

629.735.051'844'847:681.3 (045)

. . . , . . . , **C.B.** , . .

()
[1].

[2],

; , $G(s)$, () , $G_y(s)$
- $= ja>$.

$G(s)$

(0,001...0,1)

(),

1 .

[3].

\hat{Z} - z - ; W^{TM} (5), $W_a(s)$ -

),

$$WM \frac{\exp(-sr) - 1 - z^{-1}}{s}$$

а дискретна ПФ аналогового фільтра

Таким чином щоб отримати матрицю ПФ оптимального ЦФ необхідно виконати перетворення для кожного елемента ПФ (s)/ Для ПФ високого порядку таке перетворення може бути виконано методом z форм із застосуванням таблиць відповідностей [] При підвищенні степеня знаменника елементів ПФ $G(s)$ вимоги до точності завдання коефіцієнтів ЦФ зростають [] і пряма реалізація ЦФ стає неможливою через обмеження порядності Тому при конструюванні ЦФ з матрицею ПФ високого порядку зручні

єю е н с м мент них Ф пе шого та

$$W_1(z) = (1 - z^{-1})Z\left\{\frac{W_1(s)}{s}\right\} = \frac{k(1-d)z^{-1}}{1-dz^{-1}},$$

де $d = \exp\left(-\frac{T}{T_1}\right)$; T - період дискретизації.

Дискретна ПФ елемента зв'яже відліки вхідного $x[n]$ та вихідного $y[n]$ сигналів в різницевому рівнянні

$$y[n] = k(1-d)z^{-1}x[n] + dz^{-1}y[n].$$

Враховуючи, що множення z -зображення змінної на z^{-1} відповідає затриманню сигналу на період дискретизації, різницеве рівняння ланцюга першого порядку рекурсивного ЦФ:

$$y[n] = k(1-d)x[n-1] + dy[n-1].$$

Для побудови частотних характеристик ланцюгів ЦФ доцільно застосувати білінійну підстановку $z = (1 + \omega)/(1 - \omega)$ та використати абсолютну псевдочастоту λ :

$$\lambda = \frac{2}{T} \operatorname{tg} \frac{\omega T}{2},$$

де ω - частота.

У функції псевдочастоти частотна характеристика ланцюга першого порядку

$$W_1(j\lambda) = \frac{k(1-j\lambda)\frac{T}{2}}{1 + \frac{(1+d)}{(1-d)}j\lambda\frac{T}{2}}$$

Безперервна ПФ ланцюга другого порядку має вигляд:

$$W_2(s) = \frac{b_1s + b_0}{a_2s^2 + a_1s + a_0} = \frac{B_1s + B_0}{T_2^2s^2 + 2\zeta T_2s + 1},$$

$$\text{де } B_0 = \frac{b_0}{a_0}; B_1 = \frac{b_1}{a_0}; \zeta = \frac{a_1}{2a_0T_2}; T_2 = \sqrt{\frac{a_2}{a_0}}.$$

Дискретна ПФ ланцюга другого порядку

$$W_2(z) = (1-z^{-1})Z\left\{\frac{W_2(s)}{s}\right\} = \frac{(z^{-1}a+b)z^{-1}}{1 - (2d \cos \beta T)z^{-1} + d^2z^{-2}},$$

$$\text{де } a = B_0d(d - \cos \beta T) + \frac{1}{\beta} \left(\frac{2B_0\zeta}{T_2} - \frac{B_1}{T_2^2} - \alpha B_0 \right) d \sin \beta T;$$

$$b = B_0(1 - d \cos \beta T) - \frac{1}{\beta} \left(\frac{2B_0\zeta}{T_2} - \frac{B_1}{T_2^2} - \alpha B_0 \right) d \sin \beta T;$$

$$d = \exp\left(-\frac{\zeta T}{T_2}\right); \zeta = \frac{a_1}{2a_0T}; T_2 = \sqrt{\frac{a_2}{a_0}}; \alpha = \frac{\zeta}{T_2}; \beta = \frac{\sqrt{1-\zeta^2}}{T_2}.$$

Такий дискретний ПФ відповідає різницеve рівняння

$$y[n] = \alpha x[n-2] + bx[n-1] + 2d \cos \beta T y[n-1] - d^2 y[n-2].$$

За допомогою білінійної підстановки отримаємо частотну характеристику

$$W_2(j\lambda) = \frac{(1-j\lambda)(1+\tau_e j\lambda)}{1 + 2\zeta_e T_e j\lambda + T_e^2 (j\lambda)^2},$$

$$\text{де } \tau_e = \frac{b-a}{b+a} = \frac{1+d^2 - \frac{2}{\beta} \left(\frac{2\zeta}{T} - \frac{B_1}{T_2^2} - \alpha \right) d \sin \beta T}{1+d^2 - 2d \cos \beta T};$$

$$\zeta_e = \frac{1-d^2}{(1+d^2 - 2d \cos \beta T)(1+d^2 + 2d \cos \beta T)};$$

$$T_e = \sqrt{\frac{1+d^2 + 2d \cos \beta T}{1+d^2 - 2d \cos \beta T}}.$$

В загальному випадку ЦФ складається з паралельно з'єднаних ланцюгів першого і другого порядків, і різницеве рівняння ЦФ має вигляд:

$$y[n] = \sum_{i=1}^q y_1[n] + \sum_{i=1}^m y_2[n].$$

Частотна характеристика фільтра (в функції псевдочастоти)

$$G(j\lambda) = \sum_{i=1}^q W_{1i}(j\lambda) + \sum_{i=1}^m W_{2i}(j\lambda).$$

Таким чином, для реалізації оптимального ЦФ можна запропонувати таку послідовність обчислень:

1) визначити матрицю $G(s)$ ПФ оптимального фільтра за допомогою спектрального алгоритму [2];

2) розкласти елементи отриманої матриці на суму ПФ ланцюгів першого та другого порядків;

3) виконати z -перетворення отриманих елементарних ПФ;

4) скласти різницеві рівняння для кожного елемента матриці дискретних ПФ;

5) розробити апаратне та програмне забезпечення реалізації ЦФ.

