

СИНТЕЗ ЦИФРОВОГО РЕГУЛЯТОРА СЛІДКУЮЧОГО ПРИВОДА З УРАХУВАННЯМ ПРУЖНОСТІ ВИКОНАВЧОГО ОРГАНА

Кудін В.Ф. д.т.н. проф., **Топольський Д.В.** магістрант

кафедра автоматизації електромеханічних систем та електроприводу

Вступ. В наш час велика увага приділяється вдосконалення систем автоматичного керування. Для збільшення точності і продуктивності станків з ЧПК треба розглядати цифрову систему керування швидкістю електромеханічної системи привода подачі станка, при цьому слід враховувати динаміку його механічної частини – привода подачі від вихідного валу двигуна до виконавчого органа. Часто розглядають релейні регулятори, а цифровим приділяють менше уваги. Таким чином, синтез цифрового регулятора являється актуальною задачею.

Мета дослідження. Синтез цифрового регулятора контуру швидкості методом псевдочастотних ЛАХ.

Матеріали дослідження. Для нашого прикладу візьмемо систему з пружністю, де враховано контур струму і контур швидкості першої маси, що детально описана в [1 с.230]:

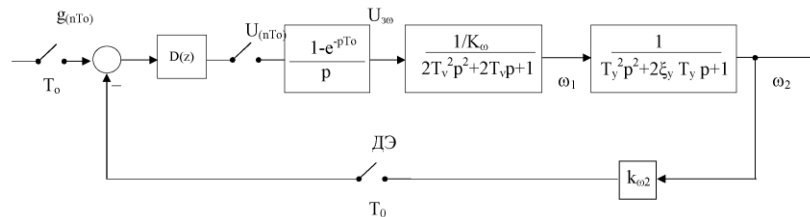


Рис.1 Структурна схема приведена до одноконтурного виду

Відповідно передаточна функція розімкненої системи буде мати вигляд:

$$W_{роз}(p) = \frac{K_0}{(2T_v^2 p^2 + 2T_v p + 1)(T_y^2 p^2 + 2\xi_y T_y p + 1)}; \quad T_v = 0,02 \text{ c } \xi_y = 0,04 \quad T_y = 0,1 \text{ c } K_0 = 50$$

Визначимо період квантування відповідно до теореми Котельникова - Шенонна. Частота ω_{nn} визначається з виразу $A(\omega) = 0,1$. Так як $2T_v^2 p^2 = 0,0008$, а це набагато менше ніж $2T_v p = 0,04$, тоді

$$\frac{50}{\sqrt{(1 + 0,04 \cdot \omega^2) \cdot ((1 - 0,1^2 \omega^2)^2 + 4 \cdot 0,04^2 \cdot \omega^2 \cdot 0,1^2)}} = 0,1. \quad \text{Звідси } \omega_{nn} = 107 \text{ c}^{-1}.$$

Такт квантування визначається виразом: $T_0 = 2\pi / 6\omega_{nn} = 0,0098 \text{ c} > 0,002 \text{ c}$

Маємо з'єднання двох коливальних ланок. Доцільно використовувати процедуру синтезу, яка зводиться до частотної декомпозиції системи. Псевдо частота квантування $\lambda_0 = 2/T_0$ ділить область частот на дві підобласті. В низькочастотній підобласті ЛАХ і ЛФХ неперервної та імпульсної систем практично співпадають. На першому етапі побудови логарифмічних псевдочастотних характеристик системи, будуємо для області низьких частот, виходячи з умови $\lambda = \omega$. Другий етап побудова логарифмічних характеристик у зоні високих частот ($\omega > 2/T_0$).

За даними таблиці z- Перетворень:

$$W_g(z) = \frac{z-1}{z} \cdot \omega_{os} \cdot \frac{T_0^4 \cdot z \cdot (z^3 + 11z^2 + 11z + 1)}{24(z-1)^5} = \omega_{os} \frac{T_0^4 \cdot (z^3 + 11z^2 + 11z + 1)}{24(z-1)^4}$$

Виконавши w-перетворення ($z = \frac{w+1}{w-1}$): $W_g(w) = \omega_{os} T_0^4 \frac{(1-w)(1-2w^2/3)}{16w^4}$.

