

Национальный технический университет «Харьковский политехнический институт»

УЛУЧШЕНИЕ ДИНАМИКИ АСТАТИЧЕСКОЙ СИСТЕМЫ ВЕКТОРНОГО УПРАВЛЕНИЯ ДВУХМАССОВОГО АСИНХРОННОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА С ПОСТОЯННОЙ НАГРУЗКОЙ

Рассмотрена методика создания астатической системы регулирования скорости для двухмассового асинхронного электропривода переменного тока с векторным управлением. Произведен поиск наилучших динамических характеристик этой системы методом диаграмм качества управления. Реализован комплексный подход к проблеме оптимизации частотно-регулируемых на базе автономного инвертора напряжения электроприводов с двухмассовой механической частью и постоянным моментом сопротивления.

Розглянуто методику створення астатичної системи регулювання швидкості для двомасового асинхронного електроприводу змінного струму з векторним управлінням. Виконано пошук найкращих динамічних характеристик цієї системи методом діаграм якості управління. Реалізовано комплексний підхід до проблеми оптимізації частотно-регульованих на базі автономного інвертора напруги електроприводів з двомасовою механічною частиною і постійним моментом опору.

The creation technique of astatic speed regulation system for the two-mass asynchronous electric drive of an alternating current with vector management is considered. Search of the best dynamic characteristics of this system by the method of diagrams of control quality is made. The complex approach to a problem of optimization frequency-regulated on the basis of the independent inverter of pressure electric drives with a two-mass mechanical part and the constant moment of resistance is realized.

Введение. Известно, что сбалансированное улучшение динамических характеристик многократноинтегрирующих систем (МИС) управления достигается оптимизацией параметров их астатических регуляторов по критерию максимальной добротности и запаса устойчивости (МДУ) с использованием метода диаграмм качества управления (ДКУ) [5].

Для синтеза МИС предложены различные методы: последовательной коррекции, полиномиальный, создание систем модального управления. Отметим, что для электропривода (ЭП) с двухмассовой механической частью синтезированная классическим методом система подчиненного регулирования (СПР), оказывается малоэффективной и при некоторых значениях параметров даже неработоспособной. Существенным недостатком построения систем модального управления является их сложность и необходимость использования наблюдающих устройств.

В работе [1, 8] показано, что для синтеза систем управления сложными электромеханическими объектами наиболее целесообразным является использование метода полиномиальных уравнений. Он позволяет при сохранении неизменной структуры СПР обеспечить желаемые динамические характеристики МИС даже в случае исходной неустойчивости объекта регулирования.

Эффективность оптимизации по критерию МДУ одномассового двух- и трехкратноинтегрирующего асинхронного ЭП с векторным управлением при постоянной и нелинейной нагрузках подтверждена в работах [2 – 4, 6]. При этом для улучшения динамических характеристик частотно-регулируемого ЭП со сложной механической частью был предложен

комплексный подход, основанный на поэтапном применении методов полиномиальных уравнений и диаграмм качества управления.

Исследования по улучшению динамики ЭП переменного тока с двухмассовой механической частью при постоянстве нагрузки являются логическим продолжением указанных работ. Кроме того, они представляют самостоятельный теоретический и практический интерес.

Постановка задач исследования. Целью исследования является реализация комплексного подхода к улучшению динамических характеристик частотно-регулируемого двухмассового асинхронного ЭП путем синтеза астатического регулятора скорости методом полиномиальных уравнений и последующей оптимизацией его параметров методом ДКУ, обеспечивающей сбалансированное увеличение добротности системы и ее запаса устойчивости.

Для достижения поставленной цели в работе решаются следующие задачи: – синтез полиномиальным методом *статического регулятора скорости* (РС) векторно-управляемого асинхронного ЭП и дальнейшее построение на его основе методом СПР 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.

Материалы исследования. В [7] рассмотрены математические модели асинхронного ЭП с векторным управлением и обоснована возможность перехода к его одноканальной структуре при синтезе астатических РС. Положим эту структуру, приведенную в

