 1989 году 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 года 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 "Электротехническая 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.

*Поступила в редколлегию 27.12.2012*

*Рецензент д.т.н., проф. Клепиков В.Б.*