В результаті отримуємо псевдочастотну передаточну функцію:

$$W_g(j\lambda) = \frac{\omega_{os}(1-j\lambda T_0/2) \left(1 - j\lambda \frac{T_0}{2\sqrt{3/2}}\right) \left(1 + j\lambda \frac{T_0}{2\sqrt{3/2}}\right)}{(j\lambda)^4}$$

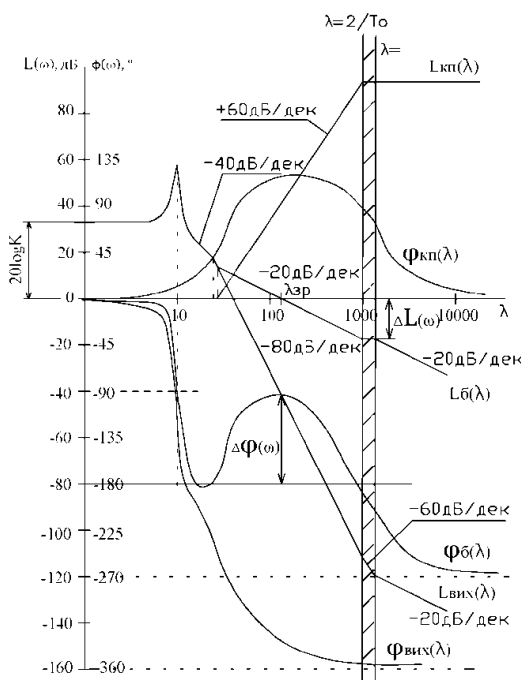
Високочастотну частину ЛАХ, побудовану за даним виразом зображено на рис.2 праворуч від лінії $\lambda_0 = 2/T_0 = 1000 \text{ } 1/c$. $\lambda_4 = (2\sqrt{3/2})/T_0 = 1224.7 \text{ } 1/c$

Збіг ЛАХ для дискретної передаточної функції та передаточної функції безперервної частини системи в зоні низьких частот дає можливість синтезувати коректувальні пристрої (цифрові регулятори) відомими методами синтезу коректувальних пристроїв безперервних систем. По вигляду побудованої ЛАХ і ЛФХ робимо висновок, що система нестійка. Далі будуємо бажану ЛАХ. Знаходимо значення частоти зрізу бажаної ЛАХ:

$$\lambda_{зр} \geq \frac{K\pi}{t_n} = \frac{2 \cdot 3,14}{0,055} = 114 \text{ } 1/c, \text{ де } t_n \text{ – тривалість перехідного процесу,}$$

Внаслідок синтезу методом ЛАХ знаходимо ЛАХ коректувального пристрою $L_k(\lambda)$ і за її виглядом визначаємо комплексну псевдочастотну функцію $D(j\lambda)$.

$$W_{кн}(j\lambda) = \frac{[T_1(j\lambda)+1] \cdot [T_1^2(j\lambda)^2 + 2\xi T_1(j\lambda)+1]}{(T_2(j\lambda)+1) \cdot (T_2^2(j\lambda)^2 + 2\xi T_2(j\lambda)+1)}, \text{ де } T_1 = 0,0238 \text{ } 1/c, T_2 = 0,0008 \text{ } 1/c, \xi = 0,3$$



Процедура синтезу представлена на рис. 2

Одержали реальну форсуючу ланку третього порядку, введення якої в контур цифрової автоматичної системи (ЦАС) різко збільшує запаси за фазою та амплітудою. Тепер знаходимо дискретну передаточну функцію $D(z)$ цифрового регулятора. Визначаємо дискретну передаточну функцію $W_k(z)$ та різницеве рівняння корекції, що реалізується цифровим регулятором.

$$D(j\lambda) = \frac{[T_1 \frac{2}{T_0} \frac{z-1}{z+1} + 1] \cdot [T_1^2 (\frac{2}{T_0} \frac{z-1}{z+1})^2 + 2\xi T_1 \frac{2}{T_0} \frac{z-1}{z+1} + 1]}{(T_2 \frac{2}{T_0} \frac{z-1}{z+1} + 1) \cdot (T_2^2 (\frac{2}{T_0} \frac{z-1}{z+1})^2 + 2\xi T_2 \frac{2}{T_0} \frac{z-1}{z+1} + 1)}, \text{ Піс}$$

ля виконання відповідних перетворень одержимо наступні вирази для передаточної функції цифрового керуючого

$$\text{пристрою: } D(z) = \frac{a_0 z^3 + a_1 z^2 + a_2 z + a_3}{b_0 z^3 + b_1 z^2 + b_2 z + b_3}, \text{ де}$$

