РАДІОТЕХНІКА ТА ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЇ

С.В. Водоп'ян, Ю.О. Пушкарьов, Д.В. П'ясковський

МЕТОДИКА РОЗРАХУНКУ ФІЛЬТРА ОЦІНЮВАННЯ В РАДІОТЕХНІЧНИХ СЛІДКУЮЧИХ СИСТЕМАХ З ДИНАМІЧНИМ ОБ'ЄКТОМ

Запропонована методика розрахунку фільтра оцінювання, що враховує наявність в складі системи об'єкта з власною динамікою. Розрахунок фільтра проводиться на основі методу трьох поліномів із умов стійкості, вимог до стохастичної та динамічної точності.

Для підвищення точності радіотехнічних слідкуючих систем (РТСС) в присутності шумів широке застосування знаходить управління на основі оцінювання. При цьому доцільно використовувати такі алгоритми оцінювання, що допускають рекурентну форму обчислень, наприклад, фільтр Калмана [1] або лінійний рекурентний фільтр згладжування [2]. Однак спільне вирішення задач фільтрації та управління в рамках єдиної замкненої системи потребує врахування деяких особливостей, а саме [3]:

не завжди є достатня апріорна інформація про шуми та вхідні впливи, що може спричинити розбіжність фільтра Калмана;

елементи замкнутого слідкуючого контура можуть мати обмеження, наприклад, у формі об'єкта зі складною динамікою або у вигляді нелінійної ланки (задача Пелегрена [4]).

Синтез замкнутої системи управління динамічним об'єктом з урахуванням фільтра оцінювання проводиться, як правило, на основі теореми розділення, але такий підхід не завжди гарантує врахування взаємного впливу процесів оцінювання та управління [5].

В статті розглянута методика розрахунку фільтра оцінювання в РТСС, що має динамічний об'єкт в каналі спостереження. Методика основана на методі трьох поліномів, завдяки чому враховується взаємний вплив процесів фільтрації та управління на динаміку системи в цілому. При застосуванні методики вимоги до стійкості, динамічної та стохастичної точності системи можуть бути враховані на етапі синтезу.

Математична постановка задачі. На вхід системи (рис. 1) поступає вплив $g(n)$, представлений адитивною сумішшю задаючої дії $x(n)$ та шуму $f(n)$, де $x(n)$ – поліном відносного дискретного часу n з невідомими коефіцієнтами $x_0, x_1, x_2 \ldots$, а $f(n)$ – некорельований гаусовський шум з нульовим середнім та дисперсією D_{ff}, тобто

$$\left.\begin{aligned} &g(n) = x(n) + f(n),\\ &x(n) = x_0 + x_1 n + x_2 n^2/2! + \ldots,\\ &M[f(n)] = 0,\\ &M[f(n)f(n-1)] = 0,\\ &M[f^2(n)] = D_{ff}. \end{aligned}\right\} \qquad (1)$$

Критерій якості при синтезі представлений третьою формою інваріантності помилки відносно задаючого впливу [6], тобто

$$\left.\begin{aligned} &\tilde{u}(n) = \frac{A(z)}{C(z)} g(n),\ \tilde{u}_i = 0,\ i = \overline{1, \nu 1},\\ &\tilde{\varepsilon}(n) = \frac{B(z)}{C(z)} g(n),\ \tilde{\varepsilon}_i = 0,\ i = \overline{1, \nu 2},\\ &\tilde{\varepsilon}(n) = g(n) - \hat{x}(n), \end{aligned}\right\} \qquad (2)$$

де $\tilde{\varepsilon}(n)$ – нев'язка оцінювання;

$\tilde{u}(n)$ – помилка каналу спостереження (непогодження);

$\tilde{u}_i, \tilde{\varepsilon}_i$ – складові динамічних помилок по координаті, швидкості, прискоренню і т. д.;

$A(z)$ та $B(z)$ – чисельники бажаних передаточних функцій по помилках каналів спостереження та оцінювання;

$C(z)$ – характеристичний поліном системи;

$\nu 1, \nu 2$ – числа, що задають порядок астатизму по каналах спостереження та оцінювання [7].

