

УЛУЧШЕНИЕ ДИНАМИКИ ТРЕХКРАТНОИНТЕГРИРУЮЩЕГО АСИНХРОННОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА С ВЕКТОРНЫМ УПРАВЛЕНИЕМ МЕТОДОМ ДИАГРАММ КАЧЕСТВА УПРАВЛЕНИЯ

Розглядається методика створення трикратно інтегруючої системи регулювання швидкості на базі електропривода змінного струму з асинхронним двигуном та векторним керуванням. Виконується пошук найкращих динамічних та статичних характеристик цієї системи методом діаграм якості керування.

Рассматривается методика создания трехкратноинтегрирующей системы регулирования скорости на базе электропривода переменного тока с асинхронным двигателем и векторным управлением. Производится поиск наилучших динамических и статических характеристик этой системы методом диаграмм качества управления.

Creation methodology of the triply integrating speed control system is examined on the base of alternating current electric drive with asynchronous motor and vector control. Searches for the best dynamic and accuracy characteristics of this system by the method of diagrams of control quality.

Одной из основных проблем теории и практики автоматического управления электроприводами (ЭП) является создание электромеханических систем, обеспечивающих высокую точность работы в условиях значительных переменных по характеру нагрузок и возмущений, имеющих широкий спектр частот. Примером такой нагрузки является действительная характеристика трения с восходящей и нисходящей ветвями, а также нагрузка, зависящая линейно или по параболическому закону от скорости.

Известно [4,5], что из всех традиционных систем подчиненного регулирования (СПР) скорости наиболее точной является трехкратноинтегрирующая. Она применяется в тех случаях, когда по условиям технологического процесса необходима нулевая площадь ошибки регулирования скорости вращения при ступенчатом возмущающем сигнале.

Некоторые особенности динамики и оптимизации такой системы, дополненной наблюдателями состояния, рассмотрены на примерах ЭП постоянного тока в [1,2].

В работе [3] выполнена ее параметрическая оптимизация на максимальный запас устойчивости при заданной добротности.

Отметим, что в указанных работах не ставилась задача получить при синтезе и оптимизации минимальную динамическую

ошибку регулирования скорости вращения при скачке нагрузки. Кроме того, все исследования относились к ЭП постоянного тока.

В связи с вышеизложенным актуальным является создание трехкратноинтегрирующей системы регулирования скорости на базе ЭП переменного тока с асинхронным двигателем (АД) и векторным управлением. Поиск наилучших динамических и статических (по условию точности) характеристик этой системы предлагается осуществить методом диаграмм качества управления. При этом одним из основных условий синтеза и оптимизации системы будет являться учет изменения интеграла динамической ошибки регулирования скорости вращения от скачка нагрузки, а именно: выбор настройки с его минимальным значением.

Целью работы является создание трехкратноинтегрирующей СПР одномассового асинхронного ЭП с векторным управлением с последующей оптимизацией параметров его ПИ² регулятора скорости (РС) методом ДКУ, способствующей увеличению ее добротности или запаса устойчивости при достижимой минимизации интеграла динамической ошибки регулирования скорости от скачка нагрузки. Для достижения поставленной цели в статье решаются следующие задачи: 1) синтез методом желаемой логарифмической амплитудной частотной характеристики (ЛАЧХ) ПИ² регулятора скорости

асинхронного ЭП с векторным управлением; 2) минимизация интеграла динамической ошибки регулирования скорости за счет настроечного параметра γ ПИ² регулятора; 3) оптимизация исследуемой трехкратноинтегрирующей системы методом диаграмм качества управления по критерию максимальной добротности и запаса устойчивости (МДУ); 4) проведение сравнительного анализа динамических показателей переходных процессов в исходной (настроенной традиционным методом) и оптимизированной полной двухканальной структурах асинхронного ЭП.

