

УДК 621.31-83-52

### СИНТЕЗ РЕГУЛЯТОРА ТОКА СИСТЕМЫ ВЕКТОРНОГО УПРАВЛЕНИЯ АСИНХРОННЫМ ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЕМ

**О. Ф. Опейко**

Белорусский национальный технический университет  
просп. Независимости, 65, г. Минск, 220013, Беларусь. E-mail: oopeiko@bntu.by

Рассматривается синтез дискретной передаточной функции пропорционально-интегрирующего регулятора тока в замкнутой по скорости системе частотного управления асинхронным электродвигателем и анализ системы методом имитационного моделирования. Проведено сравнение динамических свойств имитационной модели системы с синтезированным дискретным регулятором тока и регулятором тока, рассчитанным в предположении непрерывности системы. Результаты имитационного моделирования, представленные в работе, подтверждают, что применение предложенного метода параметрического синтеза дискретной передаточной функции регулятора тока позволяет значительно расширить диапазон регулирования скорости и обеспечить запас устойчивости.

**Ключевые слова:** векторное управление, регулятор тока, асинхронный электродвигатель, имитационное моделирование.

### СИНТЕЗ РЕГУЛЯТОРА СТРУМУ СИСТЕМИ ВЕКТОРНОГО КЕРУВАННЯ АСИНХРОННИМ ЕЛЕКТРОДВИГУНОМ

**О. Ф. Опейко**

Білоруський національний технічний університет  
просп. Незалежності, 65, 220013, м. Мінськ, Білорусь. E-mail: oopeiko@bntu.by

Розглядається синтез дискретної передаточної функції пропорційно-інтегруючого регулятора струму в замкненій за швидкістю системі частотного управління асинхронним електродвигуном та аналіз системи методом імітаційного моделювання. Виконано порівняння динамічних властивостей імітаційної моделі системи із синтезуючим дискретним регулятором струму та регулятором струму, який розрахований у припущенні безперервності системи. Результати імітаційного моделювання, які наведені в роботі, підтверджують, що застосування передлежання методу параметричного синтезу дискретної передавальної функції регулятора струму дозволяє значно розширити діапазон регулювання швидкості і забезпечити запас стійкості.

**Ключові слова:** векторне управління, регулятор струму, асинхронний електродвигун, імітаційне моделювання.

**АКТУАЛЬНОСТЬ РАБОТЫ.** Векторное управление позволяет получить высокие показатели точности и быстродействия электроприводов [1]. Широкое применение регулируемых электроприводов переменного тока на основе векторного частотного управления стало возможным благодаря применению преобразователей частоты и программной реализации функций управления на основе микроконтроллеров.

Качество системы электропривода в значительной степени зависит от контура тока. Полагаясь на высокое быстродействие микроконтроллеров, применяемых для управления электроприводами, и высокую частоту широтно-импульсной модуляции (ШИМ) в автономном инверторе, разработчики во многих случаях синтезируют управление методами, разработанными для непрерывных систем. Для программной реализации управления полученная передаточная функция непрерывного регулятора должна быть заменена эквивалентной дискретной передаточной функцией (ДПФ) [2].

Синтез регулятора тока с учетом квантования по времени предпочтителен для электропривода с полупроводниковым преобразователем частоты и с программной реализацией регулятора тока [3, 4].

*Анализ предыдущих исследований.* Актуальность вопросов построения регуляторов тока определяется их значительным влиянием на запас устойчивости и

качество динамических режимов электропривода. В частности, в [4, 5] применяются адаптивные регуляторы, в [6] предложен прогнозирующий регулятор тока, учитывающий широтно-импульсную модуляцию. В работе [7] рассматривается нелинейный, а в [8] – дискретный регулятор в канале управления потокосцеплением системы векторного управления асинхронным электродвигателем и анализ качества регулирования, дискретность учитывается как амплитудно-импульсная модуляция.

Актуальным остается определение границ применимости непрерывных методов [9] и упрощающих допущений при синтезе регуляторов тока частотно управляемых электроприводов.

Целью данной работы является синтез ДПФ регуляторов тока в каналах регулирования потокосцепления и момента системы векторного управления, ориентированного по потокосцеплению ротора, и анализ динамики системы стабилизации скорости с синтезированным регулятором тока.