Дискретна передаточна функція об'єкта $\psi(z) = M(z) / N(z)$ вважається відомою.

Канал спостереження має нелінійну ланку, що враховується обмеженням виду

$$|\tilde{u}(n)| < \tilde{u}_0. \tag{3}$$

Задачею синтезу є визначення операторів алгоритмів управління $D(z) = D_1(z) / D_2(z)$ та $F(z) = F_1(z) / F_2(z)$, а також алгоритму оцінювання в замкнутому контурі.

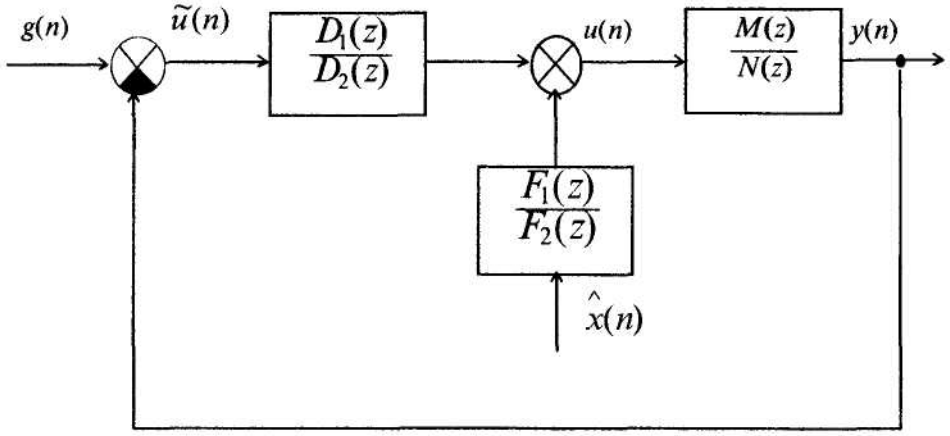

Рис. 1

Синтез цифрових алгоритмів оцінювання та управління.

Із лінеаризованої моделі каналу спостереження

$$\tilde{u}(n) = g(n) - y(n), \tag{4}$$

з урахуванням (2) отримаємо оператори, що визначають алгоритм оцінювання, тобто

$$\hat{x}(n) = \frac{C(z) - B(z)}{C(z)} g(n), \tag{5}$$

$$g(n) = \frac{C(z)}{A(z)} \tilde{u}(n).$$

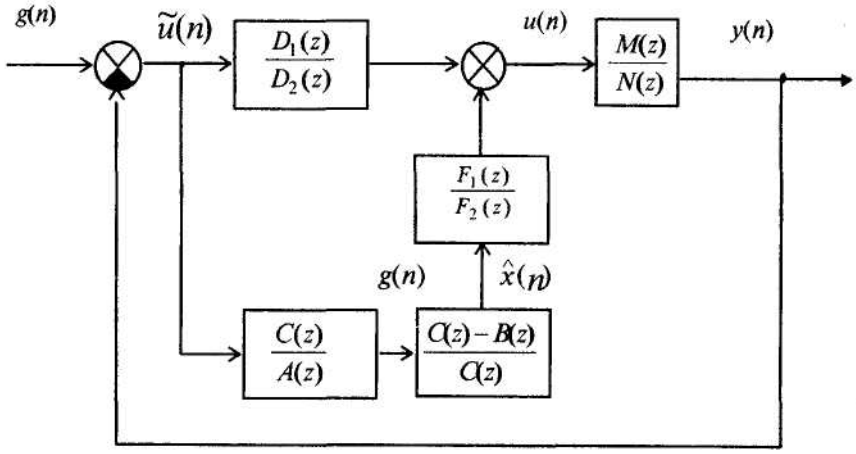

Рис. 2

Використовуючи вирази (5) та структуру зв'язків між елементами (рис. 1), можна побудувати повну структурну схему системи зі стохастичним комбінованим управлінням (рис. 2).