По аналогии с электроприводом постоянного тока [4] для построения трехкратноинтегрирующей СПР частотно-регулируемого асинхронного ЭП с векторным управлением воспользуемся ПИ² – РС с передаточной функцией

$$W_{PC}(p) = \frac{(T_1 p + 1)(T_2 p + 1)}{A_1 A_2 p^2}. \quad (1)$$

При этом в основу его синтеза положим одноканальную структуру, приведенную на рис.1.

Применение одноканальной структуры частотно-регулируемого асинхронного ЭП вместо полной двухканальной [6] стало возможным с учетом следующих допущений:

1) компенсация внутренних перекрестных связей в структуре АД; 2) обеспечение работы одноканальной системы регулирования скорости АД при установившемся значении потокосцепления ротора $\psi_r = const$.

В предположении, что передаточная функция внешнего замкнутого контура тока с РТ2

$$W_{КТ}(p) = \frac{1/K_T}{(4T_\mu K_2 p + 1)}, \quad (2)$$

компенсация внутренней обратной связи по ЭДС двигателя выполнена звеном с передаточной функцией

$$W_{К.О.С.(E)}(p) = \frac{2T_\mu Z_p K_r K_T}{Ls\sigma K_\Pi K_{ДС}}, \quad (3)$$

запишем передаточную функцию разомкнутой системы регулирования скорости:

$$W_{РАЗ}(p) = \frac{(T_1 p + 1)(T_2 p + 1) K_{ДС}}{A_1 A_2 p^2} \frac{1,5Z_p \psi_r K_r}{K_T (4T_\mu K_2 p + 1) J p}. \quad (4)$$

Выбор параметров ПИ² – РС выполним на основе желаемой частотной характери-

стики разомкнутой системы регулирования с частотой среза $\omega_{ср} = 1/8T_\mu K_2$ (рис.2). При этом участок асимптотической частотной характеристики в диапазоне частот от $1/4T_\mu K_2$ до $1/16T_\mu K_2$ будет иметь наклон -20 дБ/дек. Поэтому быстродействие системы приближается к быстродействию двукратноинтегрирующей системы регулирования, настроенной на симметричный оптимум.

С учетом вышеуказанных условий передаточная функция желаемой разомкнутой системы регулирования

$$W_{РАЗ}(p) = \frac{(16T_\mu K_2 p + 1)(\gamma 4T_\mu K_2 p + 1)}{\gamma 8(4T_\mu K_2)^3 p^3 (4T_\mu K_2 p + 1)}. \quad (5)$$

Из сопоставления (4) и (5) следует, что

$$T_1 = 16T_\mu K_2; \quad T_2 = \gamma 4T_\mu K_2;$$

$$A_1 = \frac{192\psi_r T_\mu^2 K_2^2 Z_p K_{ДС} K_r}{JK_T};$$

$$A_2 = \gamma 4T_\mu K_2; \quad K_2 = (T_{sr} + T_\mu)/(T_{sr} + 2T_\mu), \quad (6)$$

где T_μ – малая постоянная времени контура тока; T_{sr} – электромагнитная постоянная времени цепи статора; $K_{ДС}$ – коэффициент датчика скорости; Z_p – число пар полюсов; K_r – коэффициент связи ротора; ψ_r – потокосцепление ротора; K_T – коэффициент датчика тока; γ – параметр настройки, характеризующий первую частоту излома частотной характеристики. При сделанных предположениях γ меняется от ∞ до 4.

Подставив (6) в (1), получим окончательное выражение для передаточной функции ПИ² регулятора, которую представим в виде двух последовательно соединенных ПИ звеньев:

$$W_{PC}(p) = \frac{JK_T (16T_\mu K_2 p + 1)}{192\psi_r T_\mu^2 K_2^2 Z_p K_{ДС} K_r p} \cdot \frac{(\gamma 4T_\mu K_2 p + 1)}{\gamma 4T_\mu K_2 p}. \quad (7)$$

Из формулы (7) видно, что параметр γ одновременно влияет на одну из постоянных времени и коэффициент усиления ПИ² регулятора скорости.

