

ЭЛЕКТРОНИКА, РАДИОФИЗИКА, РАДИОТЕХНИКА, ИНФОРМАТИКА

УДК 621.313

НАСТРОЙКА ЦИФРОВЫХ РЕГУЛЯТОРОВ В КАНАЛЕ РЕГУЛИРОВАНИЯ ПОТОКОСЦЕПЛЕНИЯ РОТОРА В СИСТЕМЕ ВЕКТОРНОГО УПРАВЛЕНИЯ

А.Г. СТРИЖНЕВ*, А.В. МАРКОВ, Г.В. ЛЕДНИК

*Общество с ограниченной ответственностью «ТЕХНОСОЮЗПРОЕКТ»
пр-т Независимости, 115, к. 307, Минск, 220114, БеларусьБелорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
П. Бровки, 6, Минск, 220013, Беларусь

Поступила в редакцию 31 августа 2010

Осуществлен выбор наиболее распространенных цифровых регуляторов для канала регулирования потокосцепления ротора в системе векторного управления. Даны рекомендации по настройке параметров цифровых регуляторов, и проведено математическое моделирование работы канала. Выполнен сравнительный анализ работы цифровых регуляторов при вариации параметров двигателя, наиболее существенно влияющих на качество работы канала. Сформулированы рекомендации по практическому применению полученных результатов.

Ключевые слова: векторное управление, цифровые регуляторы, потокосцепление ротора.

Введение

В электроприводе, содержащем асинхронный двигатель (АД), широко используется векторное двухканальное управление, включающее канал стабилизации модуля потокосцепления ротора и канал управления скоростью вращения ротора [1]. Это позволяет осуществлять независимое регулирование модуля вектора потокосцепления ротора и его угловой скорости при сохранении прямой пропорциональности между моментом двигателя и ротора. В качестве примера для канала стабилизации модуля потокосцепления ротора предлагается использовать широко известные цифровой ПИД-регулятор и оптимальный цифровой регулятор (ЦР). Для практического применения указанных цифровых регуляторов потребовалось сформулировать ряд рекомендаций по настройке их параметров. Проведенные исследования ориентированы на оказание помощи разработчикам в осуществлении их практической деятельности.

Настройка канала регулирования потокосцепления ротора

Канал регулирования потокосцепления ротора двигателя в системе векторного управления может быть выполнен по одноконтурной схеме (см. рис. 1).

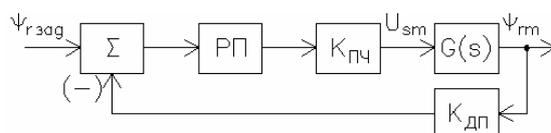


Рис. 1. Одноконтурная схема канала регулирования потокосцепления ротора двигателя: РП – регулятор потокосцепления ротора двигателя; $K_{пч}$ – коэффициент усиления преобразователя частоты; $K_{дп}$ – коэффициент усиления датчика потокосцепления ротора двигателя Ψ_r ; $G(s)$ – объект управления

Схема (рис. 1) содержит статический объект $G(p)$, имеющий передаточную функцию [2]:

$$G(s) = \frac{K}{T_1^2 s^2 + T_2 s + 1},$$

где $K = L_m / R_s$ – коэффициент преобразования; $T_1 = \sqrt{\sigma T_s T_r}$, $T_2 = T_s + T_r$ – постоянные времени; R_s , R_r – активные сопротивления фазных обмоток статора и ротора; L_m – взаимная индуктивность, учитывающая магнитную связь одной фазы статора с тремя обмотками ротора и соответственно одной обмотки ротора с тремя обмотками статора; $\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}$ – коэффициент рассеяния двигателя; $L_s = L_m + L_{\sigma s}$, $L_r = L_m + L_{\sigma r}$ – индуктивности обмоток статора и ротора, учитывающие магнитную связь с двумя другими фазными обмотками; $T_s = \frac{L_s}{R_s}$, $T_r = \frac{L_r}{R_r}$ – электромагнитные постоянные времени статорной и роторной цепи электродвигателя.