Вираз для визначення поліномів операторів D(z) та F(z) отримаємо, проводячи спільне рішення операторного рівняння для каналу управління

$$y(n) = \psi(z)u(n), \tag{6}$$

а також рівнянь (4) та (2). Виключивши проміжні змінні, отримаємо поліноміальне рівняння синтезу, тобто

$$\begin{aligned}&\left[A(z) - C(z)\right]N(z)D_2(z)F_2(z) + A(z)M(z)D_1(z)F_2(z) + \\ &+\left[C(z) - B(z)\right]M(z)F_1(z)D_2(z) = 0.\end{aligned} \tag{7}$$

Рівняння (7) повністю визначає взаємозв'язок між поліномами, які задають динаміку процесів управління та оцінювання, умови стійкості та фізичної реалізуємості синтезуємої автоматичної системи [8].

Розглянемо можливість використання поліноміального рівняння синтезу для розробки алгоритмів управління та оцінювання.

Аналіз результатів. Одержаний вираз (7) відноситься до класу діофантових рівнянь над кільцем поліномів (π - рівнянь), для розв'язання яких потрібно знайти порядок та коефіцієнти невідомих поліномів [9].

При синтезі поліноміальними методами [7, 9, 10], як правило, вимоги до системи задають у вигляді бажаних поліномів, для розглянутого випадку це – A(z), B(z) та C(z) (або їх множники). Відомі способи задання таких властивостей системи, як причинність, фізична реалізуємість алгоритмів у фільтрації та управління, динамічна та стохастична точність.

Розглянемо деякі варіанти задання бажаних поліномів.

1) Повністю задані поліноми A(z), B(z) та C(z). Невідомі поліноми операторів управління $F_1(z)$, $F_2(z)$, $D_1(z)$ та $D_2(z)$. Алгоритм оцінювання визначається при цьому згідно з виразами (5) за допомогою заданих поліномів, тобто теж вважається відомим. Задача синтезу полягає у визначенні операторів управління.

2) Задаються співмножники $A_0(z), B_0(z)$ та $C_0(z)$ бажаних поліномів, а також оператори управління $F(z)$ та $D(z)$. Оскільки невідомими є бажані поліноми A(z),B(z) та C(z), то ціль синтезу полягає у розробці алгоритму оцінювання (5).

3) Задані оператор управління за непогодженням D(z) та множники трьох поліномів $A_0(z)$, $B_0(z)$ та $C_0(z)$. Невідомі оператор управління за оцінкою F(z) та алгоритм оцінювання.

Перший варіант синтезу зводиться до рішення нелінійного (внаслідок перемноження невідомих поліномів) рівняння (7). Як показано у [8], при дотриманні деяких обмежень на структуру та коефіцієнти поліномів $D_2(z)$ та $F_2(z)$, рівняння поліноміального синтезу може бути спрощене і стане лінійним відносно шуканих поліномів $D_1(z)$ та $F_1(z)$, тобто

$$z^{-d}A(z)D_1(z) + M(z)F_1(z) = [C(z) - A(z)]N(z). \tag{8}$$

Аналіз розв'язку рівняння (8) у випадку задання поліномів A(z), B(z) та C(z) із умови еквівалентності по оцінюванню синтезуємої системи лінійному рекурентному фільтру згладжування показує, що у цьому випадку параметри регуляторів F(z) та D(z) визначаються через коефіцієнти фільтра-еквівалента [8, 11, 12]. Іншими словами, динаміка процесу оцінювання впливає на алгоритми процесу управління.

Неважко бачити, що постановка задачі синтезу за другим варіантом майже протилежна відносно першого. Слід очікувати, що при повністю заданих операторах управління шукані поліноми A(z), B(z) та C(z) будуть мати співмножники, коефіцієнти яких визначаються параметрами об'єкта та регуляторів. Зрозуміло (5), що у цьому випадку алгоритм фільтрації також буде залежним від значень параметрів об'єкта та регуляторів.