На основании разработанной методики рассчитаем ПИ² регулятор скорости для асинхронного ЭП с векторным управлением на базе АД типа МТКФ 312-8 со следующими параметрами: $P_H = 13$ кВт; $n_H = 690$ об/мин; $U_H = 380$ В; $I_H = 31,8$ А; $I_\sigma = 27,7$ А; $\cos\phi_0 = 0,088$; $\cos\phi = 0,63$; $\eta = 76\%$; $GD^2 = 1,55$ кгм²; $R_s = 0,45$ Ом; $X_{sl} = 0,53$ Ом;

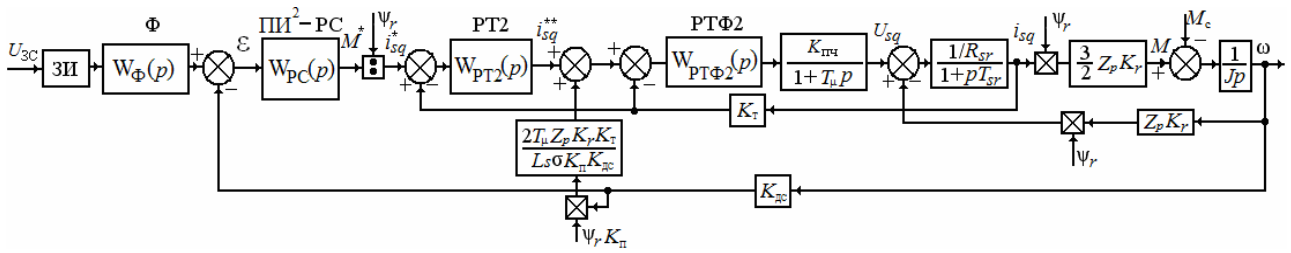


Рис.1. Одноканальная структура асинхронного ЭП при $\psi_r = const$

$R'_r = 0,64 \text{ Ом}$; $X'_{rl} = 0,42 \text{ Ом}$ и преобразователь частоты, для которого $K_{ПЧ} = 38$; $T_\mu = 0,002 \text{ с}$.

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

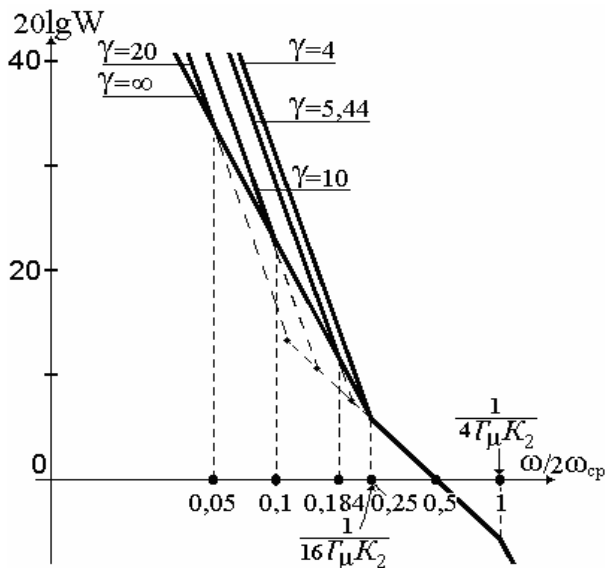


Рис.2. Логарифмическая амплитудная частотная характеристика разомкнутой системы регулирования

Численные значения передаточных функций регуляторов тока, потока и скорости (рис.1 и рис.3) соответственно

$$W_{РТФ1}(p) = W_{РТФ2}(p) = 0,1568;$$

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

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

$$W_{PC}(p) = \frac{7,75(0,0226p + 1)(\gamma 0,0057p + 1)}{0,0226p \gamma 0,0057p}. \quad (8)$$

Проведем оценку влияния предложенных в [5] вариаций настроечного параметра γ от 4 до 100 на динамику и величину интеграла ошибки регулирования скорости от скачка нагрузки $\int \varepsilon_{Mc} dt$ (табл.1) для полной модели асинхронного частотно-регулируемого ЭП.