Передаточная функция $G(p)$ имеет форму записи, соответствующую типовому колебательному звену второго порядка, и, когда $T_2 > 2T_1$ (что соответствует вещественным корням характеристического уравнения), может быть расчленена на два последовательно включенных звена первого порядка (апериодическое звено второго порядка). В этом случае передаточная функция $G(p)$ примет вид:

$$G_1(s) = \frac{K}{(T_3 s + 1)(T_4 s + 1)},$$

$$\text{где } T_{3,4} = \frac{T_2 \pm \sqrt{T_2^2 - 4T_1^2}}{2}.$$

Для обеспечения требуемого качества работы канала (рис. 1) нужно правильно выбрать регулятор РП и определить его параметры. В теории автоматического управления при выборе типа регулятора обычно исходят из параметров объекта управления и требований к системе, в которой использован данный объект. В большинстве случаев отдают предпочтение традиционным ПИ, ПД или ПИД аналоговым регуляторам и реже цифровым регуляторам. С учетом широкого распространения цифровой техники рассмотрим случай настройки канала регулирования потокосцепления ротора с помощью цифрового ПИД-регулятора и оптимального цифрового регулятора.

В теории дискретных систем управления принято использовать следующую форму записи передаточной функции цифрового ПИД-регулятора:

$$W(z) = K \frac{b_0 + b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2}}{1 - z^{-1}}.$$

Структурная схема цифрового ПИД-регулятора приведена на рис. 2, где блоки задержки сигнала на один период квантования обозначены z^{-1} .

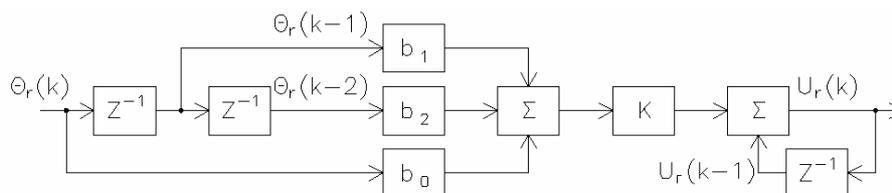


Рис. 2. Структурная схема цифрового ПИД-регулятора

Для работы в составе канала (рис. 1) цифрового ПИД-регулятора нужно осуществить его настройку. Настройка цифрового ПИД-регулятора включает выбор периода квантования h и определение коэффициентов передаточной функции $W(z)$.

Чтобы эффект квантования по времени мало отражался на динамике системы цифрового ПИД-регулятора, рекомендуется [3] выбирать шаг квантования h из соотношения $T_{95}/15 < h < T_{95}/5$, где T_{95} – время достижения выходным сигналом системы уровня 95% от установившегося значения при подаче на вход ступенчатого сигнала.

При определении коэффициентов передаточной функции $W(z)$ обычно исходят из критериев качества и ограничений, возлагаемых на кривую реакции системы, например, на количество колебаний, величину перерегулирования при колебательном переходном процессе [3]. Более простой способ процедуры настройки цифрового ПИД-регулятора рекомендуется (согласно Зиглеру и Никольсу) при $h = 0,1 T_{\text{ед}}$ и выборе коэффициентов $b_0 = 2,45$, $b_1 = -3,5$, $b_2 = 1,25$. При таком выборе параметров ПИД-регулятора остается настроить только один коэффициент усиления K_0 , чем и объясняется простота и широкое распространение данного метода настройки.

Выбор оптимального цифрового регулятора связан с определением передаточной функции объекта управления. В канале (рис. 1), содержащем объект управления $G(s)$ или $G_1(s)$, можно использовать оптимальные цифровые регуляторы [4], передаточные функции $W(z)$ которых представлены в табл. 1.

Таблица 1. Оптимальные цифровые регуляторы

Передаточная функция объекта управления $G(s)$	Передаточная функция оптимального цифрового регулятора $W(z)$
$\frac{\alpha}{s^2 + bs + a}$, при $4a - b^2 > 0$	$K \frac{1 + b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2}}{(1 - z^{-1})(1 + a_1 z^{-1})}$ <p>где $K = \frac{a}{\alpha(1 - 2\sqrt{B} \cos kh + B)}$; $b_1 = -2\sqrt{B} \cos kh$;</p> $b_2 = B$; $a_1 = \frac{\sqrt{B} \left(\frac{b}{2k} \sin kh - \cos kh \right) + B}{1 - 2\sqrt{B} \cos kh + B}$; $k = \sqrt{a - b^2/4}$; $B = e^{-bh}$
$\frac{\alpha}{(s + a)(s + b)}$	$K \frac{1 + b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2}}{(1 - z^{-1})(1 + a_1 z^{-1})}$ <p>где $K = \frac{ab}{\alpha(1 - A)(1 - B)}$; $b_1 = -(A + B)$; $b_2 = AB$;</p> $a_1 = \frac{bB - aA + (a - b)AB}{(a - B)(1 - A)(1 - B)}$; $A = e^{-ah}$; $B = e^{-bh}$