Третій варіант є в певній мірі компромісним, оскільки передбачає одночасний синтез як алгоритма фільтрації, так і регулятора за оцінкою F(z). У цьому випадку доцільно (за рахунок оператора F(z)) забезпечити таке рішення, щоб специфіка об'єкта не впливала на параметри фільтра.

Приклад. Замкнутий контур управління по непогодженню розроблено із умови високої якості перехідного процесу та першого порядку астатизму [13]. Модель об'єкта з урахуванням T = 0,5 с представлена поліномами $M(z) = z^{-1}(0{,}04683 + 0{,}04381z^{-1})$, $N(z) = (1 - z^{-1})(1 - 0.8187z^{-1})$. Оператор управління по непогодженню задано як $D(z) = 11{,}0333\dfrac{1 - 0{,}8187z^{-1}}{1 + 0{,}4833z^{-1}}$. Динаміка замкнутого контура визначається поліномами Аз(z) = N(z), Сз(z) = 1. З метою підвищення порядку астатизму в умовах дії шумів необхідно розробити додатковий контур управління за оцінкою. Для забезпечення високої точності синтез алгоритмів буде проведений із умови еквівалентності за характеристичним поліномом комбінованій системі [6].

Розв'язання. Припустимо, що задачу розв'язано і динаміка синтезованої системи визначається поліномами A(z),B(z) та C(z). Із умови підвищення порядку астатизму каналів спостереження та оцінювання на одиницю, структура цих поліномів визначається за формулами:

$$\left.\begin{aligned} A(z) &= A_з(z)A_0(z)(1-z^{-1}),\\ B(z) &= B_0(z)(1-z^{-1}), \end{aligned}\right\} \qquad (9)$$

де $A_0(z)$, $B_0(z)$ – невідомі поліноми.

Із умови еквівалентності комбінованій системі вираз для характеристичного полінома визначається як $C(z) = C_0(z)C_з(z)$, де поліном $C_0(z)$ невідомий.

Виходячи із (9),(10) та рівняння $F_1(z)z^d M(z) = F_2(z)N(z)$ Даліна-Хігема [10], вираз (7) може бути представлений у формі:

$$C_з(z)A_0(z) - C(z) = z^{-1}B_0(z).$$

Визначивши звідси C(z) та порівнюючи отриманий вираз з (10), неважко бачити, що необхідною умовою синтезу є

$$B_0(z) = C_з(z)B_1(z). \qquad (11)$$

На основі формул (9), (10) та (11) отримаємо алгоритми фільтрації із умови еквівалентності за динамікою оцінювання відомому оптимальному фільтру. Враховуючи передаточну функцію оптимального A-L фільтра експоненційного згладжування [7], маємо:

$$\frac{B(z)}{C(z)} = \frac{B_1(z)(1-z^{-1})}{A_0(z) - z^{-1}B_1(z)} = K^{opt}(z), \qquad (12)$$

де $K^{opt}(z) = \dfrac{\theta_1\theta_2(1-z^{-1})}{(1-\theta_1 z^{-1})(1-\theta_2 z^{-1})}$.

Розв'язавши рівняння (12) відносно невідомих поліномів, отримаємо:

$$\begin{aligned} A_0(z) &= 1-(\theta_1+\theta_2-\theta_1\theta_2)z^{-1},\\ B_1(z) &= \theta_1\theta_2(1-z^{-1}). \end{aligned} \qquad (13)$$

Таким чином, запропонована методика дозволяє розв'язати задачу синтезу алгоритмів оцінювання та управління у замкнутому контурі з динамічним об'єктом. При виконанні умови еквівалентності по характеристичному поліному комбінованій системі та еквівалентності по оцінюванню відомому оптимальному фільтру, методика передбачає:

розрахунок коефіцієнтів поліномів $A_з(z)$ та $C_з(z)$ внутрішнього контура;

визначення із умови Даліна-Хігема оператора управління F(z);

розв'язок рівняння (12) відносно невідомих співмножників поліномів $A_0(z)$ та $B_1(z)$;

визначення поліномів A(z) та B(z) за виразом (9);

розрахунок структури та коефіцієнтів алгоритму оцінювання за виразом (5).