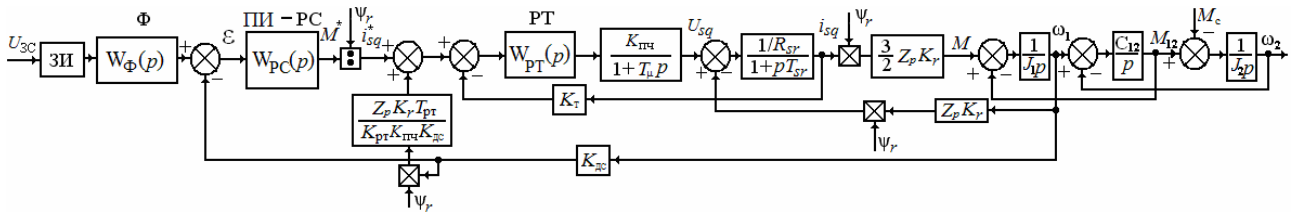


Рис. 1. Одноканальная структура асинхронного ЭП при $\psi_r = \text{const}$

общепринятых обозначениях [9] на рис.1, в основу исследования асинхронного ЭП на базе автономного инвертора напряжения (АИН) с двухмассовой механической частью. Отметим, что в данном случае принято допущение о полной компенсации внутренних перекрестных связей в структуре асинхронного двигателя (АД). Особенностью представленной на рис. 1 структуры является наличие в ней традиционно настроенного на модульный оптимум контура тока с регулятором тока (РТ) и использованием обратной связи по скорости первой массы ω_1 .

При условии компенсации влияния внутренней обратной связи в АД по ЭДС двигателя звеном вида

$$W_{\text{к.о.с.(Е)}}(p) = \frac{T_{\text{РТ}} Z_p K_r}{K_{\text{РТ}} K_{\text{ПЧ}} K_{\text{ДС}}}, \quad (1)$$

и возможности представления передаточной функции оптимизированного замкнутого контура тока звеном первого порядка

$$W_{\text{КТ}}(p) = \frac{1/K_{\text{T}}}{(2T_{\mu} p + 1)}, \quad (2)$$

запишем передаточную функцию объекта в контуре регулирования скорости первой массы ω_1 :

$$W_{\text{об}}(p) = \frac{U_{\text{oc}}(p)}{U_{\text{pc}}(p)} = \frac{K_0 \left(\frac{\gamma}{\omega_{12}^2} p^2 + 1 \right)}{p(2T_{\mu} p + 1) \left(\frac{1}{\omega_{12}^2} p^2 + 1 \right)}, \quad (3)$$

где коэффициент усиления объекта $K_0 = (1,5 Z_p K_{\psi r_0} K_{\text{ДС}}) / (J_{\Sigma} K_{\text{T}})$; K_{T} – коэффициент датчика тока; Z_p – число пар полюсов; K_r – коэффициент связи ротора; ψ_{r_0} – потокосцепление ротора; $K_{\text{ДС}}$ – коэффициент датчика скорости; C_{12} – жесткость упругой механической части; T_{μ} – малая постоянная времени контура тока; $\omega_{12} = \sqrt{C_{12} \gamma / J_2}$ – резонансная частота упругих колебаний; $J_{\Sigma} = J_1 + J_2$ – суммарный приведенный к валу двигателя момент инерции привода; $\gamma = (J_1 + J_2) / J_1$ – параметр, характеризующий соотношения масс.

Передаточная функция (3) содержит в числителе форсирующее звено второго порядка, а в знаменателе – консервативное звено. Наличие этих звеньев не позволяет применить классический метод синтеза СПР, что обосновывает необходимость использования метода полиномиальных уравнений для синтеза РС.

В [1] разработаны две методики синтеза астатических регуляторов полиномиальным методом: 1) непосредственный синтез астатического РС; 2) синтез статического регулятора с последующим построением на его основе астатического. Отметим, что вторая методика основана на традиционном для СПР методе расчета

пропорционально-интегрального регулятора взамен пропорционального.

Основываясь на результатах исследований [1], где обоснована избыточность применения РС полного порядка, проведем синтез астатического РС пониженного порядка по второй методике. Для этого представим передаточную функцию объекта (3) в виде

$$W_{\text{об}}(p) = \frac{P(p)}{Q(p)} = \frac{K_0 P_{k+}(p) P_{n+}(p) P_{-}(p)}{Q_{k+}(p) Q_{n+}(p) Q_{-}(p) p^s}, \quad (4)$$

где $P_{k+}(p)$, $Q_{k+}(p)$ – полиномы, имеющие в качестве своих нулей только левые нули и полюсы, компенсируемые при помощи регулятора; $P_{n+}(p)$, $Q_{n+}(p)$ – полиномы, содержащие только левые нули и полюсы объекта, в компенсации которых нет необходимости; $P_{-}(p)$, $Q_{-}(p)$ – полиномы, содержащие правые и нейтральные нули и полюсы, за исключением расположенных в точке $p=0$, компенсация которых не приемлема из-за нарушения условия грубости; $s=0, 1, 2$ – количество полюсов объекта в точке $p=0$.

