

## КОМБІНОВАНЕ КЕРУВАННЯ ЦИФРОВИМИ ПОЗИЦІЙНИМИ ЕЛЕКТРОПРИВОДАМИ ПРИ ОБМЕЖЕННІ ПРИСКОРЕННЯ ТА РИВКА

Мінтус А.М., Іванченко Ю.О.

Донецький національний технічний університет  
m3Yuriy@UkrTop.com

*The combined management digital item electric drives at restriction of acceleration and tug. The question of synthesis and optimization of position control systems of electric drives with twice multiple integrating contour of speed with pulse correction of delay with considering of constraints of acceleration and tug, has described. The solutions, providing of maximal quickaction of system, under required constraints.*

Для великої кількості механізмів вирішення задачі позиціонування супроводжується не тільки обмеженням швидкості та прискорення, але часто і ривка. У практиці побудови систем автоматичного регулювання електроприводами (ЕП) найбільше поширення одержали багатоконтурні системи підпорядкованого регулювання (СПР) координат. Відомі їхні достоїнства, такі як простота обмеження координат, послідовне настроювання контурів і т.і., сприяли їх широкому застосуванню і для побудови ЕП з безпосереднім цифровим керуванням. Однак, незважаючи на свої очевидні достоїнства, дані структури не реалізують граничних динамічних можливостей ЕП головним чином через наявність компромісу між швидкодією та перерегулюванням, що, зокрема, виявляється в зниженні швидкодії при збільшенні числа контурів, збільшенні некомпенсованої інерційності в міру зростання номера контуру і т.і.

Резерви підвищення швидкодії і, відповідно, точності відпрацювання необхідних законів регулювання можуть бути реалізовані на основі комбінованого керування, що доведено в цілому ряді робіт, присвячених цій тематиці, наприклад [1, 2].

Метою роботи є синтез і аналіз комбінованих цифрових систем регулювання положення (СРП), коли поряд з обмеженням швидкості та прискорення пред'являються вимоги і до обмеження ривка.

Розглядаються цифрові СРП з дворазово інтегруючим контуром регулювання швидкості (КРШ), де для зворотного зв'язку використовується інформація про середнє за період виміру значення швидкості.

Лінеарізована структурна схема дворазово інтегруючої СРП приведена на рис. 1.

Вона містить у собі контури регулювання струму (КРС), швидкості (КРШ1 та КРШ2) і положення (КРП). Період квантування в КРС  $T_2$  прийнятий рівним дискретності вентильного перетворювача, а періоди в КРШ1, КРШ2 та КРП  $T_1 = kT_2$ , де  $k$  - ціле число.

Регулятори швидкості внутрішнього контуру швидкості (РШ1) і положення (РП) виконані пропорційними з передатними функціями відповідно:

$$D_{\omega 1}(z_{T_1}) = T_m / T_{c1},$$

$$D_{\varphi}(z_{T_1}) = 1 / T_n,$$

а регулятор швидкості зовнішнього контуру швидкості (РШ2) виконаний інтегральним з передатною функцією

$$D_{\omega 2}(z_{T_1}) = \frac{1}{T_{c2}} \frac{T_1 z_{T_1} + 1}{2 z_{T_1} - 1},$$

де  $T_{c1}, T_{c2}$  і  $T_n$  - постійні інтегрування розімкнутих контурів швидкості і положення відповідно.

