

УДК 62.83

Л.В. Акимов, д-р техн. наук,
Д.Г. Литвиненко

ДИНАМИКА ТРЕХКРАТНОИНТЕГРИРУЮЩЕЙ СИСТЕМЫ ВЕКТОРНОГО УПРАВЛЕНИЯ ДВУХМАССОВОГО АСИНХРОННОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА С ПОСТОЯННОЙ НАГРУЗКОЙ

Рассмотрена методика создания трехкратно интегрирующей системы векторного управления двухмассового асинхронного электропривода. Выполнена оптимизация динамических характеристик этой системы методом диаграмм качества управления.

Ключевые слова: *трехкратно интегрирующая система, векторное управление, асинхронный электропривод.*

L.V. Akimov, ScD,
D.G. Litvinenko

DYNAMICS OF TRIPLY INTEGRATING VECTOR CONTROL SYSTEM OF TWO-MASS ASYNCHRONOUS ELECTRIC DRIVE WITH CONSTANT LOAD

The creation methodology of the triply integrating vector control system of two-mass asynchronous electric drive is examined. Optimization of dynamic characteristics of this system by the method of control quality diagrams is made.

Keywords: *triply integrating system, vector control, asynchronous electric drive.*

Л.В. Акімов, д-р техн. наук,
Д.Г. Литвиненко

ДИНАМИКА ТРИКРАТНО ІНТЕГРУЮЧОЇ СИСТЕМИ ВЕКТОРНОГО КЕРУВАННЯ ДВОМАСОВОГО АСИНХРОННОГО ЕЛЕКТРОПРИВОДА З ПОСТІЙНИМ НАВАНТАЖЕННЯМ

Розглянуто методику створення трикратно інтегруючої системи векторного керування двомасового асинхронного електропривода. Виконана оптимізація динамічних характеристик цієї системи методом діаграм якості керування.

Ключові слова: *трикратно інтегруюча система, векторне керування, асинхронний електропривод.*

Введение. Известно [1, 2], что для электроприводов (ЭП) некоторых ответственных механизмов, где по условиям технологического процесса требуется обеспечить нулевую площадь ошибки регулирования скорости вращения при ступенчатом возмущающем воздействии, необходимо синтезировать трехкратно интегрирующую систему управления. Исследование динамики такой системы с традиционным ПИ² регулятором скорости (РС) и наблюдателем состояния и ее оптимизация по критерию максимальной добротности и запаса устойчивости (МДУ) были рассмотрены на примере электроприводов постоянного тока в работах [3, 4]. Методика синтеза асинхронного электропривода с трехкратноинтегрирующей системой векторного управления разработана в [5]. Отметим, что все исследования в указанных выше работах проводились только для одномассового электропривода.

© Акимов Л.В., Литвиненко Д.Г., 2012

Разнообразие конструкций механизмов и повышенное быстродействие современных электроприводов в ряде случаев вызывают необходимость рассматривать не одномассовую, а двухмассовую модель электропривода. Таким образом, теоретический и практический интерес представляет разработка методик синтеза и оптимизации по критерию МДУ трехкратноинтегрирующего асинхронного электропривода с двухмассовой механической частью и постоянной нагрузкой.

Постановка задач исследования. Целью исследования является реализация комплексного подхода к улучшению динамических характеристик частотно-регулируемого двухмассового асинхронного ЭП путем синтеза методом полиномиальных уравнений трехкратно интегрирующей системы управления с астатическим регулятором скорости и последующей оптимизацией его параметров методом диаграмм качества

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

$$\begin{aligned} M(p) &= m_{i-1}p^{i-1} + \dots + m_1p + m_0; \\ N(p) &= n_{j-1}p^{j-1} + \dots + n_1p + n_0. \end{aligned} \quad (4)$$

Коэффициенты полиномов $M(p)$ и $N(p)$ находятся из полиномиального уравнения синтеза

$$M(p)P_-(p)P_{n+}(p) + \dots + N(p)Q_-(p)Q_{n+}(p) \cdot p^v = G(p), \quad (5)$$

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 степени полиномов, входящих в (2) с учетом (1): $|P_{\kappa+}|=|P_{n+}|=|Q_{n+}|=0$; $|P_-|=|P|=|Q_-|=2$; $|Q_{\kappa+}|=1$; $|Q|=4$.