**МАТЕРИАЛ И РЕЗУЛЬТАТЫ ИССЛЕДОВАНИЙ.** Рассматривается структура системы частотного векторного управления АД с обратной связью по скорости и ПИ-регуляторами тока, на входе которой действует сигнал задания.

Система рассматривается при условии постоянства модуля потокосцепления ротора. Не учитывается насыщение магнитной цепи. Управление объ-

ектом (асинхронним електродвигателем с короткозамкнутым ротором) формируется в синхронно вращающейся системе координат, связанной с потоко-сцеплением ротора. Пренебрегая внутренними обратными связями объекта, контур регулирования тока можно представить в виде, показанном на рис. 1.

На рис. 1 сигнал задания тока  $i_{dq}^* = (i_d^*, i_q^*)^T$  сравнивается с сигналом тока  $i_{dq} = (i_d, i_q)^T$  измеренного датчиками тока в фазах и преобразованного к системе координат  $(d, q)$ . Ошибка  $e = i_{dq}^* - i_{dq}$  регулирования тока поступает на вход импульсного звена  $I$ , учитывающего квантование по времени.

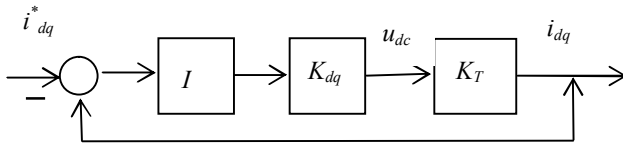


Рисунок 1 – Структура контура тока

Сигнал управления  $u_{dq}$  синтезируется одним из известных методов линейного синтеза управления, в результате получается регулятор тока, имеющий передаточную функцию  $K_{dq}$ .

Поскольку в данном случае рассматривается режим постоянства потокосцепления, электромагнитный момент пропорционален  $i_q$ . Следовательно, величина тока  $i_q$ , формируя ускорение, позволяет управлять скоростью. Таким образом, быстродействие и качество динамических режимов системы в значительной степени зависит от быстродействия контура тока.

Полученный в результате синтеза сигнал управления формируется микроконтроллером программно в виде дискретного сигнала, квантованного по амплитуде и по времени. В частотно управляемом электроприводе автономный инвертор напряжения имеет заданную несущую частоту  $f_s = 1/T_s$  широтно-импульсной модуляции с периодом  $T_s$ . Кроме того, квантование по времени происходит ввиду цикличности функционирования управляющей программы, выполняемой микроконтроллером при формировании сигнала управления. Время цикла управляющей программы равно  $T_s$  и может быть меньше, равно или больше, чем  $T_s$  но кратно  $T_s$ , а период ШИМ и цикл расчета управления синхронизированы. Далее предполагается, что  $T_s = T_c$ .

В системах векторного управления возможно применение пропорциональных (П) и пропорционально-интегрирующих (ПИ) регуляторов тока.

Передаточная функция электромагнитного звена двигателя, динамика которого представлена в системе синхронно вращающихся координат, имеет вид

$$K_T(s) = \frac{1}{R_e(T_e s + 1)}. \quad (1)$$

Здесь  $R_e = R_1 + k_2^2 R_2$ ,  $L_e = L_1 - k_2 L_{12}$  – эквивалентные сопротивление и индуктивность,  $k_2 = L_{12}/L_2$  – коэффициент пропорциональности,  $T_e = L_e/R_e$ . Используя переход к дискретной передаточной функции  $K_T(z)$ , можно определить передаточную функцию  $K_{dq}(z)$  регулятора тока. Переход к дискретной передаточной функции дает выражение ДПФ для электромагнитного звена (1) двигателя

$$K_T(z) = \frac{1 - d_e}{R_e(z - d_e)}. \quad (2)$$

Здесь  $d_e = \exp(-T_c/T_e)$ . Дискретная передаточная функция ПИ регулятора тока принимает вид

$$K_{dq}(z) = \frac{b_1(z - 1 + b_{01}T_c)}{(z - 1)}, \quad (3)$$

где  $b_1, b_{01}$  – искомые параметры регулятора.