Передаточной функции объекта управления $G(s)$ и $G_1(s)$ соответствует одна и та же форма записи передаточной функции $W(z)$ оптимального ЦР.

Для расчета параметров передаточной функции оптимального ЦР требуется предварительно выбрать шаг квантования h . Правильно выбранный шаг h обеспечит снижение эффекта квантования по времени при работе системы управления. При выборе шага квантования h оптимального ЦР требуется учитывать ряд противоречивых требований и следовать рекомендациям [5]. Однако для многих практических применений достаточно иметь от 6 до 15 шагов квантования за время установления переходного процесса в замкнутой системе управления.

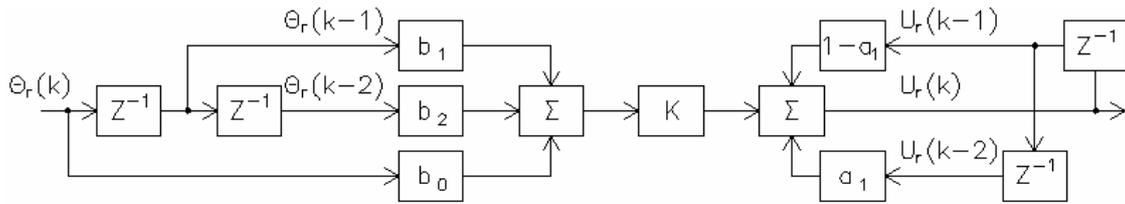


Рис. 3. Структурная схема оптимального ЦР

Вариации параметров объекта и расчет параметров оптимального ЦР

В рассмотренных ранее объектах управления $G(s)$, $G_1(s)$ предполагается, что их параметры определены и неизменны. В реальности это не так. В процессе эксплуатации параметры объекта управления не остаются постоянными, а все время изменяются [2]. Существует естественный и технологический разброс параметров объекта управления, который при фиксированных значениях параметров цифровых регуляторов может привести к потере устойчивости и срыву работы системы. Поэтому каждый раз при проектировании системы нужно проверять ее устойчивость с учетом реального разброса параметров [2].

Известно [6], что главным источником нестабильностей канала (рис. 1) являются температурные изменения цепи намагничивания и в первую очередь активные сопротивления фаз статора и ротора, а также взаимной индукции. Принято считать, что активные сопротивления статорной и роторной обмоток R_s , R_r могут изменяться на 50–60%, а при длительной работе более чем в два раза. Взаимная индуктивность L_m может увеличиваться на 20–25%, а при определенных условиях может стать в 10 раз меньше своего номинального значения. Неучет изменений активных сопротивлений статорной и роторной обмоток, а также взаимной индукции может привести к существенным погрешностям в расчетах. Следовательно, результаты предварительного расчета нуждаются в уточнении путем математического моделирования работы канала с применением методов численного интегрирования.

В качестве примера рассмотрим канал регулирования потокосцепления ротора в системе векторного управления, который содержит асинхронный двигатель с короткозамкнутым ротором номинальной мощностью 14 кВт со следующими параметрами: $R_s = 0,219 \hat{\text{I}} \text{ i}$, $R_r = 0,211 \hat{\text{I}} \text{ i}$, $L_s = L_r = 0,094 \tilde{\text{A}} \text{ i}$, $L_m = 0,092 \tilde{\text{A}} \text{ i}$.