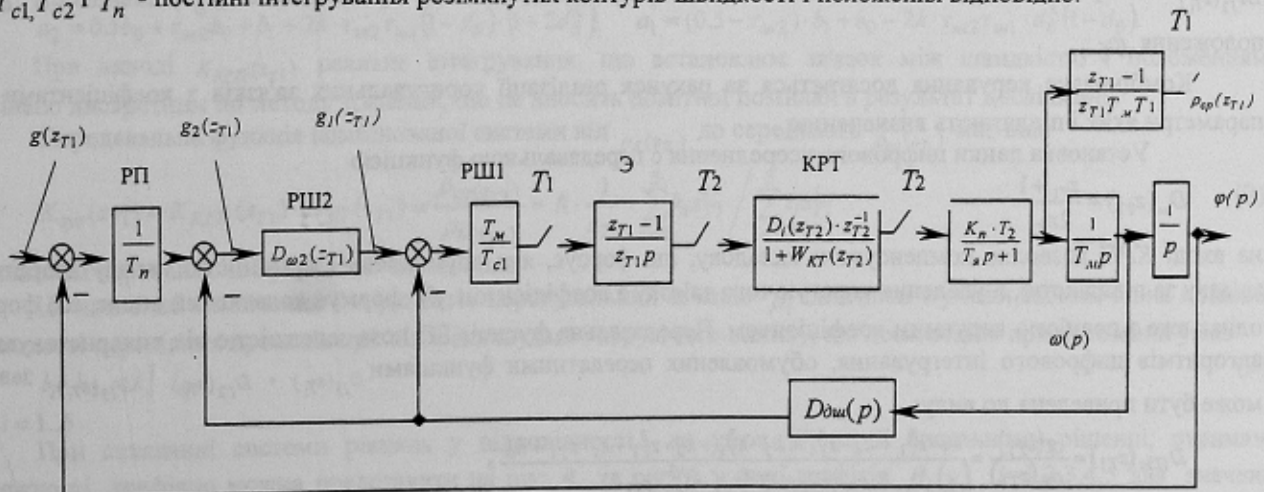


Рисунок 1 - Лінеарізована структурна схема багатократної СРП з двократно інтегрувальним КРШ

У каналі зворотного зв'язку за швидкістю використовується датчик середнього за період дискретності  $T_1$  значення швидкості з передатною функцією

$$D_{\text{ос}}(p) = \frac{(1 - e^{-T_1 p})}{T_1 p} \approx \frac{z_{T_1} + 1}{2z_{T_1}}$$

Для зручності викладень активний опір якорного кола  $R_{я}$ , постійний двигуна  $C$ , а також коефіцієнти передачі датчиків струму і швидкості прийняті рівними одиниці. Це не впливає на результати досліджень, тому що відповідним вибором відносних одиниць реальна система завжди може бути приведена до розглянутої.

Інші позначення на рис. 1:

$K_n$  - коефіцієнт передачі по напрузі вентильного перетворювача;

$T_{я}$ ,  $T_m$  - електромагнітна стала часу якорного кола та електромеханічна стала часу привода відповідно.

На рис. 1 показаний також канал виділення середнього значення ривка. КРС налаштований у відповідності з методикою [3], відповідно з якою в якості його вихідного сигналу розглядається середнє за  $T_2$  значення струму  $i_{cp}$ , а як бажаний характер його зміни прийнятий експонентний закон

$$i_{cp}(nT_2) = 1 - e^{-T_2/T_6 \cdot n} = 1 - e^{-\gamma n},$$

де  $\gamma = T_2/T_6$ .

Запізнювання в КРС компенсовано і на рис. 1 показано в КРШ1, а сам КРС представлений передатною функцією від виходу РШ1 до виходу РС, у якій передатні функції РС і розімкнутого КРС відповідно

$$D_1(z_{T_2}) = \frac{1}{K_n} \cdot \frac{1 - d_{жс}}{1 - d_i} \cdot \frac{z_{T_2} - d_i}{z_{T_2} - 1},$$

$$W_{КТ}(z_{T_2}) = D_1(z_{T_2}) Z_{T_2} \left\{ \frac{1 - e^{-T_2 p}}{T_2 p} \cdot \frac{K_n T_2}{T_a p + 1} \right\} = \frac{1 - d_6}{z_{T_2} - 1},$$

де  $d_6 = e^{-\gamma}$ ;  $d_i = e^{-T_6/T_a}$ ;  $T_6$  - постійна часу експоненти бажаної зміни середнього значення струму.

КРШ1, КРШ2 і КРП побудовані з умови забезпечення модульного оптимуму, а вирази для визначення постійних інтегрування  $T_{c1}$ ,  $T_{c2}$ ,  $T_n$  наведені у [2, 4].

$$\tau_{ш1} = \frac{T_{c1}}{T_1} = \frac{1}{2} \left( \tau_{ш} + 1 + \sqrt{(\tau_{ш} + 1)^2 + 1} \right), \quad \tau_{ш2} = \frac{T_{c2}}{T_1} = 2\tau_{ш1}, \quad \tau_n = \frac{T_n}{T_1} = 2\tau_{ш} - 1,$$

де  $\tau_{ш} = c_6 - b + 1 = 1 + \frac{2}{k(1 - d_6)}$ ,

$$c_6 = \frac{1 + d_6^k}{1 - d_6^k}; \quad b = \frac{b_1 - b_0}{b_1 + b_0} = c_6 - \frac{2}{k(1 - d_6)},$$

$$b_1 = k - 1 - kd_6^k + d_6^k \quad b_0 = 1 - kd_6^k + kd_6^{k+1} - d_6^k.$$

Задача обмеження швидкості, прискорення і ривка вирішуються на основі використання пристроїв, що задають, (ЗП), що формують на вході КРП бажаний закон зміни положення з урахуванням необхідних обмежень.