1. Оценка влияния настроечного параметра γ

γ	Показатели по управлению			Показатели по возмущению
	$t_{пер}, \text{ с}$	$t_{01} 10^{-3}, \text{ с}$	$\sigma, \%$	$\int \varepsilon_{Mc} dt 10^{-5}$
4	0,262	0,0745	100	4,313
5,44	0,187	0,0748	89	0,183
10	0,142	0,0754	72,9	0,9513
20	0,136	0,0757	62,2	12,72
100	0,113	0,0761	53,1	772,9

Показатели табл.1 подтверждают, что выбор параметра $\gamma = 100$ приближает характер переходного процесса по скорости к симметричному оптимуму. При этом перерегулирование достигает 53,1 %, но более чем на три порядка повышается площадь динамической ошибки при ступенчатом возмущающем сигнале по сравнению с ее минимальным значением $0,183 \cdot 10^{-5}$ при $\gamma = 5,44$, для которого характерны перерегулирование 89 %.

Уменьшение γ до 4 ведет к дальнейшему увеличению добротности системы, но $\int \varepsilon_{Mc} dt$ при этом уже начинает расти.

Таким образом, синтезированная при $\gamma = 5,44$ система, является самой точной из всех рассмотренных вариантов, так как имеет наименьший интеграл ошибки регулирования скорости от скачка нагрузки.

Указанная выше настройка ПИ² – РС не учитывает все возможные сочетания его параметров, а также не позволяет отдельно

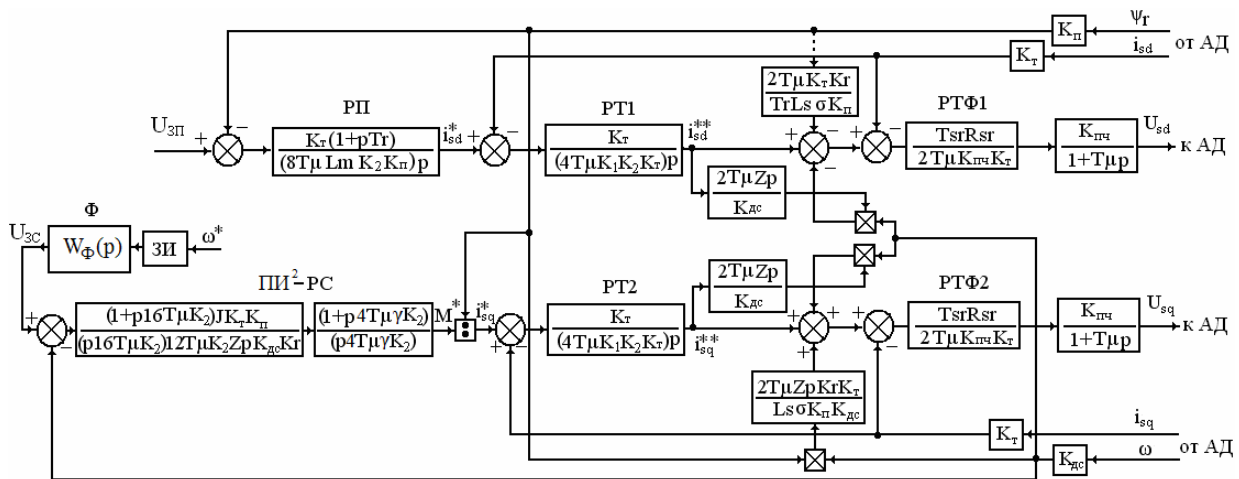


Рис.3. Структурная схема системы векторного управления с компенсацией перекрестных обратных связей асинхронного двигателя

оценить их влияние на динамические и точностные характеристики системы. Это служит предпосылкой к дальнейшему поиску настроек с лучшими показателями качества и меньшим $\int \varepsilon_{Mc} dt$.