Тогда полиномы $M(p)$, $N(p)$ и $G(p)$ имеют степени: $|M|=(|Q_-|+|Q_{\kappa+}|+v-1)-1=2$; $|N|=(|Q_-|+|P_{\kappa+}|-1)-1=2$; $|G|=(|M|+|N|+2)=6$ и представляются в развернутом виде как

$$\begin{aligned} M(p) &= m_2p^2 + m_1p + m_0; \\ N(p) &= n_2p^2 + n_1p + n_0. \end{aligned}$$

Запишем уравнение синтеза (5) в форме суммы слагаемых по мере убывания степени p

$$\begin{aligned} &\frac{n_2}{\omega_{12}^2} p^6 + \frac{n_1}{\omega_{12}^2} p^5 + \left(\frac{m_2\gamma}{\omega_{12}^2} + \frac{n_0}{\omega_{12}^2} + n_2 \right) p^4 + \\ &+ \left(\frac{m_1\gamma}{\omega_{12}} + n_1 \right) p^3 + \left(\frac{m_0\gamma}{\omega_{12}} m_2 + n_0 \right) p^2 + \\ &+ m_1p + m_0 = \alpha_6 T_0^6 p^6 + \alpha_5 T_0^5 p^5 + \\ &+ \alpha_4 T_0^4 p^4 + \alpha_3 T_0^3 p^3 + \alpha_2 T_0^2 p^2 + \alpha_1 T_0 p + \alpha_0. \end{aligned} \quad (6)$$

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 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). Они имеют следующие значения

$$\begin{aligned} n_2 &= \frac{\alpha_6 \omega_{12}^2}{\omega_0^6}; \quad n_0 = \frac{\alpha_2}{\omega_0^2} - \frac{\gamma}{\omega_{12}^2} - m_2; \\ m_2 &= \frac{1}{\gamma - 1} \left(\left(\frac{\alpha_4}{\omega_0^4} - \frac{\alpha_6 \omega_{12}^2}{\omega_0^6} \right) \cdot \omega_{12}^2 - n_0 \right); \end{aligned} \quad (7)$$

$$n_1 = \frac{\alpha_5 \omega_{12}^2}{\omega_0^5}; \quad m_1 = \frac{\alpha_1}{\omega_0}; \quad m_0 = \alpha_0.$$

Из равенства сомножителей уравнения (6) при p^3 получим соотношение

$$\frac{m_1\gamma}{\omega_{12}^2} + n_1 = \frac{\alpha_3}{\omega_0^3}, \quad (8)$$

решением, которого при известных m_1 и n_1 из (7) находится величина среднегеометрического корня системы

$$\omega_{0i} = \sqrt{\frac{\alpha_3 \omega_{12}^2}{2\alpha_1\gamma} \pm \sqrt{\frac{\alpha_3^2 \omega_{12}^4}{4\alpha_1^2\gamma^2} - \frac{\alpha_5 \omega_{12}^4}{\alpha_1\gamma}}}. \quad (9)$$

Из условия положительности второго подкоренного выражения в (9) имеем неравенство

$$\gamma \leq \frac{\alpha_3^2}{4\alpha_1\alpha_5}, \quad (10)$$

которое накладывает ограничение по использованию стандартных распределений полюсов для различных γ при синтезе РС пониженного порядка. При этом из (9) следует ограничение на значение среднегеометрического корня, а значит, на быстродействие системы. Отметим, что условие (10) может быть обеспечено либо выбором подходящего распределения, либо за счет изменения параметра соотношения масс γ механизма, если это возможно.

1. Допустимые диапазон изменения параметра γ и величина среднегеометрического корня ω_0

Параметр γ	ω_0, c^{-1}	Стандартные распределения вида $\alpha_6 p^6 + \alpha_5 \omega_0 p^5 + \alpha_4 \omega_0^2 p^4 + \alpha_3 \omega_0^3 p^3 + \alpha_2 \omega_0^4 p^2 + \alpha_1 \omega_0^5 p + \alpha_0 \omega_0^6$
$\gamma < 1,398$	23,6	Баттерворт «Идеальный фильтр» $p^6 + 3,86\omega_0 p^5 + 7,46\omega_0^2 p^4 + 9,13\omega_0^3 p^3 + 7,46\omega_0^4 p^2 + 3,86\omega_0^5 p + \omega_0^6$
$\gamma < 1,89$	17,0	Критическое затухание «Кратные корни» $p^6 + 4,5\omega_0 p^5 + 9,75\omega_0^2 p^4 + 12,375\omega_0^3 p^3 + 9,75\omega_0^4 p^2 + 4,5\omega_0^5 p + \omega_0^6$
$\gamma < 2,77$	13,28	Биномиальное распределение «Максимальная степень устойчивости» $p^6 + 6\omega_0 p^5 + 15\omega_0^2 p^4 + 20\omega_0^3 p^3 + 15\omega_0^4 p^2 + 6\omega_0^5 p + \omega_0^6$

В таблице 1 приведены некоторые распределения, для которых указаны допустимые диапазоны изменения параметра γ и величина среднегеометрического корня ω_0 .