Структурна схема ЗП приведена на рис. 2. На виходах першого  $D_{11}(z_{T_1})$ , другого  $D_{12}(z_{T_1})$  і третього  $D_{13}(z_{T_1})$  інтеграторів формуються відповідно сигнали бажаних змін прискорення  $\varepsilon_6$ , швидкості  $\omega_6$  і положення  $\varphi_6$ .

Комбіноване керування досягається за рахунок реалізації коригувальних зв'язків з коефіцієнтами  $\beta_i$ , параметри яких і підлягають визначенню.

Установка ланки цифрового усереднення с передавальною функцією

$$D_{*}(z_{T_1}) = \frac{z_{T_1} + 1}{2z_{T_1}}$$

на вході КРП дозволяє компенсувати складову, що форсує, яка обумовлена інерційністю каналу зворотного зв'язку за швидкістю, а введення корегуючого зв'язку з коефіцієнтом  $\beta_4$  формує додатковий вплив, що форсує, однак вже з повністю керуємим коефіцієнтом. Передавальна функція ЗП поза залежністю від використовуваних алгоритмів цифрового інтегрування, обумовлених передатними функціями  $D_{11}(z_{T_1})$ ,  $D_{12}(z_{T_1})$  і  $D_{13}(z_{T_1})$ , завжди може бути приведена до виду:

$$D_{ПКс}(z_{T_1}) = \frac{g(z_{T_1})}{\rho_6(z_{T_1})} = \frac{k_5 \cdot z_{T_1}^5 + k_4 \cdot z_{T_1}^4 + k_3 \cdot z_{T_1}^3 + k_2 \cdot z_{T_1}^2 + k_1 \cdot z_{T_1} + k_0}{(z_{T_1} + 1) \cdot (z_{T_1} - 1)^2 \cdot z_{T_1}},$$

де  $k_i$  - коефіцієнти, чисельне значення яких залежить від використовуваних алгоритмів інтегрування.

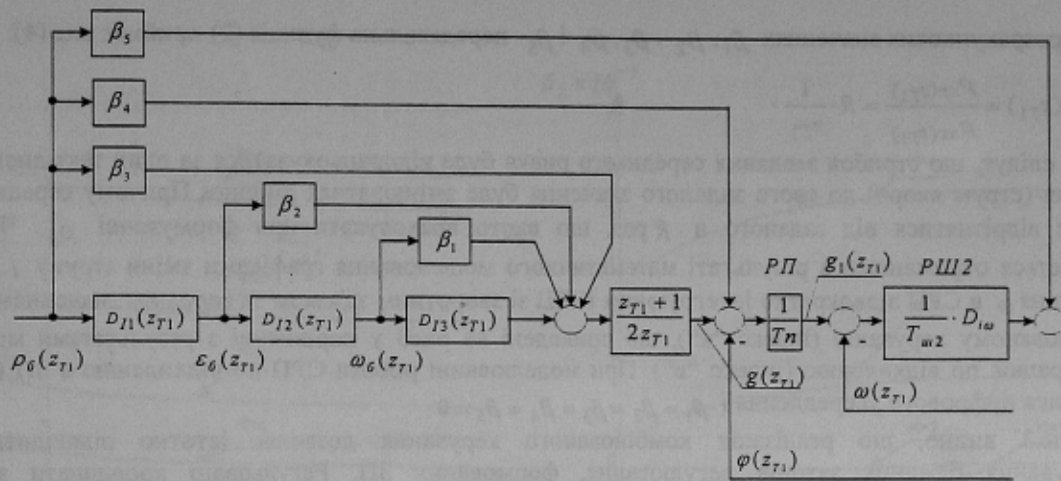


Рисунок 2 - ЗП для реалізації комбінованого керування в СРП з двократно інтегровальним КРШ зі зворотнім зв'язком за середнім за період виміру значенням швидкості