Проведем параметрическую оптимизацию синтезированной при $\gamma=5,44$ трехкратноинтегрирующей системы векторного управления асинхронным ЭП методом диаграмм качества управления (ДКУ) по критерию максимальной добротности и запаса устойчивости.

Представим выражение (8) в виде

$$W_{PC}(p) = k7,75 \frac{(b_1 0,0226p + 1) \cdot (b_2 \gamma 0,0057p + 1)}{0,0226p \cdot \gamma 0,0057p}, \quad (9)$$

где k – регулируемый параметр коэффициента усиления ПИ² – РС; b_1 и b_2 – регулируемые значения постоянных времени T_1 и T_2 (1).

Значения каждого из трех выделенных параметров ПИ² регулятора скорости, независимо друг от друга, могут изменять качество переходного процесса в системе, изображенной на рис.3.

Покажем, что даже двухмерная оптимизация на минимум перерегулирования при заданной добротности, которая возможна при $k=\text{const}$ и вариации b_1 и b_2 , обеспечит соответствующие улучшения основных показателей качества и уменьшение $\int \varepsilon_{Mc} dt$.

Построим диаграмму качества управления для одноканальной структуры асинхронного ЭП в плоскости параметров b_1 и b_2 при $\gamma=5,44$ и $k=1$.

На ДКУ (рис. 4) изображены изолинии перерегулирования, проградуированные в процентах, которые образуют фигуры, подобные эллипсам.

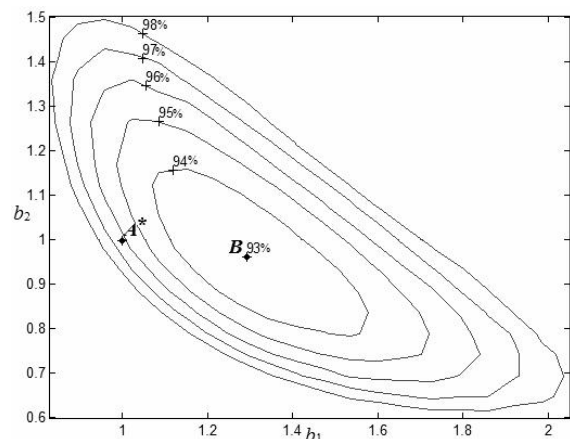


Рис.4. Диаграмма качества управления в плоскости параметров b_1 и b_2 при $k=1$ для $\gamma=5,44$

Точка A^* с координатами $b_1=1$, $b_2=1$ соответствует исходной настройке одноканальной системы с перерегулированием 96,2 %. Точка B с координатами $b_1=1,3$, $b_2=0,95$ отвечает минимальному значению перерегулирования 93 % при заданной добротности ($k=1$):

$$K_{PC} = 1 \times \frac{7,75}{0,0226 \cdot 0,0057 \cdot 5,44}. \quad (10)$$

Необходимо отметить, что как видно из рис.4, изменение одного из параметров b_1 или b_2 не отвечает оптимальной настройке. Максимальное понижение перерегулирования в системе на 3,2 % достигается лишь при одновременном выборе параметров b_1 и b_2 .

Как и ожидалось, указанной настройке помимо улучшения основных показателей качества сопутствует уменьшение площади динамической ошибки от скачка возмущающего воздействия. Подробные результаты оптимизации асинхронного ЭП на минимум перерегулирования при заданной добротности вариацией параметров b_1 и b_2 для одноканальной и полной структур представлены в табл.2 (позиции 2 и 8).