Сигнал управления определяется по выражению

$$u_{dq}(z) = K_{dq}(z)(i_{dq}^* - i_{dq}) = K_{dq}(z)e. \quad (4)$$

Переход от  $z$ -изображения к оригиналу дает выражение для сигнала управления на текущем интервале с номером  $k$

$$u_{dq}(k) = u_{dq}(k-1) + b_1[e(k) + (b_{01}T_c - 1)e(k-1)]. \quad (5)$$

Последнее выражение является основой для алгоритма и программы расчета сигнала управления микроконтроллером.

Параметры  $b_1, b_{01}$  должны быть определены исходя из оптимального расположения корней характеристического полинома на плоскости комплексной переменной  $z$ . Передаточная функция синтезированного контура тока при этом, если обозначить  $b_1' = b_1(1-d_e)/R_e$ ,  $b_{01}'' = b_{01}T_c$  примет вид

$$W_T(z) = \frac{b_1(b_{01} - 1 + z)}{z^2 - z(1 + d_e - b_1') + b_1'b_{01}'' + d_e}.$$

Характеристический полином замкнутого контура тока  $N(z) = z^2 - z(1 + d_e - b_1') + b_1'b_{01}'' + d_e$  должен иметь корни, принадлежащие внутренности

единичного круга на комплексной плоскости. Значения желаемых корней  $z_{1,2} = \sigma$  или близкие к ним действительные либо комплексные значения  $z_{1,2} = \sigma \pm j\nu$  обеспечивают процессы, близкие к апериодическим. Здесь величина  $\sigma$  может принимать значения 0,5; 0,75; 0,875; 0,9375. Реакция контура на единичное воздействие составит соответственно два, четыре, и более интервалов дискретности  $T_c$ . Параметры  $b'_1, b''_{01}$  рассчитываются исходя из принятых значений корней из выражений

$$(1 + d_e - b'_1) = z_1 + z_2, \quad b'_1 b''_{01} + d_e = z_1 z_2 \quad (7)$$

В результате получаются параметры регулятора

$$b_1 = \frac{R_e(1 + d_e - 2\sigma)}{(1 - d_e)},$$

$$b_{01 T_c} = \frac{R_e(\sigma^2 + \nu^2 + 1 - 2\sigma)}{(1 + d_e - 2\sigma)}. \quad (8)$$

В случае пропорционального регулятора тока  $b''_{01} = 0$ . Тогда  $K_{dq}(z) = b_1$ , и ПФ контура тока принимает вид

$$W_T(z) = \frac{b'_1}{(z - d_e + b'_1)}.$$

Контур тока с П регулятором тока, как видно из последнего выражения, имеет коэффициент усиления  $b_T$ , определяемый выражением

$$b_T = \frac{b'_1}{(1 - d_e + b'_1)} = \frac{(1 + d_e)/2 - \sigma}{(1 - \sigma)}.$$

Величина  $b_T$  ограничена условиями устойчивости импульсной системы и, как видно из последнего выражения, не превышает значения 0,5 при любом выборе корня  $\sigma$  внутри единичного круга. Таким образом, ошибка отработки заданного значения  $i_{dq}^*$  тока при применении П-регулятора тока, определяемая выражением  $i_{dq}^*(1 - b_T)$  составит не менее 50%. Это обстоятельство делает П-регулятор тока непригодным в условиях программной реализации регулятора тока.

Параметры (8) дискретного ПИ-регулятора асимптотически приближаются к значениям, рассчитанным для непрерывной системы, если отношение  $T_c / T_e$  стремится к нулю в результате уменьшения интервала дискретности  $T_c$ .