Наприклад, для випадку, коли  $D_{I1}(z_{T1}) = \frac{T_1}{z_{T1}-1}$ ,  $D_{I2}(z_{T1}) = \frac{T_1}{2} \cdot \frac{z_{T1}+1}{z_{T1}-1}$  і  $D_{I3}(z_{T1}) = \frac{T_1}{z_{T1}-1}$  коефіцієнти  $k_i$  визначаються по рівняннях системи (1):

$$\begin{cases} k_5 = (2\beta_3 + 4\beta_4 + 8\tau_{ш2.c} \cdot T_n \cdot \beta_5) / 4 \\ k_4 = (T_1^2 \beta_1 + 2T_1 \cdot \beta_2 - 2\beta_3 - 8\beta_4 - 32T_n \cdot \tau_{ш2.c} \beta_5) / 4 \\ k_3 = (2T_1^2 \cdot \beta_1 - 4\beta_3 + 48T_n \cdot \tau_{ш2.c} \cdot \beta_5 + T_1^3) / 4 \\ k_2 = (3T_1^3 - 4T_1 \cdot \beta_2 + 4\beta_3 + 8\beta_4 - 32T_n \cdot \tau_{ш2.c} \cdot \beta_5) / 4 \\ k_1 = (3T_1^3 - 2T_1^2 \cdot \beta_1 + 2\beta_3 - 4\beta_4 + 8T_n \cdot \tau_{ш2.c} \cdot \beta_4) / 4 \\ k_0 = T_1^3 - T_1^2 \cdot \beta_1 + 2T_1 \beta_2 - 2\beta_3 \end{cases} \quad (1)$$

Дискретна передавальна функція від завдання на положення  $g$  до середнього значення ривка  $\rho_{cp}$  визначається за виразом

$$K_{КРП\epsilon}(z_{T1}) = \frac{\rho_{cp}(z_{T1})}{g(z_{T1})} = R \cdot \frac{(z_{T1}+1)(z_{T1}-1)^3}{A_5 \cdot z_{T1}^5 + A_4 \cdot z_{T1}^4 + A_3 \cdot z_{T1}^3 + A_2 \cdot z_{T1}^2 + A_1 \cdot z_{T1} + A_0},$$

$$\text{де } R = \frac{(1-d_0) \cdot (1-d_0^k)}{T_1 T_{ш} (1-d_i)} \cdot \frac{1}{z_{T1}}$$

$$A_5 = T_n a_4; A_4 = T_n (a_3 - a_4) + 0,5 T_1 b_1; A_3 = T_n (a_2 - a_3) + T_1 (b_1 + 0,5 b_0);$$

$$A_2 = T_n (a_1 - a_2) + T_1 (b_0 + 0,5 b_1); A_1 = T_n (a_0 - a_1) + 0,5 T_1 b_0; A_0 = -T_n a_0.$$

$$a_4 = 2k \cdot \tau_{ш2} \tau_{ш1} (1-d_0); \quad a_3 = b_1 (\tau_{ш2} + 0,5) - 2k \cdot \tau_{ш2} \tau_{ш1} (1-d_0) \cdot (d_0^k + 2); \quad a_0 = 0,5 b_0 - \tau_{ш2} b_0;$$

$$a_2 = 0,5 b_0 + \tau_{ш2} b_0 + b_1 + 2k \cdot \tau_{ш2} \tau_{ш1} (1-d_0) \cdot (1 + 2d_0^k); \quad a_1 = (0,5 - \tau_{ш2}) \cdot b_1 + b_0 - 2k \cdot \tau_{ш2} \tau_{ш1} \cdot d_0^k (1-d_0).$$

При виводі  $K_{КРП}(z_{T1})$  реальне інтегрування, що встановлює зв'язок між швидкістю і положенням, замінено дискретним по методу трапецій, що не вносить помітної помилки в результат досліджень.

Передавальна функція комбінованої системи від  $\rho_0(z_{T1})$  до середнього  $\rho_{cp}(z_{T1})$  має вид:

$$K_{sys}(z_{T1}) = K_{КРП}(z_{T1}) \cdot D_{ЗП}(z_{T1}) = \frac{\rho_{cp}(z_{T1})}{\rho_0(z_{T1})} = R \cdot \frac{1}{z_{T1}} \cdot \frac{\sum_{i=0}^5 k_i z_{T1}^i}{\sum_{i=0}^5 l_i z_{T1}^i} \quad (2)$$

при цілком керованих коефіцієнтах чисельника.