Проведем оптимизацию синтезированной при $\gamma=5,44$ трехкратноинтегрирующей системы векторного управления асинхронным ЭП методом диаграмм качества управления на максимум добротности при заданном запасе устойчивости. Для правильной постановки этой минимаксной задачи с двухмерной вариацией параметров необходимо выставить начальные значения постоянных времени ПИ² регулятора равными их среднегеометрическому значению

$$T = \sqrt{T_1 T_2} = \sqrt{16T_{\mu} K_2 \cdot \gamma 4T_{\mu} K_2}. \quad (11)$$

Тогда в численном виде усредненная по (11) постоянная времени

$$T = \sqrt{0,0226 \cdot \gamma 0,0057}. \quad (12)$$

На рис.2. штрихпунктирной линией обозначены соответствующие изменения ЛАЧХ разомкнутой системы регулирования. По существу они сводятся к треугольнику, дополняющему исходную ЛАЧХ. С увеличением γ растет площадь треугольника, а, следовательно, и разница между исходной и преобразованной системой. Влияние на результаты оптимизационных расчетов такой замены установим далее.

После преобразования и введения безразмерных переменных k и b в коэффициент усиления и постоянную времени получим следующую передаточную функцию регулятора скорости:

$$W_{PC}(p) = k \cdot 7,75 \frac{(\sqrt{0,0226 \cdot \gamma 0,0057 b p + 1})}{0,0226 p} \times \frac{(\sqrt{0,0226 \cdot \gamma 0,0057 b p + 1})}{\gamma 0,0057 p}. \quad (13)$$

Выполним построение диаграммы качества управления для одноканальной структуры асинхронного ЭП в плоскости параметров ПИ² регулятора. При этом по ординате отложим значение регулируемого параметра

коэффициента передачи k , а по абсциссе значение регулируемого параметра усредненной постоянной времени b .

На рис.5 изображена ДКУ на которую нанесены изолинии перерегулирования, проградуированные в процентах, и линия оптимальной настройки по критерию МДУ. Исходная настройка системы представлена точкой A с координатами $k=1$ и $b=1$. Точки C ($k=1,065$, $b=1,08$) и D ($k=1$, $b=1,11$) располагаются на линии МДУ и отвечают соответственно настройке системы на максимум добротности при заданном запасе устойчивости точки C и минимуму перерегулирования при заданной добротности точки D .

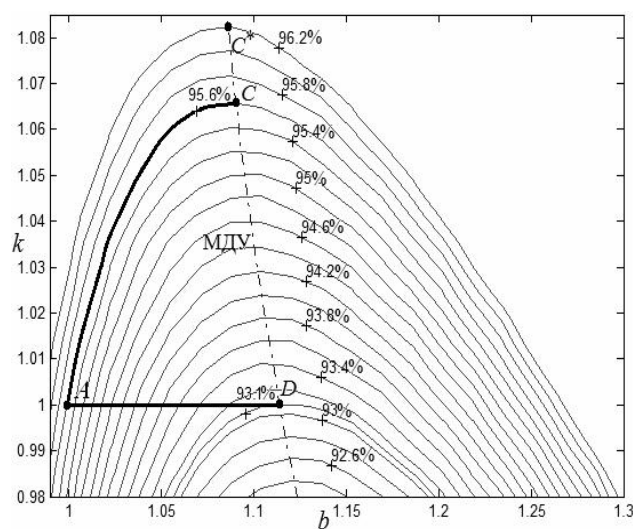


Рис.5. Диаграмма качества управления в плоскости параметров k и b для $\gamma=5,44$

Переходные процессы в полной модели трехкратноинтегрирующего асинхронного ЭП для рассмотренных исходной и оптимальных настроек приведены на рис. 6.

Из рис.6 видно, что исходная трехкратноинтегрирующая система A^* и A уступает по быстродействию оптимальным настройкам B , C , C^* и D . Она имеет большую амплитуду динамической ошибки от ступенчатого сигнала нагрузки (случай A^* и A на рис. 6,б). Реакция на скачок управляющего и возмущающего воздействия системы с настройками B и D совпадают и отвечают минимальному перерегулированию при заданной добротности.