В самом деле, при малых значениях  $T_c / T_e$  справедливы приближенные выражения  $d_e = \exp(-T_c / T_e) \approx 1 - T_c / T_e$ ,  $1 - d_e \approx T_c / T_e$ . Тогда

$$b_1 = R_e(2(1 - \sigma)T_e / T_c - 1);$$

$$b_{01 T_c} = \frac{R_e((1 - \sigma)^2 + \nu^2)}{2(1 - \sigma) - T_c / T_e}. \quad (9)$$

Для контуров тока, рассчитанных в предположении непрерывности системы, как известно, получается передаточная функция регулятора [4]:

$$K_{dq}(s) = \frac{R_e(T_e s + 1)}{2T_0 s}, \quad (10)$$

которой соответствует ДПФ

$$K_{dq}(z) = \frac{b_1(z - 1 + b_{01 T_c})}{z - 1}.$$

Здесь

$$b_1 = T_e / (2T_0), \quad b_{01 T_c} = 1 / T_e. \quad (11)$$

Эти значения параметров можно получить для дискретного ПИ-регулятора по формулам (8) в случае, когда

$$T_c / T_e < \varepsilon = 0,1, \quad (12)$$

и выбрано желаемое положение корней внутри единичного круга такое, что  $\sigma = 0,75$ ,  $\nu = 0$ . Здесь  $\varepsilon$  - достаточно малая величина.

Если условие (12) не выполняется, параметры дискретного регулятора (3) рассчитываются, исходя из желаемых значений корней характеристического полинома контура тока по формуле (8).

В самом деле, если значения параметров регулятора рассчитаны по выражениям (8) при заданных корнях  $s_1 = 0,5 + 0,05i$ ,  $s_2 = 0,5 - 0,05i$ , то переходная функция близка к апериодической.

Расчет переходных функций выполнен для идеализированного контура тока (рис. 1), где учтено квантование по времени как амплитудно-импульсная модуляция, для двух вариантов дискретного ПИ-регулятора: рассчитанного на основании выражений (8) (рис. 2, кривая X<sub>0</sub>, при этом для значения  $T_c = T_s = 0,5 \cdot 10^{-3}$  параметры регулятора  $b_1 = 36,28$ ,  $b_0 = 375,6$ ) и для непрерывной системы по выражениям (10), (11), при этом  $b_1 = 9,8$ ,  $b_0 = 320,6$ ), (рис. 2, кривая X<sub>c</sub>).

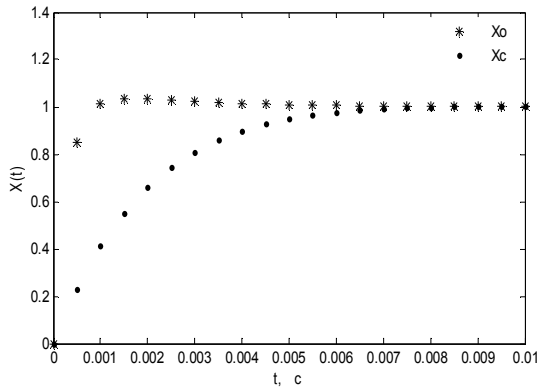


Рисунок 2 – Переходные функции контура тока с ПИ-регулятором

Переходные функции, представленные на рис. 2, показывают, что учет дискретности контура тока позволяет более полно использовать быстродействие дискретной системы, чем в случае регулятора, рассчитанного для непрерывной системы. Это должно способствовать повышению запаса устойчивости системы в целом, улучшению переходных