Це дозволяє визначення коефіцієнтів коригувальних зв'язків  $\beta_i$  здійснити з умови забезпечення кінцевої тривалості перехідних процесів при відпрацюванні керуючого впливу, що досягається при виконанні умов

$$l_i \cdot k_0 = k_i \cdot l_0, \quad (3)$$

де  $i=1..4$ .

При складанні системи рівнянь у відповідності до умов (3) та її чисельному рішенні, отримані залежності графічно можна представити на рис. 4 та рис. 5 у виді графіків  $\beta_i(\gamma)$   $i=1,2,3,4,5$  для значень  $k=1..4$ .

При розрахункових значеннях  $\beta_1, \beta_2, \beta_3, \beta_4$  і  $\beta_5$  передавальна функція (2) приймає вид (4):

$$K_{sys}(z_{T1}) = \frac{\rho_{cp}(z_{T1})}{\rho_{жс}(z_{T1})} = R \cdot \frac{1}{z_{T1}} \quad (4)$$

З (4) слідує, що стрибок завдання середнього ривка буде відпрацьовуватися за один такт дискретності, а прискорення (струм якоря) до свого заданого значення буде змінюватися лінійно. Причому середнє значення ривка буде відрізнятися від заданого в  $R$  раз, що варто враховувати при формуванні  $\rho_{\beta}$ . Частково це підтверджується отриманими в результаті математичного моделювання графіками зміни струму  $i$ , швидкості  $\omega$  і положення  $\varphi$  в СРП з двократно інтегруючим КРШ зі зворотним зв'язком за середнім значенням швидкості при комбінованому керуванні (індекс "к"), що приведені на рис.3 у порівнянні з результатами моделювання СРП, що працює по відхиленню (індекс "в"). При моделюванні роботи СРП по відхиленню в ЗП (див. рис.2) відсутня ланка цифрового усереднення і  $\beta_1 = \beta_2 = \beta_3 = \beta_4 = \beta_5 = 0$ .

З рис.3 видно, що реалізація комбінованого керування дозволяє істотно підвищити точність відпрацьовування бажаних законів регулювання, формованих ЗП. Регульовані координати змінюються відповідно до необхідних законів із запізнюванням на один такт дискретизації щодо формованого пристроєм впливу, що задає. Оскільки як при комбінованому керуванні, так і при роботі з відхилення перехідний процес характеризується малою величиною перерегулювання, то оцінка ефективності комбінованого керування може бути проведена по різниці часів першого узгодження струмів якоря зі сталим значенням у комбінованій і працюючій за відхиленням системах. Для приведеного на рис.3. випадку  $k=2, \gamma=2$  ця різниця складає 38 тактів  $T_2$ .