Из сравнения (3) и (4) следует, что:

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

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

Зададимся астатизмом замкнутой системы регулирования скорости $v=1$ и запишем на основании метода полиномиальных уравнений передаточную функцию статического РС пониженного порядка

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

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

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

Коэффициенты полиномов $M(p)$ и $N(p)$ находятся из 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; $T_0 = 1/\omega_0$ – эквивалентная малая постоянная времени системы, определяющаяся величиной выбираемого значения среднегеометрического корня ω_0 . Найдем, обозначаемые в виде $| \cdot |$, степени полиномов, входящих в (4), с учетом (3): $|P_{k+}| = |P_{n+}| = |Q_{n+}| = 0$; $|P_{-}| = |Q_{-}| = 2$; $|Q_{k+}| = 1$; $|Q_{-}| = 3$.

Тогда степени полиномов $M(p)$, $N(p)$, и $G(p)$ имеют вид: $|M|=1$; $|N|=2$; $|G|=5$, т.е. $M(p) = m_1 p + m_0$ и $N(p) = n_2 p^2 + n_1 p + n_0$.

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

$$\frac{n_2}{\omega_{12}^2} p^5 + \frac{n_1 \gamma}{\omega_{12}^2} p^4 + \left(\frac{m_1 \gamma}{\omega_{12}^2} + \frac{n_0}{\omega_{12}^2} + n_2 \right) p^3 + \left(\frac{m_0 \gamma}{\omega_{12}^2} + n_1 \right) p^2 + (m_1 + n_0) p + m_0 = \alpha_5 T_0^5 p^5 + \alpha_4 T_0^4 p^4 + \alpha_3 T_0^3 p^3 + \alpha_2 T_0^2 p^2 + \alpha_1 T_0 p + \alpha_0. \quad (8)$$

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:

$$n_2 = \frac{\alpha_5 \omega_{12}^2}{\omega_0^5}; n_1 = \frac{\alpha_4 \omega_{12}^2}{\omega_0^4}; m_1 = \frac{\alpha_1}{\omega_0} - n_0; m_0 = \alpha_0; \quad (9)$$

$$n_0 = \frac{1}{\gamma - 1} \left(\frac{\alpha_1 \gamma}{\omega_0} - \frac{\alpha_3 \omega_{12}^2}{\omega_0^3} + \frac{\omega_{12}^4}{\omega_0^5} \right).$$

Из равенства сомножителей уравнения (8) при p^2 получим уравнение

$$\left(\frac{m_0 \gamma}{\omega_{12}^2} + n_1 \right) = \alpha_2 T_0^2, \quad (10)$$

решая которое находим среднегеометрический корень системы $\omega_0 = 1/T_0$. Согласно (5), передаточная функция

синтезируемого статического РС пониженного порядка определяется

$$W_{PC}(p) = \frac{K_{PC}(2T_\mu p + 1)(T_1 p + 1)}{(T_2^2 p^2 + T_3 p + 1)}, \quad (11)$$

где $K_{PC} = m_0/K_0 n_0 = m_0 K_r J_\Sigma / 1,5 Z_p K_r \Psi_{r0} K_{dc} n_0$; $T_1 = m_1/m_0$; $T_2 = n_2/n_0$; $T_3 = n_1/n_0$.

Для математического моделирования системы рис.2 взяты параметры АД из [2]. В результате расчетов для полной двухканальной структуры частотно-регулируемого асинхронного ЭП, представленной на рис. 2а, б, получено: $K_r = 0,9808$; $Z_p = 4$; $T_{sr} = 0,0028$ с; $R_{sr} = 1,0657$ Ом; $J = 0,3875$ кгм²; $T_r = 0,1088$ 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; $K_{dc} = 0,1384$ Вс; $K_{пн} = 14,6326$ В/Вб; $K_{пч} = 38$; $T_\mu = 0,0002$ с; $\Psi_{r0} = 0,6834$ Вб. В приведенной структурной схеме рис. 2б передаточные функции ПИ регуляторов тока и потока имеют численные значения:

$$W_{PT1}(p) = W_{PT2}(p) = \frac{1,5682(0,0028 p + 1)}{0,0028 p};$$

$$W_{PI}(p) = \frac{17,1182(0,1088 p + 1)}{0,1088 p}.$$

При этом синтезированный по традиционной методике СПР ПИ – РС и фильтр Ф имеют вид:

$$W_{PC}(p) = \frac{JK_T(8T_\mu p + 1)}{48\Psi_{r0}T_\mu^2 Z_p K_{dc} K_r p} = \frac{109,46(0,0016 p + 1)}{0,0016 p};$$