Параметры передаточной функции $G(s)$ для номинального режима работы двигателя: $\sigma = 0,0421$, $T_s = 0,4292 \text{ с}$, $T_r = 0,4455 \text{ с}$, $T_1 = 0,0897 \text{ с}$, $T_2 = 0,8747 \text{ с}$, $K = 0,4201 \text{ с}$. С учетом выполнения условия $T_2 > 2T_1$ передаточная функция двигателя будет иметь вид

$G_1(s) = \frac{K}{(T_1 s + 1)(T_2 s + 1)}$, где $T_1 = 0,8654 \text{ с}$, $T_2 = 0,0093 \text{ с}$, $K = 0,4201 \text{ с}$. Или в более удобном виде

де (табл. 1): $G_1(s) = \frac{\alpha}{(s+a)(s+b)}$, где $\alpha = \frac{K}{T_1 T_2} = 52,1979 \text{ с}^{-1}$; $a = \frac{1}{T_1} = 1,1556 \text{ н}^{-1}$;

$b = \frac{1}{T_2} = 107,5269 \text{ н}^{-1}$.

Осуществим вариацию параметров двигателя: R_s , R_r – на $\pm 200\%$; L_m на -10% , и получим новые (предельные) значения параметров: $R_s = 0,1095 - 0,438 \hat{\text{I}} \text{ i}$; $R_r = 0,1055 - 0,422 \hat{\text{I}} \text{ i}$; $L_m = 0,0092 - 0,092 \tilde{\text{A}} \text{ i}$.

Для предельных значений параметров вновь определим передаточную функцию двигателя.

- Для минимальных значений параметров двигателя ($R_s = 0,1095 \hat{\text{I}} \text{ i}$; $R_r = 0,1055 \hat{\text{I}} \text{ i}$; $L_m = 0,0092 \tilde{\text{A}} \text{ i}$): $\sigma = 0,9904$; $T_s = 0,8585 \text{ с}$; $T_r = 0,8910 \text{ с}$; $T_1 = 0,8704 \text{ с}$; $T_2 = 1,7495 \text{ с}$; $K = 0,0840 \text{ с}$. С учетом выполнения условия $T_2 > 2T_1$ передаточная функция двигателя будет

$G_1(s) = \frac{K}{(T_1s+1)(T_2s+1)}$, где параметры $T_1 = 0,9619$ с; $T_2 = 0,7876$ с; $K = 0,4201$ с. Или в более

удобном виде (табл. 1): $G_1(s) = \frac{\alpha}{(s+a)(s+b)}$, где $\alpha = 0,1109$ с⁻¹; $a = 1,0396$ с⁻¹; $b = 1,2697$ с⁻¹.

- Для максимальных значений параметров двигателя ($R_s = 0,438 \hat{I}$; $R_r = 0,422 \hat{I}$; $L_m = 0,092 \hat{A}$) : $\sigma = 0,0421$; $T_s = 0,2146$ с; $T_r = 0,2228$ с; $T_1 = 0,0449$ с; $T_2 = 0,4374$ с; $K = 0,2101$ с. С учетом выполнения условия $T_2 > 2T_1$ передаточная функция двигателя будет

$G_1(s) = \frac{K}{(T_1s+1)(T_2s+1)}$, где параметры $T_1 = 0,4328$ с; $T_2 = 0,0047$ с; $K = 0,2101$ с. Или в более

удобном виде (табл. 1): $G_1(s) = \frac{\alpha}{(s+a)(s+b)}$, где $\alpha = 103,2859$ с⁻¹; $a = 2,3105$ с⁻¹; $b = 212,7660$ с⁻¹.

Для осуществления дальнейших расчетов будем считать, что шаг квантования цифровых регуляторов известен ($h = 0,01$ с), а коэффициенты усиления преобразователя частоты и датчика определены ($K_{I^*} = 1$; $K_{\dot{A}0} = 300$).

С использованием табл. 1 осуществлен расчет параметров передаточной функции оптимального ЦР для номинальных значений параметров двигателя. Поскольку канал (рис. 1) содержит преобразователь частоты и датчик ($K_{I^*} = 1$; $K_{\dot{A}0} = 300$), общий коэффициент усиления регулятора ЦР определяется по формуле $K_{OD} = K/K_{I^*} \hat{E}_{\dot{A}^*}$. Полученные результаты представлены в табл. 2.