Запишем передаточные функции синтезированного астатического РС и необходимого фильтра на входе *двукратноинтегрирующей системы*

$$W_{PC}(p) = \frac{(2T_{\mu}p + 1)(m_2p^2 + m_1p + m_0)}{K_o(n_2p^2 + n_1p + n_0)}; \quad (11)$$

$$W_{\Phi}(p) = \frac{1}{(m_2p^2 + m_1p + m_0)}.$$

Для проведения дальнейших исследований и математического моделирования воспользуемся параметрами АД и его полной двухканальной структуры системы векторного управления, приведенными в [6]. Для распределения Баттерворта шестого порядка $G(p) = p^6 + 3,86\omega_0 p^5 + 7,46\omega_0^2 p^4 + 9,13\omega_0^3 p^3 + 7,46\omega_0^4 p^2 + 3,86\omega_0^5 p + \omega_0^6$ принято $\gamma = 1,39$. Кроме того, построены графики изменения коэффициентов n_2, n_1, n_0, m_2 и m_1 в функции ω_0 , представленные на рис. 2.

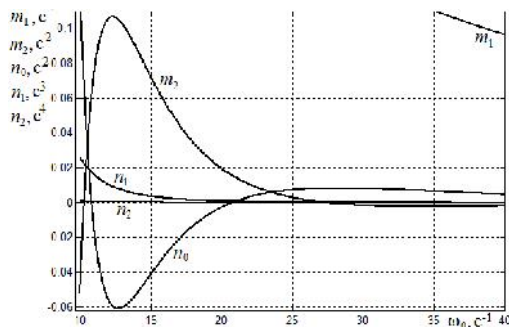


Рис. 2. Графики зависимостей коэффициентов n_2, n_1, n_0, m_2 и m_1 от величины ω_0

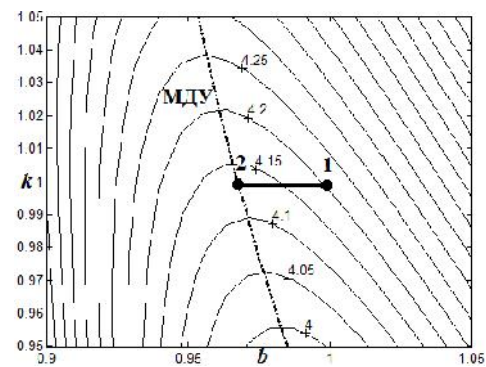
Необходимо заметить, что график $n_0 = f(\omega_0)$ дважды пересекает ось абсцисс при $\omega_0 = 10,823 \text{ с}^{-1}$ и $\omega_0 = 20,83 \text{ с}^{-1}$. В этом случае наблюдается явление параметрического астатизма. При $n_0 = 0$ *двукратноинтегрирующая система* с РС (11) становится *трехкратноинтегрирующей*. Таким образом, получим еще одну методику синтеза *трехкратноинтегрирующей* системы, основанную на явлении параметрического астатизма. Для оптимизации по критерию МДУ данной системы при $\omega_0 = 20,83 \text{ с}^{-1}$ мерой запаса устойчивости примем частотный показатель колебательно-

сти M и введем в коэффициент усиления и интегральную составляющую РС (11) переменные k и b . Тогда в численном виде передаточная функция регулятора скорости с астатизмом второго порядка имеет вид

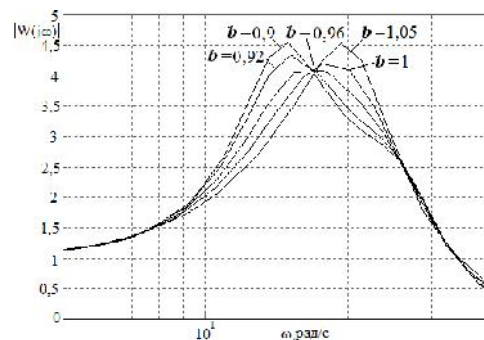
$$W_{PC.1}(p) = \frac{k \times 185,2(0,0004p + 1)}{(0,0124p + 1)} \times \frac{(b^2 \times 0,0151p^2 + b \times 0,1853p + 1)}{p^2}; \quad (12)$$

$$W_{\Phi.1.1}(p) = \frac{1}{(b^2 \times 0,0151p^2 + b \times 0,1853p + 1)}.$$

Диаграмма качества управления в частотной области и амплитудные частотные характеристики, подтверждающие существование оптимальной по критерию МДУ точки с минимальным показателем колебательности (максимальным запасом устойчивости), представлены на рис.3.



а



б

Рис. 3. Диаграмма качества управления в частотной области – (а) и амплитудные частотные характеристики замкнутой системы по скорости ω_2 при изменении параметра b от 0,9 до 1,05 (б)

Отметим незначительную эффективность проведенной оптимизации: показатель колебательности удается понизить на 1,7 % с

исходного значения $M=4,2$ в точке 1 до $M=4,13$ в оптимальной точке 2.

Переходные процессы по скорости ω_2 в системе с РС (12), настроенным в исходную точку 1 ($k=1, b=1$) и оптимальную точку 2 ($k=1, b=0,96$), представлены на рис.4.