$$W_\Phi(p) = \frac{1}{(8T_\mu p + 1)} = \frac{1}{(0,0016 p + 1)}. \quad (12)$$

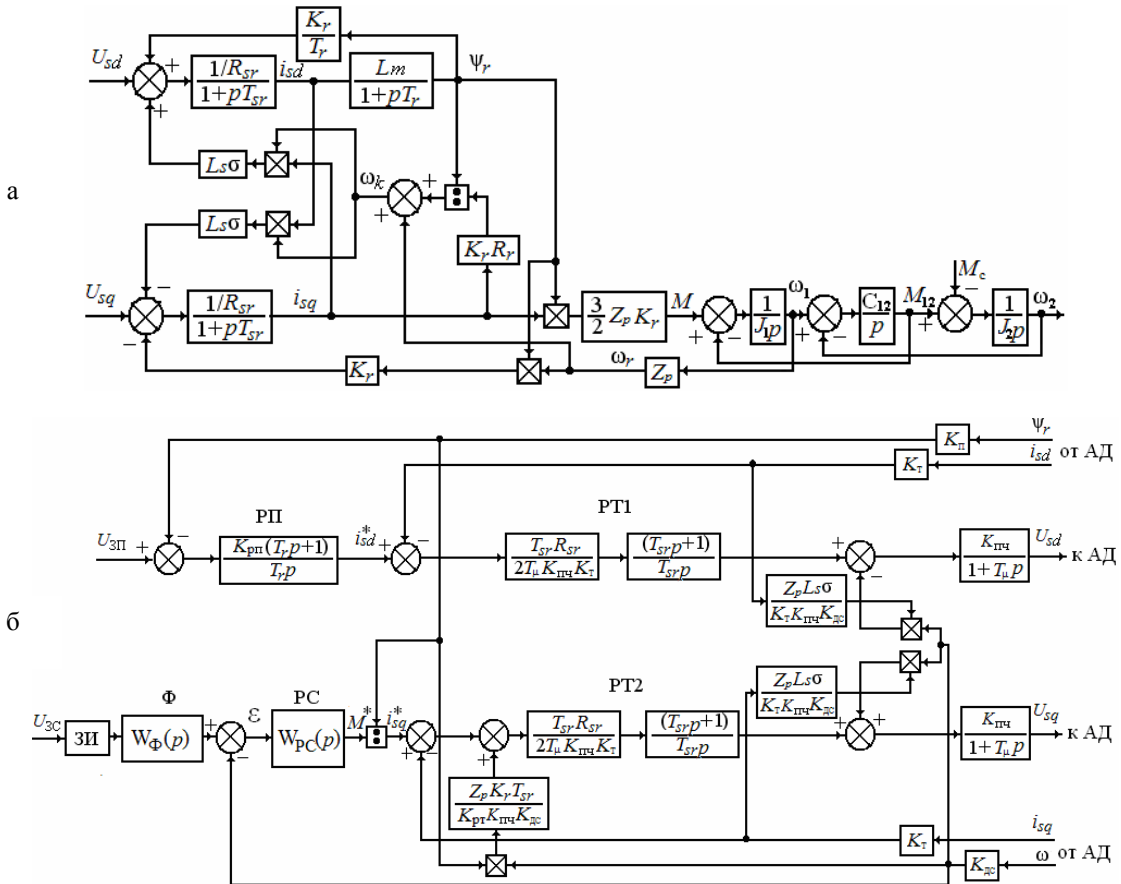


Рис.2. Структурная схема АД с КЗ ротором во вращающейся системе координат, ориентированной по потоку-цеплению ротора (а) и система его векторного управления с компенсацией перекрестных обратных связей (б)

Переходные процессы в системе с РС (12), подтверждающие возникновение автоколебаний скорости второй массы, представлены на рис. 3,а. Определение параметров передаточной функции синтезированного статического РС пониженного порядка (11) осуществлено с использованием распределения Баттерворта пятого порядка с коэффициентами: $\alpha_0 = 1$; $\alpha_1 = 3,24$; $\alpha_2 = 5,24$; $\alpha_3 = 5,24$; $\alpha_4 = 3,24$; $\alpha_5 = 1$. Примем $\gamma = 2$. Тогда для значения среднегеометрического корня замкнутой системы из уравнения (10) получим $\omega_0 = 19,36 \text{ с}^{-1}$.