Рис.2 Синтез цифрового регулятора методом ЛАХ

$$a_0 = (4 \frac{T_1^2}{T_0^2} + 4\xi \frac{T_1}{T_0})(\frac{2T_1}{T_0} + 1) = 7378; a_1 = (\frac{1}{T_0} - 8 \frac{T_1^2}{T_0})(\frac{2T_1}{T_0} + 1)(4 \frac{T_1^2}{T_0^2} + 4\xi \frac{T_1}{T_0})(1 - \frac{2T_1}{T_0}) = 1,06462061 \cdot 10^8;$$

$$a_2 = (\frac{2T_1}{T_0} + 1)(\frac{1}{T_0} - 8 \frac{T_1^2}{T_0})(1 - \frac{2T_1}{T_0})(\frac{4T_1^2 - 4\xi T_1 T_0 + T_0}{T_0^2}) = 3,76521419 \cdot 10^8; a_3 = (\frac{4T_1^2 - 4\xi T_1 T_0 + T_0}{T_0^2})(1 - \frac{2T_1}{T_0}) = -23989;$$

$$b_0 = (4 \frac{T_2^2}{T_0^2} + 4\xi \frac{T_2}{T_0})(\frac{2T_2}{T_0} + 1) = 1,44; b_1 = (\frac{1}{T_0} - 8 \frac{T_2^2}{T_0})(\frac{2T_2}{T_0} + 1)(4 \frac{T_2^2}{T_0^2} + 4\xi \frac{T_2}{T_0})(1 - \frac{2T_2}{T_0}) = 143,6;$$

$$b_2 = (\frac{2T_2}{T_0} + 1)(\frac{1}{T_0} - 8 \frac{T_2^2}{T_0})(1 - \frac{2T_2}{T_0})(\frac{4T_2^2 - 4\xi T_2 T_0 + T_0}{T_0^2}) = 89798; b_3 = (\frac{4T_2^2 - 4\xi T_2 T_0 + T_0}{T_0^2})(1 - \frac{2T_2}{T_0}) = 100;$$

В підсумку розв'язання задачі синтезу замкнена цифрова система пристрою має запас по фазі $\Delta\varphi(\lambda) = 73^\circ$, запас по амплітуді $\Delta L(\lambda) = 18$ дБ.

Цей вираз зведемо до вигляду, який зручний для складання різницевого рівняння:

$$W_p(z) = \frac{U_p(z)}{\varepsilon(z)} = \frac{5123z^3 + 73931986z^2 + 261473207z - 16659}{z^3 + 99,7z^2 + 62359,7z + 69,4};$$

Різницеве рівняння корекції матиме вигляд:

$$U_p[nT_0] = -99,7U_p[(n-1)T_0] - 62359,7U_p[(n-2)T_0] - 69,4U_p[(n-3)T_0] +$$

$$+ 5123\varepsilon[(n-1)T_0] - 73931986\varepsilon[(n-2)T_0] + 261473207\varepsilon[(n-3)T_0] - 16659\varepsilon[(n-4)T_0];$$

цьому рівнянні $U_p[nT_0]$ - число, що подається на ЦАП, увімкнений на виході цифрового регулятора; $\varepsilon[nT_0]$ - число на виході АЦП. Що перетворює різницю сигналів завдання і зворотного зв'язку за швидкістю в цифровий код.

На рис.3, рис.4 представлені перехідні процеси замкненої САК з синтезованим цифровим регулятором.

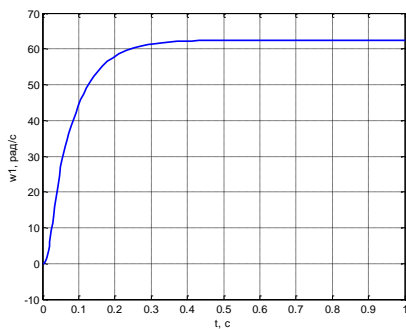


Рис.3 Перехідний процес по швидкості двигуна

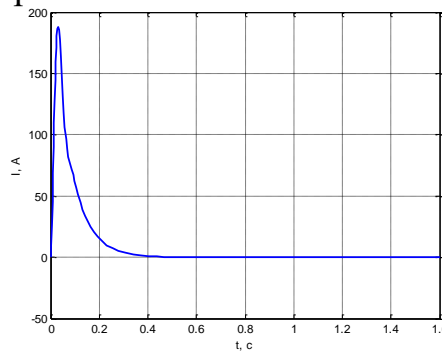


Рис.4 Перехідний процес струму двигуна

Висновок. Таким чином, очевидно, що введення в систему цифрового коректуючого пристрою, передавальна функція якого була отримана за допомогою методу псевдочастотних логарифмічних характеристик, істотно покращує її динамічні показники - отримуємо найменші пере регулювання.

Перелік посилань

1. Башарин А. В., Новиков В. А., Соколовский Г. Г. Управление электроприводами.- Л.: Энергоатомиздат., 1982.- 392 с, ил.
2. Бессекерский В.А. Цифровые автоматические системы, М, Наука, 1976 .
3. Борцов Ю.А., Соколовский Г.Г. Тиристорные системы электропривода с упругими связями. Л. Энергия, 1979.