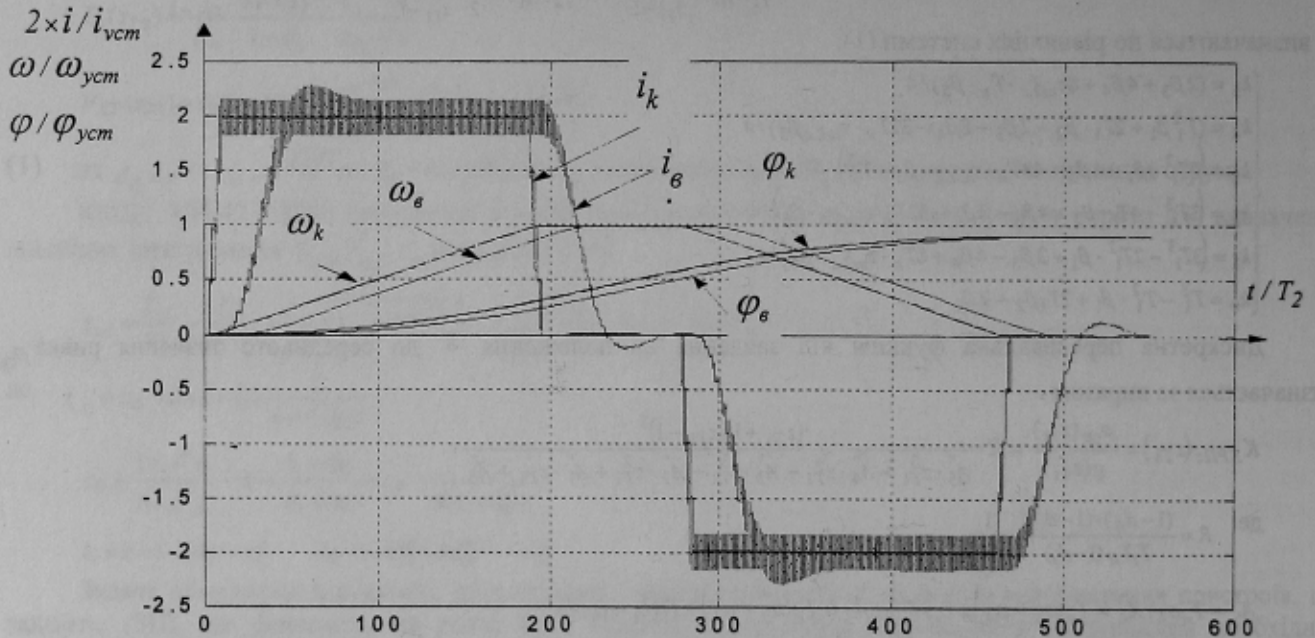


Рисунок 3 - Графіки зміни струму  $i$ , швидкості  $\omega$  та положення  $\varphi$  в СРП при регулюванні за відхиленням (індекс "в") та при комбінованому керуванні (індекс "к") при  $\gamma = 2$  і  $k=2$