По зависимостям (9) рассчитаны значения коэффициентов полиномов $M(p)$ и $N(p)$: $n_2 = 0,000138 \text{ с}^3$; $n_1 = 0,0086 \text{ с}^2$; $n_0 = 0,116 \text{ с}$; $m_1 = 0,051 \text{ с}$; $m_0 = 1$. Они определяют необходимое значение передаточной функции статического РС и фильтра Φ на входе системы рис.2,б:

$$W_{\text{PC}}(p) = \frac{1,51(0,0004p+1)(0,051p+1)}{(0,0012p^2+0,0747p+1)};$$

$$W_{\Phi}(p) = \frac{1}{(0,051p+1)}.$$
 (13)

Математические исследования системы рис.2 с синтезированным РС (11) показали, что при $\gamma = 2$ и подаче ступенчатого возмущающего сигнала появляется просадка по скорости. Если принять $\gamma < 1,53$ и заново произвести полиномиальный синтез статического РС, то имеет место положительное значение ошибки при набросе нагрузки. Установлено, что существует такое значение γ , при котором синтезированный статический регулятор придает системе астатические свойства и ошибка от наброса нагрузки становится равной нулю. Описанный параметрический астатизм достигается при $\gamma = 1,53$, когда $\omega_0 = 20,93 \text{ с}^{-1}$. При этом получены новые значения передаточной функции РС и фильтра Φ :

$$W_{\text{PC}}(p) = \frac{130,8766(0,0004p+1)(0,1538p+1)}{(0,1316p^2+8,9232p+1)};$$

$$W_{\Phi}(p) = \frac{1}{(0,1538p+1)}.$$
 (14)

Переходные процессы по скорости в полной модели асинхронного ЭП с синтезированным для $\gamma = 1,4, 1,53$ и 2 статическим РС представлены на рис. 3,б.

Разработанная система подчиненного регулирования скорости с РС (11) имеет первый порядок астатизма по управлению ($v_{U_3} = 1$) и нулевой порядок – по возмущению ($v_{M_c} = 0$). Однако, анализ переходных характеристик на рис. 3,б подтверждает появление в системе с синтезированным при $\gamma = 1,53$ статическим РС астатических свойств по возмущению. Значит, исследуемая система приобретает второй порядок астатизма по управлению ($v_{U_3} = 2$) и первый порядок – по возмущению ($v_{M_c} = 1$). По аналогии с традиционно синтезированными астатическими системами [5] в такой структуре рис. 2 должна существовать оптимальная настройка по критерию МДУ. Известно, что диаграмма качества управления для МИС с ПИ–РС строится в плоскости двух параметров: коэффициента усиления ПИ регулятора и его постоянной времени, расположенной в числителе. Для исходной настройки существуют две характерные точки на линии МДУ: 1) точка максимальной добротности (с максимальным коэффициентом усиления регулятора) при заданном запасе устойчивости;

2) точка максимального запаса устойчивости при заданной добротности. Необходимо отметить, что при синтезе системы управления для рассматриваемого ЭП с двухмассовой механической частью одной из важных задач является обеспечение максимального демпфирования колебаний.

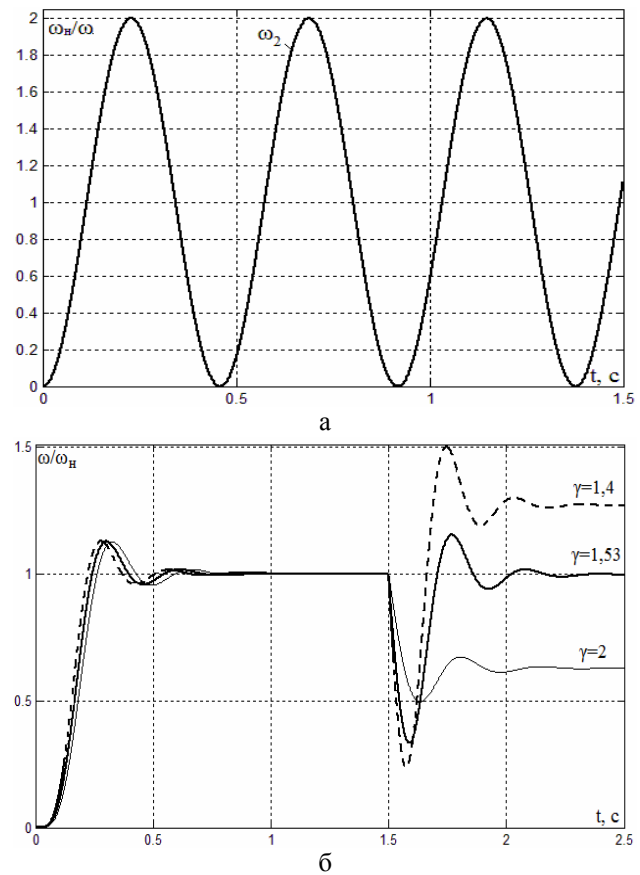


Рис.3. Динамические характеристики асинхронного ЭП с традиционным ПИ-РС (а); с синтезированным статическим РС для различных γ (б)