Таблица 2. Результаты расчетов

Параметры передаточной функции двигателя $G_1(s)$			Параметры передаточной функции оптимального цифрового регулятора $W(z)$					
α , с ⁻¹	a , с ⁻¹	b , с ⁻¹	K , с ⁻¹	K_{OD}	b_1	b_2	a_1	h , с ⁻¹
52,1979	1,1556	107,5269	314,5005	1,0483	-1,3297	0,3373	0,4111	0,01

Моделирование

Моделирование работы канала (рис. 1) проведено в среде Simulink пакета программ Matlab. Моделирование осуществлялось без регулятора, с цифровым ПИД-регулятором и с оптимальным цифровым регулятором. Моделирование проведено для различных значений параметров объекта управления. Результаты моделирование представлены ниже.

1. Результаты моделирования работы канала без регулятора при ступенчатом входном сигнале $\Psi_{r, \dot{c}aa} = 1$ и различных параметрах двигателя (a – номинальных, b – минимальных, v – максимальных) представлены на рис. 4.

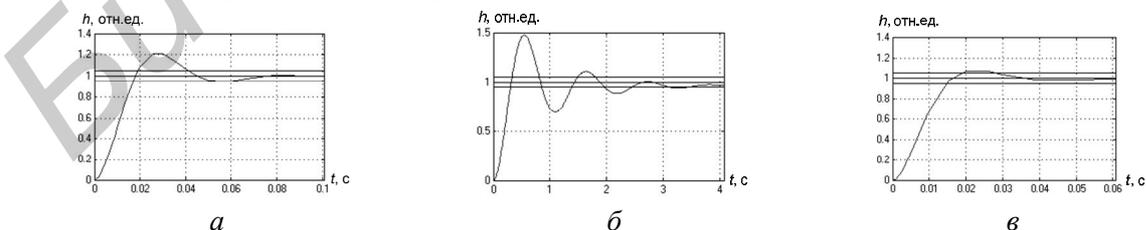


Рис. 4. Результаты моделирования работы канала без регулятора: a – длительность переходного процесса (на уровне 95%) примерно равна 0,06 с. Перерегулирование составляет примерно 20%. Переходной процесс колебательный, число перегибов равно 1; b – длительность переходного процесса (на уровне 95%) примерно равна 3,45 с. Перерегулирование составляет примерно 50%. Переходной процесс колебательный, число перегибов равно 3,5; v – длительность переходного процесса (на уровне 95%) примерно равна 0,027 с. Перерегулирование составляет примерно 7%. Переходной процесс колебательный, число перегибов равно 1

2. Результаты моделирования работы канала с цифровым ПИД-регулятором, где $K_{OD} = 0,25$; $b_0 = 2,45$; $b_1 = -3,5$; $b_2 = 1,25$; $h = 0,01 \text{ н}$, при ступенчатом входном сигнале $\Psi_{r, \zeta \ddot{a} \ddot{a}} = 1$ и различных параметрах двигателя (a – номинальных, \bar{b} – минимальных, \bar{v} – максимальных), представлены на рис. 5.

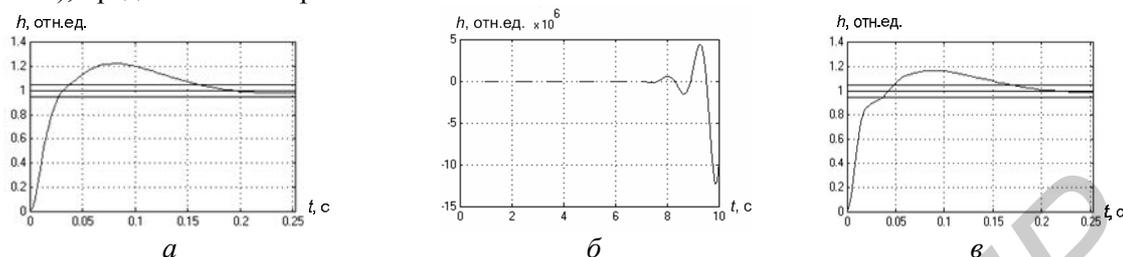


Рис. 5. Результаты моделирования работы канала с цифровым ПИД-регулятором: a – длительность переходного процесса (на уровне 95%) примерно равна 0,16 с. Перерегулирование составляет примерно 25%. Переходной процесс колебательный, число перегибов равно 1; \bar{b} – переходной процесс автоколебательный и возрастающий; \bar{v} – длительность переходного процесса (на уровне 95%) примерно равна 0,17 с. Перерегулирование составляет примерно 17%. Переходной процесс колебательный, число перегибов равно 1

3. Результаты моделирование работы канала с оптимальным ЦР, где $K_{OD} = 1,0483$; $b_1 = -1,3297$; $b_2 = 0,3373$; $a_1 = 0,4111$; $h = 0,01 \text{ н}$, при ступенчатом входном сигнале $\Psi_{r, \zeta \ddot{a} \ddot{a}} = 1$ и различных параметрах двигателя (a – номинальных, \bar{b} – минимальных, \bar{v} – максимальных), представлены на рис. 6.