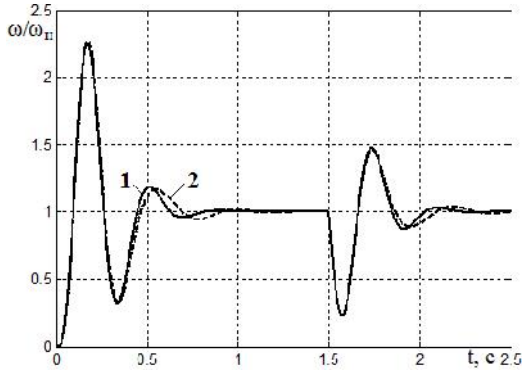


Рис. 4. Переходные характеристики скорости ω_2 в трехкратноинтегрирующей системе с РС (12) при $\omega_0=20,83\text{c}^{-1}$

Используем методику синтеза трехкратноинтегрирующей системы на основе двухкратноинтегрирующей с РС (11). В результате решения соотношения (9) при $\gamma=1,39$ ($\omega_{01}=24,75\text{c}^{-1}$ и $\omega_{02}=22,87\text{c}^{-1}$) с учетом характера графиков на рис. 2 для среднегеометрического корня примем величину $\omega_0=23\text{c}^{-1}$.

Согласно методам СПР, введем в астатический РС (11) интегральную часть с эквивалентной постоянной времени $7,72T_0=7,72/\omega_0$ и получим передаточные функции астатического РС и необходимого фильтра на входе *трехкратноинтегрирующей системы*

$$W_{\text{PC1.2}}(p) = \frac{(2T_{\mu}p + 1)(m_2p^2 + m_1p + m_0)}{K_o P_{\kappa+}(p)(n_2p^2 + n_1p + n_0)p} \times \frac{(7,72T_0p + 1)}{7,72T_0p}; \quad (13)$$

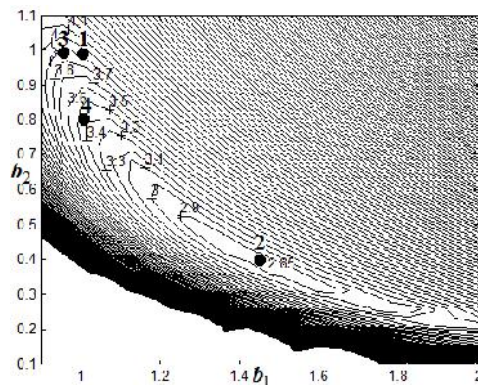
$$W_{\text{Ф1.2}}(p) = \frac{1}{(m_2p^2 + m_1p + m_0)} \times \frac{1}{(7,72T_0p + 1)}.$$

Для оптимизации трехкратноинтегрирующей системы по критерию МДУ в постоянные времени полиномов числителя РС (13) введем переменные b_1 и b_2 . Примем $k=1$, что приводит к неизменности коэффициента усиления РС. Тогда, подставив численные значения параметров РС, получим

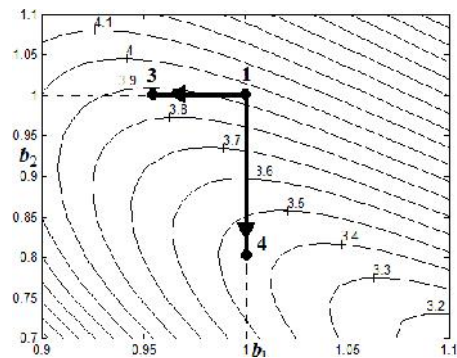
$$W_{\text{PC1.2}}(p) = \frac{k \times 24,73(0,0004p + 1)}{(0,00091p^2 + 0,0814p + 1)} \times \frac{(b_1^2 \times 0,0071p^2 + b_1 \times 0,1678p + 1)}{7,72 \times 0,04348p} \times \frac{(b_2 \times 7,72 \times 0,04348p + 1)}{p}; \quad (14)$$

$$W_{\text{Ф1.2}}(p) = \frac{1}{(b_1^2 \times 0,0071p^2 + b_1 \times 0,1678p + 1)} \times \frac{1}{(b_2 \times 7,72 \times 0,04348p + 1)}.$$

В результате компьютерного моделирования трехкратноинтегрирующей системы векторного управления асинхронным ЭП рис. 1 с астатическим РС (14) была построена ДКУ в частотной области (рис. 5,а), где точка 1 соответствует исходной настройке с параметрами $b_1=1$ и $b_2=1$; точка 2 – настройке по критерию МДУ при вариации параметров b_1 и b_2 ($b_1=1,45$ и $b_2=0,39$); точка 3 – настройке по критерию МДУ при $b_1=var$ и $b_2=const$ ($b_1=0,96$ и $b_2=1$); точка 4 – настройке по критерию МДУ при $b_2=var$ и $b_1=const$ ($b_1=1$ и $b_2=0,8$). На рис. 5,б показан фрагмент диаграммы рис 5,а.