Выполним оптимизацию двукратноинтегрирующей СПР со статическим РС, настроенным в точку параметрического астатизма ($\gamma = 1,53$ и $\omega_0 = 20,93 \text{ с}^{-1}$), на максимальный запас устойчивости. В качестве варьируемого параметра, по аналогии с разработанными методиками для ПИ – РС, выберем в (11) постоянную времени T_1 . Введем в T_1 РС (11) безразмерный параметр b_1 . Тогда для параметров РС (14) получим:

$$W_{\text{PC}}(p) = \frac{130,8766(0,0004p+1)(b_1 \times 0,1538p+1)}{(0,1316p^2+8,9232p+1)};$$

$$W_{\Phi}(p) = \frac{1}{(b_1 \times 0,1538p+1)}.$$
 (15)

Для различных значений параметра $b_1 = 0,5 \div 1$ на рис. 4,а представлены амплитудные частотные характеристики (АЧХ). В качестве меры запаса устойчивости примем частотный показатель колебательности M .

Анализ АЧХ подтверждает существование максимального запаса устойчивости $M = 2,24$ при $b_1 = 0,8$, что на 18,75 % меньше исходного значения $M = 2,66$ при $b_1=1$. На рис. 4б приведены переходные характеристики для системы с РС (15) при исходной на-

стройке и с настройкой на максимальный запас устойчивости. Отметим, что оптимальной настройке на максимальный запас устойчивости ($b_1 = 0,8$) при заданной добротности соответствует не только уменьшение колебательности переходного процесса по управлению, но и при набросе нагрузки.

Согласно методам СПР [9] введем интегральную часть в статический РС (11) с эквивалентной постоянной времени $T_0 = 1/\omega_0$. Получим передаточную функцию астатического РС следующего вида:

$$W_{PC}(p) = \frac{K_{PC}(2T_{\mu}p+1)(T_1p+1)}{(T_2p^2+T_3p+1)} \times \frac{(4T_0p+1)}{4T_0p};$$

$$W_{\Phi}(p) = \frac{1}{(T_1p+1) \times (4T_0p+1)}. \quad (16)$$

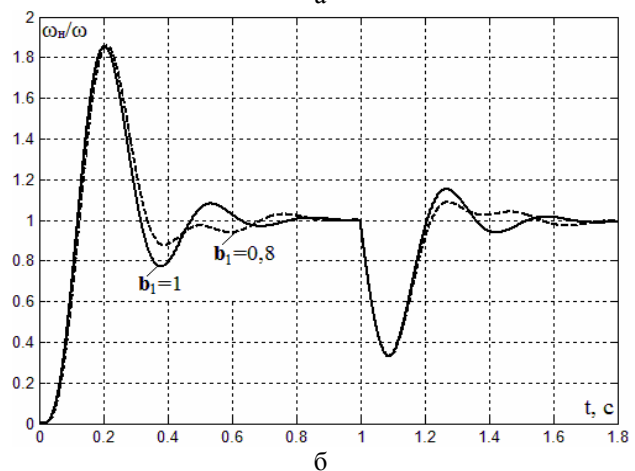
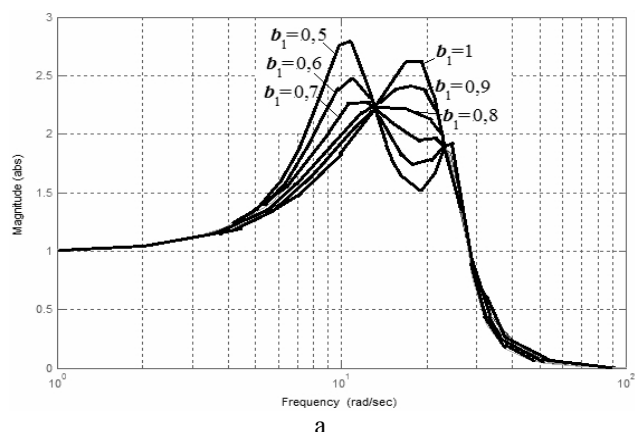


Рис.4. Амплитудные частотные характеристики замкнутой системы при изменении параметра b_1 от 1 до 0,5 – (а); переходные характеристики в системе при $b_1=0,8$ и $b_1=1$ – (б)

В частном случае, при условии параметрического астатизма ($\gamma = 1,53$), система с РС (16) будет иметь третий порядок астатизма по управлению ($\nu_U = 3$) и второй порядок – по возмущению ($\nu_{Mc} = 2$). При $\gamma \neq 1,53$ величина астатизма уменьшится на единицу. Проведем оптимизацию системы рис.2 с синтезированным астатическим РС (16) на максимальный запас устойчивости для двух случаев: $\gamma = 1,53$ и $\gamma = 2$. Для этого введем в интегральную составляющую РС (16) еще один безразмерный параметр b_2 , после чего получим:

$$W_{PC}(p) = \frac{K_{PC}(2T_{\mu}p+1)(b_1 \times T_1p+1)}{(T_2p^2+T_3p+1)} \times \frac{(b_2 \times 4T_0p+1)}{4T_0p}. \quad (17)$$

Диаграмма качества управления в частотной области на плоскости параметров b_1 и b_2 синтезированного РС для трехкратноинтегрирующей структуры асинхронного ЭП при $\gamma = 1,53$ без учета фильтра и задатчика интенсивности приведена на рис. 5,а.