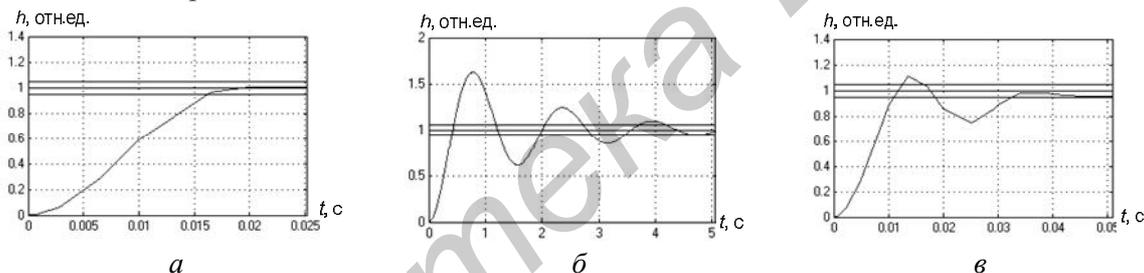


Рис. 6. Результаты моделирования работы канала с оптимальным ЦР: a – длительность переходного процесса (на уровне 95%) примерно равна 0,016 с. Перерегулирование отсутствует, а переходной процесс аperiodический; \bar{b} – длительность переходного процесса (на уровне 95%) примерно равна 4,2 с. Перерегулирование составляет примерно 70%. Переходной процесс колебательный, число перегибов равно 3; \bar{v} – длительность переходного процесса (на уровне 95%) примерно равна 0,033 с. Перерегулирование составляет примерно 11%. Переходной процесс аperiodический и колебательный, число перегибов равно 1

Заключение

Проведенные исследования показывают, что в канале стабилизации модуля потокосцепления ротора можно успешно использовать известный цифровой ПИД-регулятор и оптимальный цифровой регулятор. Вместе с тем следует считать обязательной проверку результатов предварительного расчета путем математического моделирования работы канала при предельных значениях параметров двигателя. В тех случаях, когда моделирование работы канала дает отрицательный результат (рис. 5, \bar{b}) или плохой результат (рис. 6, \bar{b}), требуется адаптивная настройка параметров цифрового регулятора и/или иное построение канала регулирования потокосцепления ротора двигателя.

ADJUSTMENT OF DIGITAL REGULATORS FOR THE ROTOR FLUX LINKAGE ACTUATING PATH SETTINGS IN A VECTOR CONTROL SYSTEM

A.G. STRYZHNIYOU, A.V. MARKOV, H.V. LEDNIK

Abstract

The choice of the most widespread digital regulators for the rotor flux linkage actuating path settings in a vector control system is carried out. Recommendations about adjustment of the digital regulators parameters are given and mathematical modeling of the channel work is lead. The comparative analysis of the digital regulators work is made at a variation of the AC-motor parameters, influencing most essentially on quality of the channel work. Recommendations about practical application of the received results are formulated.

Литература

1. Рудаков В.В., Столяров И.М., Дартау В.А. Асинхронные электроприводы с векторным управлением. Л., 1987.
2. Кузнецов А.П., Марков А.В., Шмарловский А.С. // Докл. БГУИР. 2008. №4. С. 84–91.
3. Гостев В.И., Крайнев В.В., Скуратов С.Н. Синтез цифровых регуляторов систем автоматического управления параметрами теплоэнергетических объектов. Киев, 2007.
4. Гостев В.И., Стеклов В.К. Системы автоматического управления с цифровыми регуляторами: Справочник. Киев, 1998.
5. Гостев В.И., Худолый Д.А., Баранов А.А. Синтез цифровых регуляторов систем автоматического управления. Киев, 2000.
6. Виноградов А.Б. // Электротехника. 2005. №5. С. 57–61.