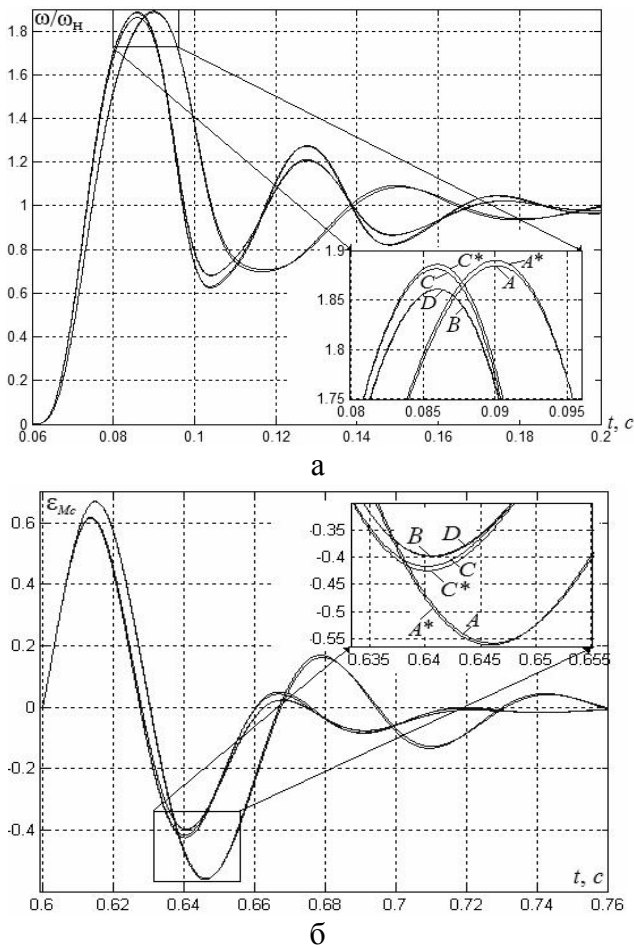


Рис.6. Переходные процессы по скорости и ошибке управления. а – переходные характеристики по управлению, б – динамическая ошибка регулирования при подаче ступенчатого возмущающего сигнала

Основные показатели качества для исходного и оптимизированного одно-

канального и двухканального асинхронного ЭП с $\gamma=5,44$ сведены в табл.2. Это сделано с целью оценки адекватности и правильности синтеза и оптимизации полной модели асинхронного ЭП по одноканальной структуре.

В табл.2 в колонке «Настройка» расположены 12 вариантов комбинаций параметров ПИ² – РС. Первая А* соответствует системе с исходными значениями параметров по [1], вторая В – минимуму перерегулирования при вариации b_1, b_2 и $k=const$, третья А – замене двух различных постоянных времени T_1, T_2 ПИ² регулятора на одинаковое среднегеометрическое значение T , отвечающее (13), четвертая С и пятая D – оптимальным настройкам по критерию МДУ предложенному в [5], шестая С* – настройке на максимум добротности при запасе устойчивости равном перерегулированию 96,2 % исходной настройки А*. Комбинации 7,8,9,10,11 и 12 полностью повторяют первые шесть позиций, но относятся к полной модели асинхронного ЭП, показанной на рис.3.

Анализ полученных результатов для полной модели системы векторного управления асинхронным ЭП показывает, что настройка С* на максимум добротности при исходном перерегулировании системы 89 % (см. позицию 12) повышает добротность на 8 %. При этом интеграл динамической ошибки $\int \epsilon_{Mc} dt$ уменьшится в 2,85 раза по отношению к исходному значению $0,2069 \cdot 10^{-5}$ и становится равным $0,0726 \cdot 10^{-5}$.