Из диаграммы следует, что при исходном показателе колебательности $M = 3,83$ (точка 1 $b_1 = 1; b_2 = 1$), перенастройка системы в точку 2 при $b_1 = 1,12; b_2 = 0,91$ обеспечивает показатель колебательности $M = 3,81$, что на 1 % меньше исходной величины. Таким образом, оптимизация дала незначительный результат, практически незаметный на переходных характеристиках рис.5,б.

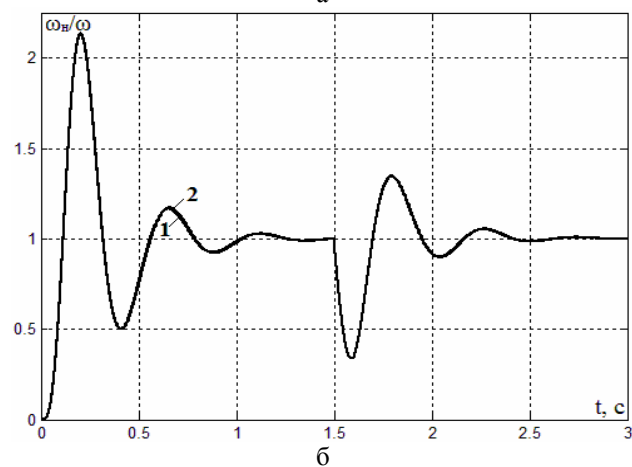
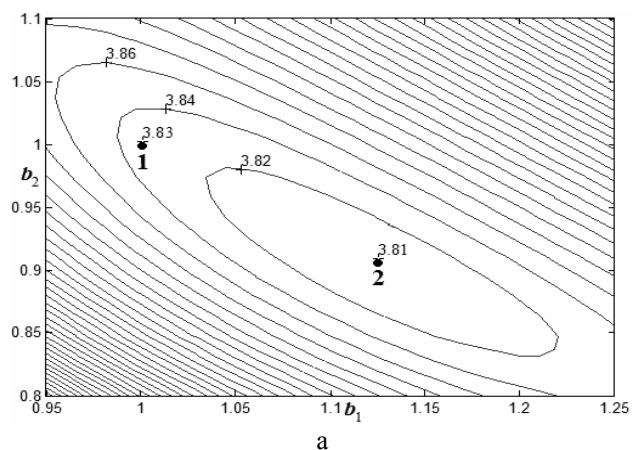


Рис.5. Диаграмма качества управления в частотной области (а); переходные характеристики для точки 1 ($b_1 = 1; b_2 = 1$) и 2 ($b_1 = 1,12; b_2 = 0,91$) (б)

Выполним оптимизацию двукратноинтегрирующей системы с синтезированным РС при $\gamma = 2$. Для этого построим ДКУ в плоскости параметров b_1 и b_2 (рис.6,а). В данном случае оптимизация оказывается более эффективной, так как максимальный запас устойчивости при $M = 1,53$ на 21 % больше исходного при $M = 1,86$.

Анализ переходных характеристик на рис.6,б подтверждает уменьшение колебательности процессов в оптимизированной системе с $b_1 = 2,7$ и $b_2 = 0,7$ как по управлению, так и по возмущению.