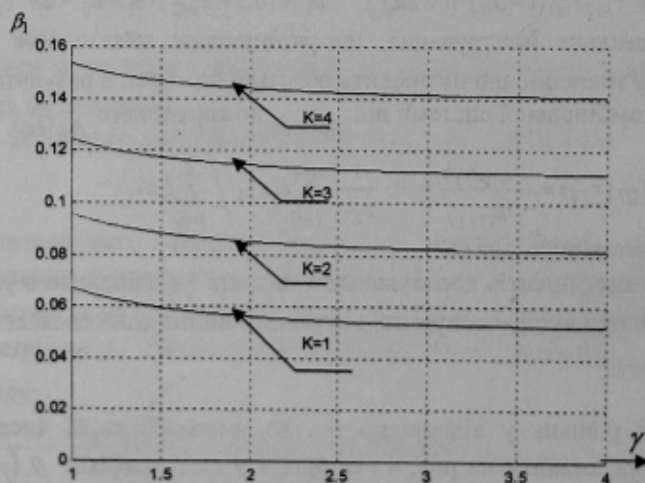


Рисунок 4 - Графіки залежностей  $\beta_1(\gamma)$  для значень  $k=1 \dots 4$

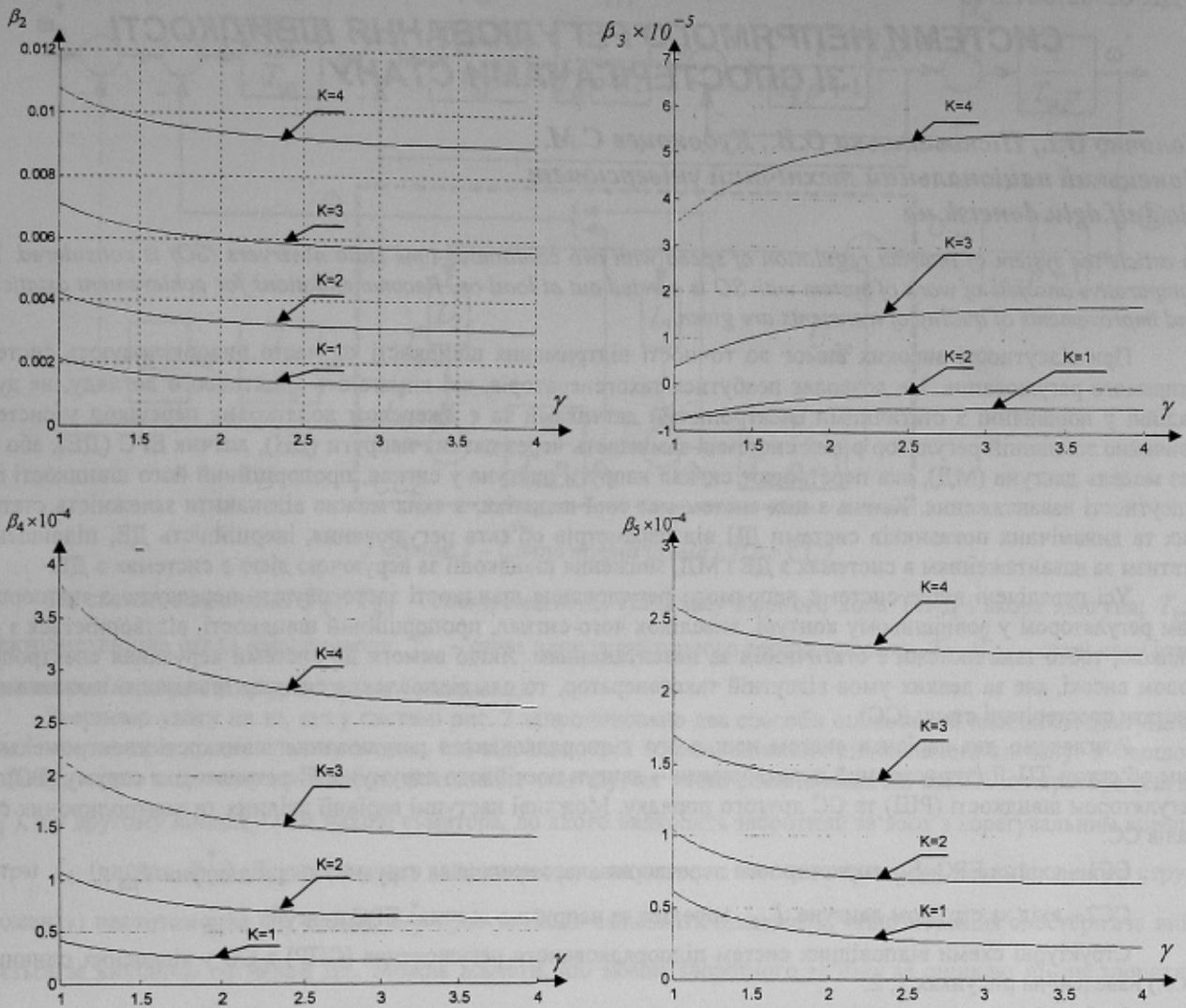


Рисунок 5 – Графіки залежностей  $\beta_i(\gamma)$  для значень  $k=1 \dots 4$

**Висновки.** Проведений аналіз дозволяє також як і для комбінованих систем регулювання швидкості з обмеженням ривка [1] затверджувати, що ефект від застосування комбінованого керування підвищується зі збільшенням кратності періодів квантування  $k$  і зі збільшенням  $T_{ж}$  (зменшенням швидкодії КРС), оскільки в цьому випадку швидкодія працюючих по відхиленню СРП зменшується, а швидкодія комбінованих систем не залежить від зазначених причин і залишається постійним, максимально можливим при необхідних обмеженнях, тобто ефективність ирменення комбінованого керування тим вище, чим гірше динамічні властивості відповідних вихідних систем з регулюванням по відхиленню.

#### ЛІТЕРАТУРА

1. Коцегуб П.Х., Минтус А.Н., Толочко О.И. Комбинированное управление цифровыми системами регулирования скорости с учётом ограничения ускорения и рывка. Электротехника. -1999. -№5. -с.33-38.
2. Коцегуб П.Х., Минтус А.Н. Синтез цифровых комбинированных систем позиционного электропривода с однократно интегрирующим контуром регулирования скорости. //Труды конференции "Проблемы автоматизированного электропривода. Теория и практика". Харьков: Основа. – 1995.- С.53-57.
3. Файнштейн В.Г., Файнштейн Э.Г. Микропроцессорные системы управления тиристорными электроприводами. –М.: Энергоатомтздат, 1986. –240 с.
4. Минтус А.Н. Оценка влияния компенсации запаздывания в контуре регулирования скорости на динамические свойства цифровых комбинированных систем регулирования положения. // Сборник научных трудов ДонГТУ. Серия: Электротехника и энергетика, выпуск 4: Д.: ДонГТУ, 1999. –С.52-55.

Надано до редакції:  
Рекомендовано до друку:

08.06.2003  
д.т.н., проф. Коцегуб П.Х.