а



б

Рис. 5. Диаграмма качества управления в частотной области (а) и ее фрагмент (б)

Амплитудные частотные характеристики замкнутой системы для четырех рассматриваемых настроек представлены на рис. 6.

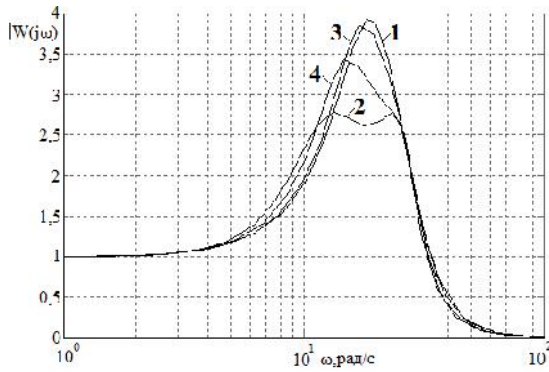


Рис. 6. Амплитудные частотные характеристики замкнутой системы по скорости ω_2 для четырех точек настройки

Согласно диаграмме и АЧХ система с исходной настройкой (точка 1) имеет показатель колебательности $M = 3,95$. Оптимизация на максимальный запас устойчивости при вариации только параметра b_1 (точка 3) понижает показатель колебательности всего на 1,8 % до значения $M = 3,88$. При настройке только параметра b_2 (точка 4) по критерию МДУ M снижается до 3,46, что на 14 % меньше его исходного значения. Максимальный запас устойчивости $M = 2,85$ достигается при одновременной вариации параметров b_1 и b_2 (точка 2). В этом случае выигрыш составляет 36,8 %.

На рис. 7 показаны переходные характеристики по управлению – а и по возмущению – б в указанных четырех точках настройки оптимизируемой системы. Из представленных рисунков виден достигаемый эффект по уменьшению перерегулирования и колебательности системы.

Вторая методика синтеза трехкратно-интегрирующей системы. Зададимся астатизмом замкнутой системы регулирования скорости $v=3$ и непосредственно синтезируем методом полиномиальных уравнений передаточную функцию астатического РС пониженного порядка.

В данном случае полиномы $M(p)$, $N(p)$ и $G(p)$ имеют пониженную степень: $|M|=3$; $|N|=2$; $|G|=7$, т.е.

$$M(p) = m_3 p^3 + m_2 p^2 + m_1 p + m_0;$$

$$N(p) = n_2 p^2 + n_1 p + n_0.$$

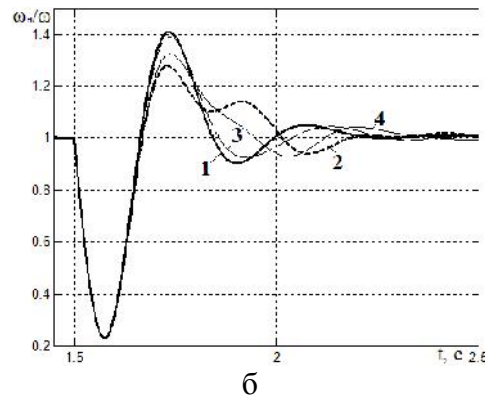
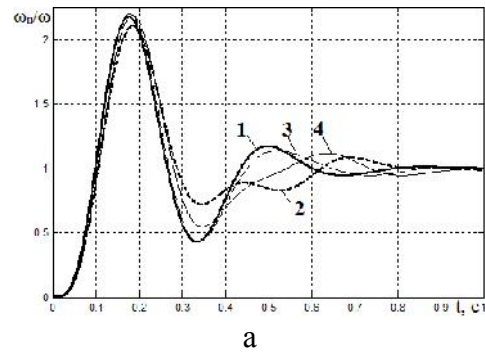


Рис. 7. Переходные характеристики по управлению – а и по возмущению – б

Уравнение синтеза (5) в развернутой форме слагаемых по мере убывания степени p представляется как

$$\begin{aligned} & \frac{n_2}{\omega_{12}^2} p^7 + \frac{n_1}{\omega_{12}^2} p^6 + \left(\frac{m_3 \gamma}{\omega_{12}^2} + \frac{n_0}{\omega_{12}^2} + n_2 \right) p^5 + \\ & + \left(\frac{m_2 \gamma}{\omega_{12}^2} + n_1 \right) p^4 + \left(\frac{m_1 \gamma}{\omega_{12}^2} + m_3 + n_0 \right) p^3 + \\ & + \left(\frac{m_0 \gamma}{\omega_{12}^2} + m_2 \right) p^2 + m_1 p + m_0 = \alpha_7 T_0^7 p^7 + \quad (15) \\ & + \alpha_6 T_0^6 p^6 + \alpha_5 T_0^5 p^5 + \alpha_4 T_0^4 p^4 + \\ & + \alpha_3 T_0^3 p^3 + \alpha_2 T_0^2 p^2 + \alpha_1 T_0 p + \alpha_0. \end{aligned}$$