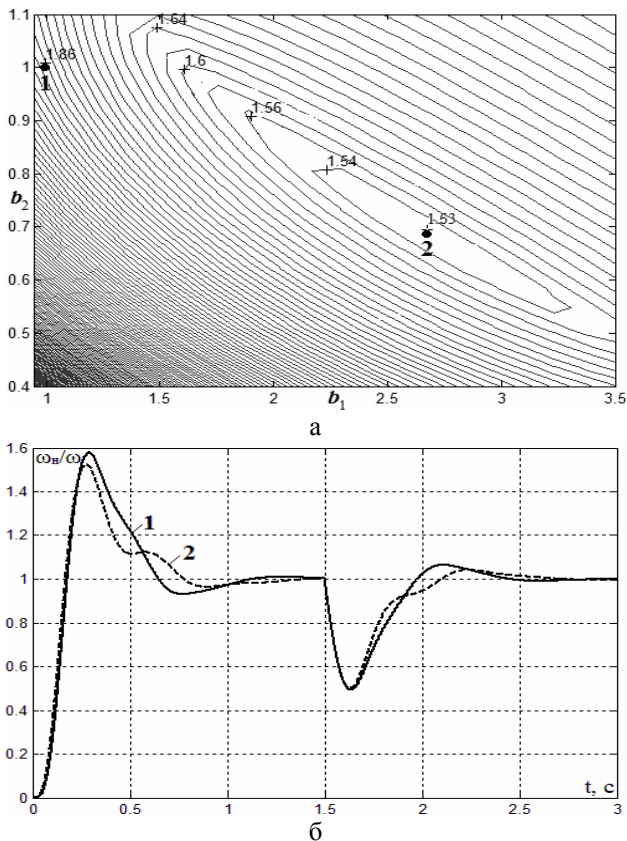


Рис.6. Диаграмма качества управления в частотной области (а); переходные характеристики для точки 1 ($b_1 = 1; b_2 = 1$) и 2 ($b_1 = 2,7; b_2 = 0,7$) – (б)

Выводы. Реализован комплексный подход к проблеме улучшения динамических характеристик частотно-регулируемых на базе АИН ЭП с двухмассовой механической частью и постоянным моментом сопротивления. Установлено явление возникновения параметрического астатизма в рассматриваемой системе при синтезе полиномиальным методом статического РС пониженного порядка. Выполнена оптимизация трехкратно- и двукратноинтегрирующей СПР скорости на максимальный запас устойчивости при заданной добротности, а также впервые проведена оптимизация по критерию МДУ системы со статическим РС, приводящим к параметрическому астатизму.

Список использованной литературы

1. 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.
2. Акимов Л.В. Улучшение динамики трехкратноинтегрирующего асинхронного электропривода с векторным управлением методом диаграмм качества управления / Л.В. Акимов, Д.Г. Литвиненко // Электротехнические и компьютерные системы – К.: Техника. № 02(78). – 2011. – С.13-19.
3. Акимов Л.В. Синтез астатического регулятора скорости для системы векторного управления одномассовым асинхронным электроприводом с нелинейной нагрузкой / Л.В. Акимов, Д.Г. Литвиненко // На-

ук.пр. Донецького нац.техніч.ун-ту. Серія «Електро-техніка і енергетика». – Донецьк: ДВНЗ «ДонНТУ». – 2011. – Вип. № 11(186). – С.16-23.

4. Акимов Л.В. Синтез двукратноинтегрирующей системы векторного управления одномассовым асинхронным электроприводом с нелинейной нагрузкой / Л.В. Акимов, Д.Г. Литвиненко, А.А. Вакуленко // Вісник Нац. техніч. ун-ту "ХПІ". Зб. наукових праць. Тематич.вип. Проблеми удосконалення електричних машин і апаратів. Теорія і практика. – Харків: НТУ "ХПІ". – 2011. – № 12. – С.96-111.

5. Гуль А.И. Диаграммы качества управления многократноинтегрирующих систем / А.И.Гуль // Вестн. Харьковского госуд. политехн. ун-та. – Харьков: ХГПУ. –2000. – Вып. 113. – С.119-123.

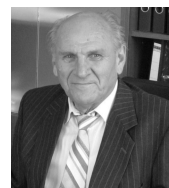
6. Литвиненко Д.Г. Оптимизация одномассового асинхронного электропривода с векторным управлением методом диаграмм качества управления / Д.Г.Литвиненко // Інтегровані технології та енергозбереження. Щоквартальний наук.-практич.журнал. – Харків: НТУ «ХПІ». – 2011. – № 1. – С.119-124.

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

8. Синтез упрощенных структур двухмассовых электроприводов с нелинейной нагрузкой / Акимов Л.В., Долбня В.Т., Клепиков В.Б., Пирожок А.В. // Под общей редакцией В.Б. Клепикова. – Харьков: НТУ «ХПИ», Запорожье: ЗНТУ 2002. – 160 с.

9. Системы подчиненного регулирования электропривода переменного тока с вентильными преобразователями / О.В.Слежановский, И.С.Дацковский, И.С.Кузнецов и др. – М.: Энергоатомиздат, 1983. – 256 с.

Получено 30.06.2011



Акимов Леонид Владимирович, д.т.н., проф. каф. «Автоматизированные электромеханические системы», НТУ «ХПИ», тел. (057) 707-64-45.



Литвиненко Дмитрий Григорьевич, аспирант каф. "Автоматизированные электромеханические системы" НТУ "ХПИ". тел. (057) 707-60-41, e-mail: dilitne@mail.ru



Вакуленко Антонина Александровна, магистр электромеханики. Инженер АОЗТ «Гяжпромавтоматика» г. Харьков.