Для виконання зазначених етапів авторами розроблено відповідне програмне забезпечення. Комплекс програм AFILTR, необхідних для синтезу матриці $G(s)$ ПФ оптимального аналогового фільтра, приведено в роботі [5]. В них реалізовані основні арифметичні операції з поліноміальними матрицями, а також операції сепарації і факторизації [2] таких матриць. Розкладання дробово-раціональної ПФ високого порядку на суму ПФ ланцюгів першого та другого порядків виконується програмою SAPRT. Вихідні дані цієї програми використовуються програмою DFILTR, в якій розраховуються коефіцієнти ланцюгів ЦФ першого та другого порядку. Для дослідження характеристик ЦФ розроблена програма DFF, яка дозволяє розраховувати перехідний процес ЦФ та його частотні характеристики. За допомогою цих програм розраховано один з варіантів багатовимірного оптимального ЦФ для каналу вимірювання кутової швидкості БНС. Як приклад розглянемо результати розрахунків для одного з елементів матриці ПФ аналогового оптимального фільтра-прототипа:

$$G_{11}(s) = \frac{5,7s + 1,2}{s^4 + 9,3s^3 + 10s^2 + 6,2s + 1,2}.$$

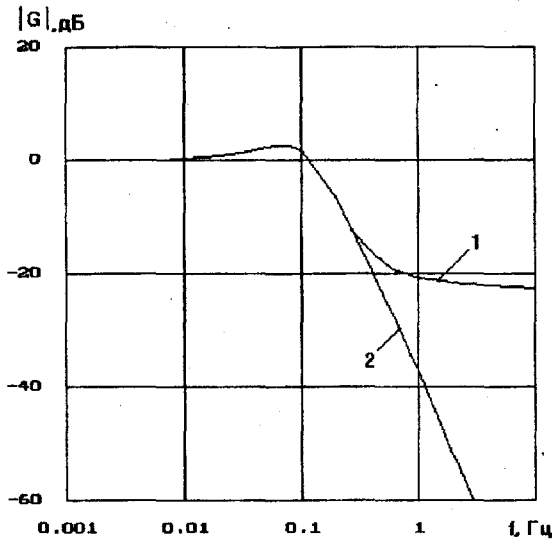
Розкладення цієї ПФ на елементарні дроби має вигляд:

$$G_{11}(s) = -\frac{0,19}{s + 0,3} + \frac{0,095}{s + 8,17} + \frac{0,098s + 0,8}{s^2 + 0,84s + 0,49}.$$

Йому відповідає дискретна ПФ

$$G_{11}(z) = -\frac{0,0187z^{-1}}{1 - 0,97z^{-1}} + \frac{0,0065z^{-1}}{1 - 0,442z^{-1}} + \frac{z^{-1}(0,0133 - 0,056z^{-1})}{1 - 1,915z^{-1} + 0,919z^{-2}}.$$

За отриманою дискретною ПФ визначають різницеве рівняння для кожного з доданків останнього виразу. Розрахунки для решти елементів матриці ПФ багатовимірною фільтра виконують аналогічно.



Амплітудно-частотні характеристики цифрового (1) і аналогового (2) фільтрів

Амплітудно-частотні характеристики отриманого ЦФ та аналогового фільтра-прототипа показані на рисунку. У низькочастотній області характеристики добре збігаються, а ступінь розбіжності на верхніх частотах залежить від періоду дискретизації вхідного аналогового сигналу.

Подані характеристики ЦФ отримані в процесі моделювання його на ЕОМ. Для роботи в реальному масштабі часу цифровий фільтр та його програмне забезпечення доцільно реалізувати на базі спеціалізованих мікропроцесорів. Перехресні зв'язки між вимірювальними каналами багатомірною ЦФ реалізують апаратно-програмними засобами.

Список літератури

1. *Буриченко М.Ю.* Динамическая аттестация блоков чувствительных элементов БИНС современных подвижных объектов: Дисс. на соиск. уч. степени канд. техн. наук. – К.: КМУГА, 1997. – 148 с.
2. *Блохин Л.Н.* Оптимальные системы стабилизации. – К.: Техніка, 1982. – 144 с.
3. *Бесекевский В.А., Избранцев В.В.* Системы автоматического управления с микро-ЭВМ. – М.: Наука, 1987. – 320 с.
4. *Куо Б.* Теория и проектирование цифровых систем управления. – М.: Машиностроение, 1986. – 448 с.
5. *Держак С.В.* Синтез оптимальных систем стабилизации зеркала антенн бортовых радиолокационных станций: Дисс. на соиск. уч. степени канд. техн. наук. – К.: КИИГА, 1992. – 180 с.