Неизвестные коэффициенты m_{i-1} и n_{j-1} полиномов $M(p)$, $N(p)$, как и ранее, находятся из сравнения сомножителей при одинаковых степенях p левой и правой частей уравнения (15). Они имеют следующие значения:

$$\begin{aligned} n_2 &= \frac{\alpha_7 \omega_{12}^2}{\omega_0^7}; \quad n_1 = \frac{\alpha_6 \omega_{12}^2}{\omega_0^6}; \\ n_0 &= \frac{\alpha_3}{\omega_0^3} - \frac{\alpha_1 \gamma}{\omega_0 \omega_{12}^2} - m_3; \\ m_3 &= \frac{1}{\gamma - 1} \left(\left(\frac{\alpha_5}{\omega_0^5} - \frac{\alpha_7 \omega_{12}^2}{\omega_0^7} \right) \cdot \omega_{12}^2 - n_0 \right); \\ m_2 &= \frac{\alpha_2}{\omega_0^2} - \frac{\gamma}{\omega_{12}^2}; \quad m_1 = \frac{\alpha_1}{\omega_0}; \quad m_0 = \alpha_0. \end{aligned} \quad (16)$$

Анализ (16) показывает, что коэффициенты n_2, n_1, m_1 и m_0 при любых значениях ω_0 положительны. Поэтому на рис.8 построены только графики зависимостей n_0, m_2 и m_3 в функции ω_0 . Учитывая условие одновременной положительности коэффициентов n_0, m_2 и m_3 , величину среднегеометрического корня системы ω_0 выберем 23 с^{-1} .

Для моделирования принято $\gamma=1,39$, а в качестве характеристического полинома используется распределение Баттерворта седьмого порядка $G(p)=p^7+4,5\omega_0p^6+10,1\omega_0^2p^5+14,6\omega_0^3p^4+14,6\omega_0^4p^3+10,1\omega_0^5p^2+4,5\omega_0^6p+\omega_0^7$.

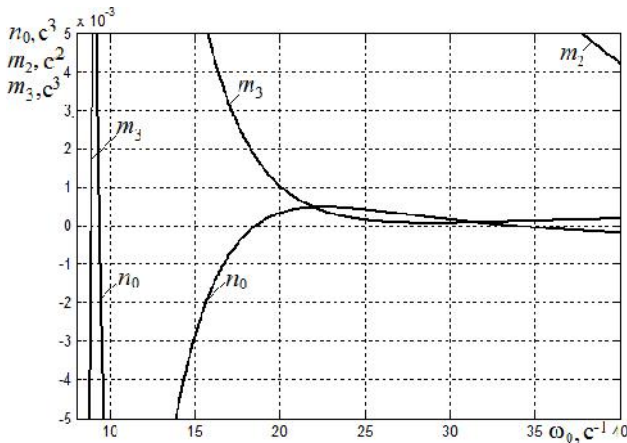


Рис. 8. Графики зависимостей коэффициентов n_0, m_2 и m_3 от величины ω_0

При этом получены передаточные функции астатического РС и необходимого фильтра на входе *трехкратноинтегрирующей системы*

$$W_{PC2}(p) = \frac{(2T_{\mu}p+1)}{K_o(n_2p^2+n_1p+n_0)} \times \frac{(m_3p^3+m_2p^2+m_1p+m_0)}{p^2}; \quad (17)$$

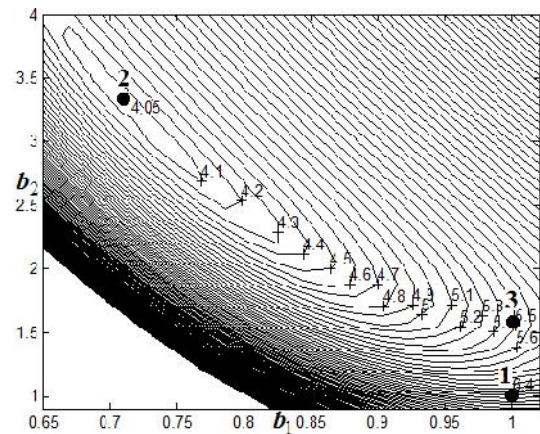
$$W_{\Phi 2}(p) = \frac{1}{(m_3p^3+m_2p^2+m_1p+m_0)}$$

При оптимизации синтезированной трехкратноинтегрирующей системы по критерию МДУ, выделим в РС (17) интегральную составляющую. 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 при $k=1$ и подстановки численных значений коэффициентов получим