2. Показатели качества для исходного и оптимизированного асинхронного электропривода

	γ	Настройка		$\sigma, \%$	t_{per}, c	$t_{01} \cdot 10^{-3}, c$	$\int \epsilon_{Mc} dt \cdot 10^{-5}$	
Одноканальная	5,44	оптимизированная	1	А* исходная	96,2	0,227	0,075	0,2027
			2	В ($b_1=1,3, b_2=0,95$)	93,1	0,1715	0,0737	0,1135
			3	А ($k=1, b=1$) при $T = \sqrt{T_1 T_2}$	95,6	0,2265	0,075	0,1974
			4	С ($k=1,065, b=1,08$)	95,6	0,173	0,0736	0,08515
			5	D ($k=1, b=1,11$)	93,1	0,172	0,0737	0,1126
			6	С* ($k=1,08, b=1,07$)	96,2	0,174	0,0736	0,0785
Полная - двухканальная	5,44	оптимизированная	7	А* исходная	89	0,187	0,0748	0,2069
			8	В ($b_1=1,3, b_2=0,95$)	86,3	0,162	0,0736	0,1068
			9	А ($k=1, b=1$) при $T = \sqrt{T_1 T_2}$	88,5	0,1875	0,0748	0,1837
			10	С ($k=1,065, b=1,08$)	88,5	0,1613	0,0735	0,07905
			11	Д ($k=1, b=1,11$)	86,3	0,162	0,0736	0,106
			12	С* ($k=1,08, b=1,07$)	89	0,1618	0,0735	0,07262

Настройки на максимальный запас устойчивости в системе с двумя низкочастотными B и одним усредненным сопряжениями D (позиции 8 и 11) при заданной исходной добротности обеспечивают одинаковые результаты: снижение перерегулирования на 2,7 %, сопровождаемое двукратным уменьшением площади ошибки от скачка нагрузки. Это свидетельствует об эквивалентности перехода от T_1 и T_2 к $T = \sqrt{T_1 T_2}$ при проведении оптимизационных расчетов.

Таким образом, приведенные результаты подтверждают преимущество настройки по критерию МДУ перед исходной. Она может быть рекомендована для выбора параметров ПИ² – РС трехкратноинтегрирующего асинхронного ЭП с векторным управлением независимо от исходного значения γ .

Выводы. Разработана методика синтеза ПИ² – РС для создания трехкратноинтегрирующей системы регулирования скорости одномассового асинхронного ЭП с векторным управлением. Выполнена ее оптимизация методом диаграмм качества управления по критерию МДУ двумя различными способами и показана их эквивалентность. Подтверждена эффективность критерия МДУ не только для сбалансированного улучшения основных показателей качества по управлению, но и по возмущению. Достигнуто более чем 2,5 кратное уменьшение интеграла динамической ошибки регулирования скорости, что важно для ряда электроприводов, требующих его нулевого значения при действии ступенчатого возмущения на вал двигателя.

Список использованной литературы

1. 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.

2. Акимов Л.В. Системы управления электроприводами постоянного тока с наблюдателями состояния / Л.В.Акимов, В.Т.Долбня, В.И.Колотило. – Харьков: ХГПУ, 1998. – 117с.

3. Гуль А.И. Повышение качества регулирования тиристорных электроприводов непрерывных прокатных станов минимаксными методами / А.И.Гуль. // Технічна електродинаміка – К.: – 1998. – Спец. випуск. – Т. 2. – № 2. – С.105-110.

4. Динамика трехкратноинтегрирующей системы подчиненного регулирования привода постоянного тока / Миткевич В.Г., Церазова Е.А., Целлагов А.П., Ямпольский Д.С. // Электричество. – 1981. – № 1. – С.26 - 31.

5. 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.

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

Получено 10.02.2011



Акимов Леонид Владимирович, доктор техн. наук, профессор кафедры «Автоматизированные электромеханические системы» Нац. технич. ун-та «ХПИ», т. (057) 70-50-356,



Литвиненко Дмитрий Григорьевич, аспирант кафедры «Автоматизированные электромеханические системы» Нац.технич.ун-та «ХПИ», т. (057) 70-76-445, e-mail: dilitne@mail.ru