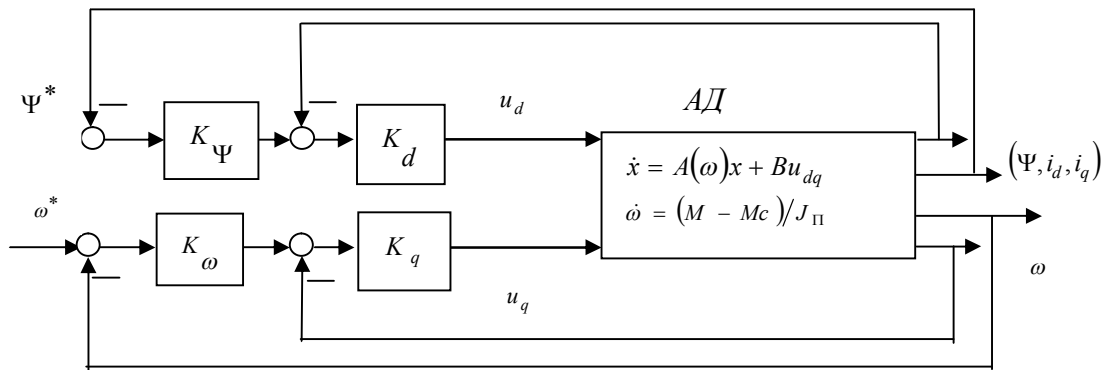


Рисунок 3 – Структура системы управления

$$A(\omega) = \begin{bmatrix} -a & aL_{12} & 0 \\ ak_2k_e & -a_e & p_{\Pi}\omega \\ k_2k_e p_{\Pi}\omega & -p_{\Pi}\omega & -a_e \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ k_e & 0 \\ 0 & k_e \end{bmatrix}.$$

Здесь  $a = 1/T_2$ ,  $a_e = 1/T_e$ ,  $k_e = 1/L_e$ .

Учитывая, что дискретный синтез регуляторов тока выполнен со многими допущениями, в частности, не учтена широтно-импульсная модуляция и другие нелинейные свойства объекта управления, необходим анализ динамических свойств системы на основании имитационного моделирования.

Имитационная модель системы управления электроприводом имеет все функционально необходимые элементы векторного управления. Модель содержит блок формирования векторной пространственной ШИМ, автономного инвертора напряжения, блоки фазных и координатных преобразований переменных, ограничений выходных величин регуля-

торов. Вектор потокосцепления ротора оценивается по сигналам напряжения и тока фаз статора. Частота ШИМ автономного инвертора напряжения принята равной 2 КГц.

Имитационная модель системы содержит формирователи сигналов задания скорости и момента нагрузки двигателя, а в остальном соответствует структуре, показанной на рис. 3. Моделирование выполнено для асинхронного трехфазного электродвигателя АИР 90L4U3 мощностью 2,2 кВт, напряжением 380 В, частотой 50 Гц, с номинальной скоростью 1420 об/мин.

$$\dot{x} = A(\omega)x + Bu_{dq}, \quad \dot{\omega} = (M - Mc) / J_{\Pi}.$$

Здесь приняты следующие обозначения:  $x = (x_1, x_2, x_3) = (\Psi, i_d, i_q)$ ,  $\omega$  – скорость ротора,

$M = 1,5k_2 p_{\Pi} \Psi i_q$  – электромагнитный момент,  $p_{\Pi}$  – число пар полюсов,  $Mc$  – момент сил сопротивления,  $J_{\Pi}$  – приведенный к валу электродвигателя момент инерции,

торов. Вектор потокосцепления ротора оценивается по сигналам напряжения и тока фаз статора. Частота ШИМ автономного инвертора напряжения принята равной 2 КГц.

Имитационная модель системы содержит формирователи сигналов задания скорости и момента нагрузки двигателя, а в остальном соответствует структуре, показанной на рис. 3. Моделирование выполнено для асинхронного трехфазного электродвигателя АИР 90L4U3 мощностью 2,2 кВт, напряжением 380 В, частотой 50 Гц, с номинальной скоростью 1420 об/мин.

Результаты имитационного моделирования представлены на рис. 4, 5. На рис. 4 показан переходный процесс разгона до номинальной скорости и процесс торможения электродвигателя. В системе с различными вариантами исполнения регуляторов тока, рассчитанных по выражениям (8), либо (11) процесс отличается незначительно.

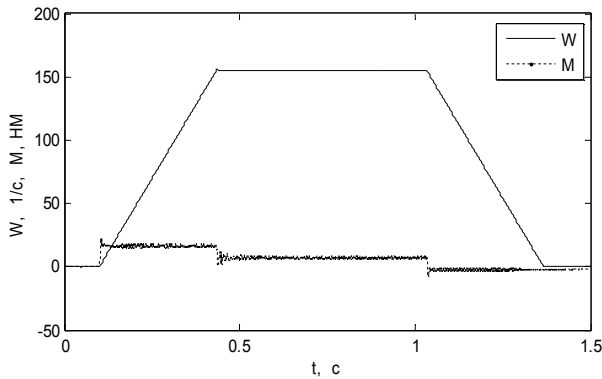
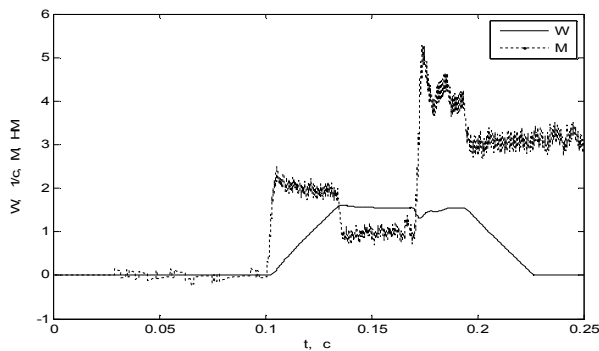