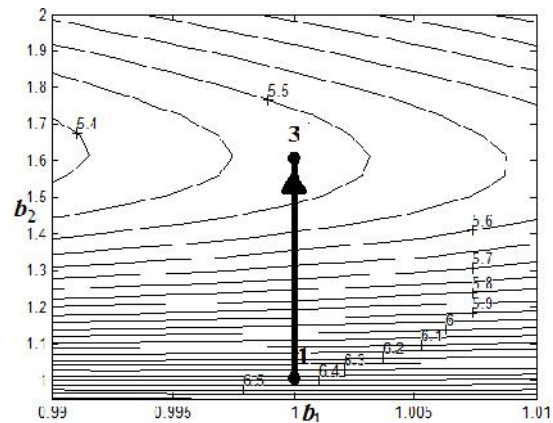
$$W_{PC2}(p) = \frac{k \times 256,6(0,0004p+1)}{(0,00041p^2+0,0428p+1)} \times \frac{(b_1^2 \times 0,0129p^2 + b_1 \times 0,172p + 1)}{p} \times \frac{(b_2 \times 0,02326p + 1)}{p}; \quad (18)$$

$$W_{\Phi 2}(p) = \frac{1}{(b_1^2 \times 0,0129p^2 + b_1 \times 0,172p + 1)} \times \frac{1}{(b_2 \times 0,02326p + 1)}$$

На рис. 9,а приведена диаграмма качества управления в плоскости параметров b_1 и b_2 ; ее фрагмент изображен на рис. 9,б.



а



б

Рис. 9. Диаграмма качества управления в частотной области (а) ее фрагмент (б)

На ДКУ точка 1 соответствует исходной настройке ($b_1=1, b_2=1$) с $M=6,4$. При оптимизации $b_2=var$ и $b_1=const$ ($b_1=1, b_2=1,6$) точка 3 показатель колебательности M понижается до 5,47, что на 17 % меньше исходного зна-

чения M . При одновременной настройке b_1 и b_2 ($b_1=0,71$, $b_2=3,35$) точка 2 достигнуто уменьшение показателя колебательности M на 58 % с 6,4 до 4,05. АЧХ и переходные характеристики по скорости ω_2 для трех рассматриваемых точек представлены на рис.10. Они подтверждают улучшение динамических характеристик трехкратноинтегрирующей системы в точках 2 и 3 по сравнению с исходной 1.

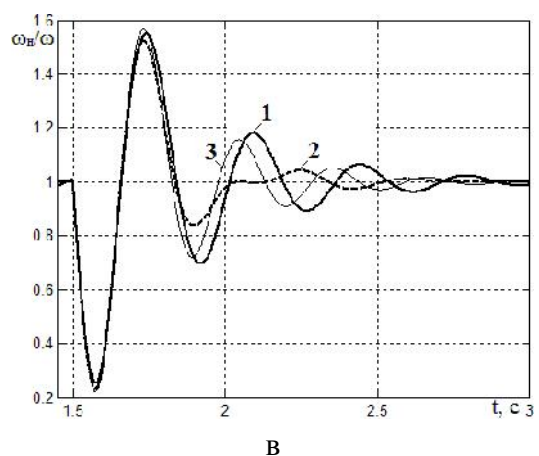
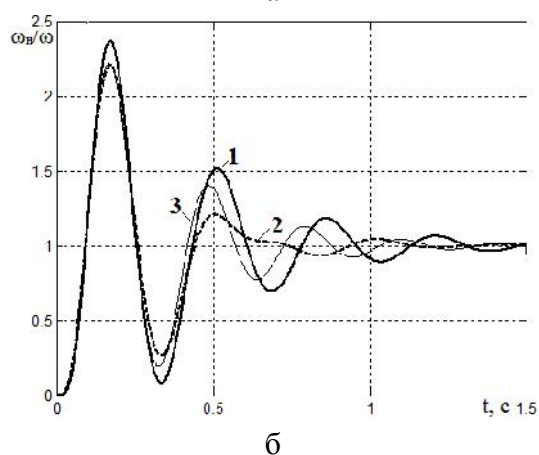
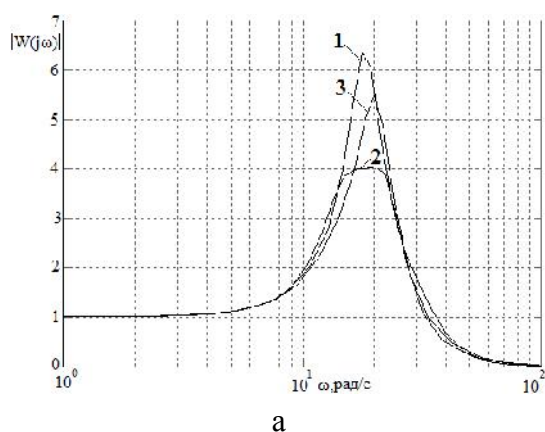


Рис. 10. Амплитудные частотные характеристики замкнутой системы по скорости ω_2 (а) переходные характеристики по управлению (б) и по возмущению (в)

Выводы

1. Использование полиномиального метода для синтеза астатических регуляторов одновременно с оптимизацией их параметров с помощью диаграмм качества управления способствует не только подавлению упругих колебаний в системе, но и снижению показателя колебательности M , достигающему в некоторых случаях 58 %.