За структурною схемою рис. 2 можуть бути побудовані високоякісні системи супроводження, еквівалентні комбінованим. Вимірювання задаючого впливу алгоритмічним способом (за допомогою оператора C(z)/A(z)) не потребує значних апаратурних затрат, що важливо при модернізації існуючих РТСС.

ЛІТЕРАТУРА:

1. *Медич Дж.* Статистически оптимальные линейные оценки и управление. – М.: Энергия, 1973. – 440 с.
2. *Кузьмин С.З.* Основы теории цифровой обработки радиолокационной информации. – М.: Сов. радио, 1974. – 352 с.
3. *Бесекерский В.А., Иванов В.А., Самотокин Б.Б.* Орбитальное гирокомпасирование / Под ред. Б.Б. Самотокина. – С.-Пб: Политехника, 1993. – 256 с.
4. *Ривкин С.С.* Методы оптимальной фильтрации Калмана и его применение в инерциальных навигационных системах. – Л.: Судостроение. – Ч. I. – 1973. – 145 с.; Ч. II. – 1974. – 155 с.
5. *Гостев В.И.* Неэквивалентность обратной связи по состоянию и обратной связи при наличии динамического наблюдателя //Автоматика. – 1993. – № 3. – С. 80–81.
6. *Зайцев Г.Ф., Стеклов В.К.* Комбинированные следящие системы. – К.: Техника, 1978. – 264 с.

7. *Пушкарев Ю.А.* Анализ и синтез дискретных систем оценивания. – Житомир: ЖВУРЭ ПВО, 1989. – 326 с.
8. *Водопьян С.В.* Разработка и исследование системы стохастического управления, эквивалентной комбинированной, для следящего привода антенны РЛС/ Научно-технический сборник. – Житомир: ЖВУРЭ ПВО, 1995. – Вып. 17. – С. 62–68.
9. *Волгин Л.Н.* Оптимальное дискретное управление динамическими системами. – М.: Наука, 1986. – 239 с.
10. *Острем К., Виттенмарк Б.* Системы управления с ЭВМ. – М.: Мир, 1987. – 480 с.
11. *Водоп'ян С.В.* Результати експериментального дослідження слідкуючої системи вимірювання кута з використанням стохастичного комбінованого управління// Вісник ЖІТІ, 1997. – № 6. – С. 119–122.
12. *Водоп'ян С.В., Пушкарьов Ю.О., П'ясковський Д.В.* Адаптивний алгоритм стохастичного комбінованого управління антеною РТСС // Вісник ЖІТІ, 1997. – № 6. – С. 123–125.
13. *Гостев В.И., Стеклов В.К., Скляренко С.Н.* Оптимальные системы управления с цифровыми регуляторами. – КИРЦ <Сенс>, 1995. – 484 с.

ВОДОП'ЯН Сергій Васильович – викладач кафедри комп'ютеризованих систем, автоматики і управління Житомирського військового інституту радіоелектроніки.

Наукові інтереси:

– алгоритми управління на основі оцінювання.

ПУШКАРЬОВ Юрій Олександрович – доктор технічних наук, професор Серпухівського військового училища.

Наукові інтереси:

– проблеми аналізу і синтезу дискретних систем оцінювання і управління.

П'ЯСКОВСЬКИЙ Дмитро Володимирович – заслужений працівник освіти України, кандидат технічних наук, доцент, начальник Житомирського військового інституту радіоелектроніки.

Наукові інтереси:

– методи та алгоритми підвищення ефективності систем дистанційного моніторингу.