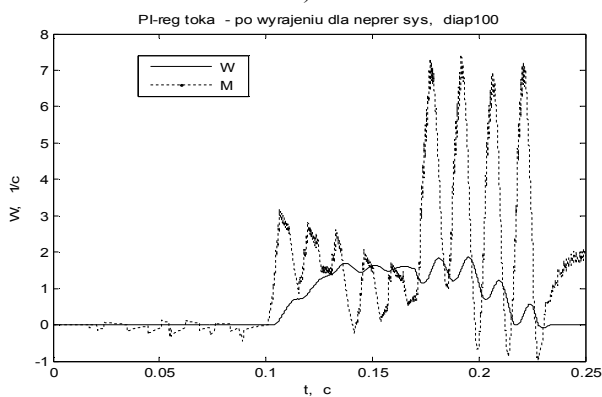
Рисунок 4 – Процесс разгона и торможения электропривода

Различия в динамических свойствах, обусловленные различными параметрами регуляторов тока, в наибольшей степени выявляются при глубоком регулировании скорости.

На рис. 5 показаны процессы изменения момента и скорости электродвигателя при разгоне до малой скорости, в сто раз меньшей, чем номинальная скорость. В момент времени 0,17 с происходит увеличение нагрузки.



а)



б)

Рисунок 5 – Переходные процессы при разгоне до малой скорости и при торможении

На рис. 5,а показан переходный процесс в системе с ПИ регуляторами тока, рассчитанными по выражениям (8) с учетом дискретности. На рис. 5,б – переходный процесс в системе с ПИ регуляторами тока, рассчитанными в предположении непрерывности системы по выражениям (11).

На рис. 5 используются следующие обозначения:  $W$  – скорость,  $M$  – момент. Результаты, представленные на рис. 5, показывают, что если регулятор тока рассчитан с учетом дискретности по выражениям (8), то система допускает глубокое регулирование скорости. Это видно из рисунков 5,а,б. В то же время, если регулятор тока рассчитан непрерывным методом по выражениям (11), система теряет устойчивость. Неустойчивый процесс показан на рисунке 5,б.

Таким образом, результаты имитационного моделирования подтверждают, что регулятор тока, синтезированный с учетом дискретности, обеспечивает улучшение качества динамических режимов в системе.

**ВЫВОДЫ.** При условии малости интервала дискретности возможно применение параметров регулятора тока для непрерывных систем.

Если это условие не соблюдается, то для синтеза регулятора тока необходимо применять методы, учитывающие дискретность.