2. В результате проведенных исследований разработаны три методики синтеза и оптимизации по критерию МДУ трехкратноинтегрирующего асинхронного электропривода с двухмассовой механической частью и постоянной нагрузкой.

3. При использовании астатических регуляторов (12), (14) и (18) с усложненными передаточными функциями впервые предложена для оптимизации системы по критерию МДУ комплексная вариация постоянных времени их полиномов числителя за счет введения переменных b_1 и b_2 .

4. Установлено, что выбор стандартного распределения полюсов и величина среднегеометрического корня во многом определяются коэффициентом соотношения масс двухмассового электропривода.

Список использованной литературы

1. Динамика трехкратноинтегрирующей системы подчиненного регулирования привода постоянного тока / В.Г. Миткевич, Е.А. Церазова, А.П. Целлагов, Д.С. Ямпольский // 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. Акимов Л.В. Динамика трехкратноинтегрирующей системы подчиненного регулирования скорости с наблюдателями состояния полного и пониженного порядков / Л.В. Акимов, В.Т. Долбня, В.И. Колотило // Техническая электродинамика. – 1998. – № 4. – С. 98–103.

4. Гуль А.И. Повышение качества регулирования тиристорных электроприводов непрерывных прокатных станов минимаксными ме-

тодами / А.И. Гуль // Технічна електродинаміка – К.: – 1998. – Спец. вип. – Т. 2. – № 2. – С.105–110.

5. Акимов Л.В. Улучшение динамики трехкратноинтегрирующего асинхронного электропривода с векторным правлением методом диаграмм качества управления / Л.В. Акимов, Д.Г. Литвиненко // Электротехнические и компьютерные системы. – К.: – № 02(78). – Техника. – 2011. – С.13–19.

6. Акимов Л.В. Улучшение динамики астатической системы векторного управления двухмассового асинхронного электропривода с постоянной нагрузкой / Л.В. Акимов, Д.Г. Литвиненко, А.А. Вакуленко // Электротехнические и компьютерные системы. – № 03(79). – К.: Техника. – 2011. – С.92–97.

7. Литвиненко Д.Г. Математические модели асинхронного электропривода с векторным управлением для задач оптимизации полиномиальным методом с использованием диаграмм качества управления / Д.Г. Литвиненко // Электротехніка і електромеханіка. – № 2. – Харьков: ТОВ Друкарня “Мадрид”. – 2011. – С.27–30.

Получено 25.01.12

References

1. Mitkevich V.G., Cerazova Y.A., Cellagov A.P., Yampolskiy D.S. Dynamics of triply integration system of subordinate control of direct current electric drive / Electricity. – 1981. – № 1. – P 26–31 [in Russian].

2. Krupovich V.I. Baribin Y.G. Samover M.L. Engineering handbook of automated electric drive and technological processes control systems. – Moscow: Energopubl, 1982. – 416 p. [in Russian].

3. Akimov L.V. Dolbnia V.T., Kolotilo V.I. Dynamics of triply integration system of subordinate control of velocity with full and reduced order state observer / Technical electrodynamic. – 1998. – № 4. – P. 98–103 [in Russian].

4. Gull A.I. Improving the quality control of thyristor electric drive of continuous rolling mills by minimax methods. – Kyiv: Technical electrodynamic. – 1998. – Spec. Issue. – V. 2. – № 2. – P.105–110 [in Russian].

5. Akimov L.V., Litvinenko D.G. Improving the dynamics of triply integration asynchronous electric drive with vector control by the quality control diagrams method / Electrical and computer systems. – № 02(78). – Kyiv: Technique. – 2011. – P.13–19 [in Russian].

6. Akimov L.V., Litvinenko D.G. Vakulenko A.A. Improving the dynamics of the astatic system of the astatic of two-mass vector control of asynchronous electric drive with a constant load / Electrical and computer systems. – № 03(79). – Kyiv: Technique. – 2011. – P.92 – 97 [in Russian].

7. Litvinenko D.G. Mathematical models of asynchronous electric drive with vector control for polynomial optimization problems by using quality control diagrams / Electrical engineering and electromechanics. – Kharkov: Co.Ltd Drukarnia “Madrid”. – 2011. – № 2 – P.27–30 [in Russian].



АКИМОВ

Леонид Владимирович,
д-р техн. наук, проф.
каф. «Автоматизированные электромеханические системы», НТУ «ХПИ»,
т. (057) 70-50-356



ЛИТВИНЕНКО

Дмитрий Григорьевич,
аспирант каф. «Автоматизированные электромеханические системы», НТУ «ХПИ»,
т. (057) 70-76-445,
e-mail: dilitne@mail.ru