Результаты моделирования показывают, что метод расчета параметров дискретного регулятора тока дает приемлемое качество в широком диапазоне регулирования скорости.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Blashke F. Das Verfahren der Feldorientierung zur Regelung der Asynchronmaschine // Siemens-Forsch und Entwicklungsber. – 1972. – № 1. – S. 184–193.
2. Kessler C. Über die Vorausberechnung optimal abgestimmter Regelkreise // Regelungstechnik. – 1954. № 12. – S. 274–281.
3. Куо Б. Теория и проектирование цифровых систем управления / Пер. с англ. – М.: Машиностроение, 1986. – 448 с.
4. Burton B., Harley R.G., Diana G., Rodgeron J. L. Implementation of a Neural Network to Adaptively Identify and Control VSI-fed Induction Motor Stator Currents // IEEE Transactions on Industry Applications. – 1998. – Vol. 34, № 3. – PP. 580–588.
5. Marino R., Peresada S., Tomei P. Global Adaptive Output Feedback Control of Induction Motors with Uncertain Rotor Resistance // IEEE Transactions on Autom. Control. – 1999. – Vol. 44, № 5. – PP. 967–983.
6. Gerwich H. Bode, Poh Chang Loh, Michael J. Newman and Donald G. Holmes. An Improved Robust Predictive Current Regulation Algorithm // IEEE Transactions on Industry Applications. – 2005. – Vol. 41, № 6. – PP. 1720–173.
7. Колоколов Ю.В., Косчинский С.Л. Нелинейная динамика и синтез регуляторов тока асинхронного электропривода с векторным управлением // Электротехника. – 2006. – № 7. – С. 7–12.
8. Кузнецов А.П., Марков А.С., Шмарловский А.С. Анализ настроек канала регулирования потоко-сцепления ротора в системе векторного управления // Доклады БГУИР. – 2008. – № 4 (34). – С. 84–91.
9. Островерхов М.Я., Сигаев О.Л., Бурик М.П. Система непрямого векторного керування асинхронним двигуном на основі концепції зворотної задачі динаміки // Вісник Кременчуцького державного університету імені Михайла Остроградського. – 2010. – Вип. 3/2010(62), част. 2. – С. 29–32.

## THE CURRENT REGULATOR SYNTHESIS FOR INDUCTION MOTOR VECTOR CONTROL

**O. Opeiko**

Belarusian National Technical University

prosp. Nezalejnasci, 65, Minsk, 220013, Belarus. E-mail: oopeiko@bntu.by

The author has considered the induction motor vector speed control synthesis with current discrete PI-regulator. The analysis by simulation method of induction motor vector control system with discrete current PI regulator is executed, and in case, when the system is assumed continuous, the parametric synthesis of current PI-regulator, is also analyzed by simulation. The simulation results, presented in this work, demonstrate the acceptability of synthesis method for discrete current regulator in case of wide speed regulation. The comparison of both, continuous and discrete, current regulators in vector speed control system demonstrate advantage of discrete current regulator.

**Key words:** vector control, current PI-regulator, induction motor, simulation.

## REFERENCES

1. Blashke, F. (1972), "Das Verfahren der Feldorientierung zur Regelung der Asynchronmaschine", *Siemens-Forsch und Entwicklungsber*, no. 1, pp. 184–193.
2. Kessler, C. (1954), "Über die Vorausberechnung optimal abgestimmter Regelkreise", *Regelungstechnik*, no. 12, pp. 274–281.
3. Kuo, B. (1980), *Digital Control Systems*, Holt, Rinehart and Winston, INC, New York, USA.
4. Burton, B., Harley, R.G., Diana, G., Rodgerson, J.L. (1998), "Implementation of a Neural Network to Adaptively Identify and Control VSI-fed Induction Motor Stator Currents", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 34, no. 3, pp. 580–588.
5. Marino, R., Peresada, S., Tomei, P. (1999), "Global Adaptive Output Feedback Control of Induction Motors with Uncertain Rotor Resistance", *IEEE Transactions on Autom. Control*, vol. 44, no. 5, pp. 967–983.
6. Gerwich H. Bode, Poh Chang Loh, Michael John Newman, and Donald Grahames Holmes (2005), "An Improved Robust Predictive Current Regulation Algorithm", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 41, no. 6, pp.172–173.
7. Kolokolov, U.V., Kotsinski, S.L. (2006), "Non-linear Dynamic and Current Regulators Synthesis of Induction Motor Vector Control System", *Elektrotehnika*, no. 7, pp.7–12.
8. Kusnetsov, A.P., Markov, A.S., Shmarlouski, A.C. (2008), "Analysis of the Rotor Flux Linkage Actuating Path Setting in a Vector Control System", *Proc. BSUIR*, no. 4 (34), pp. 84–91.
9. Ostroverkhov, M., Sygaev, O., Buryk, M. (2010), "Indirect Vector Control System of Induction Motor Based on Concept of Inverse Dynamics Problem", *Transactions of Kremenichuk Mykhailo Ostrohradskyi State University*, no. 3 (62), part 2, pp. 29–32, Ukraine.

Стаття надійшла 06.01.2014.