

І.В. Зімчук, к.т.н.
В.І. Іщенко, к.т.н., доц.

Житомирський військовий інститут радіоелектроніки ім. С.П. Корольова

АЛГОРИТМ ЦИФРОВОГО УПРАВЛІННЯ НА ОСНОВІ АДАПТИВНОГО ОЦІНЮВАННЯ ДЛЯ НАВЕДЕННЯ АНТЕНИ РАДІОТЕХНІЧНОЇ СЛІДКУВАЛЬНОЇ СИСТЕМИ

Синтезовано алгоритми адаптивного оцінювання та управління електроприводом антени радіотехнічної слідувальної системи. Наводяться результати цифрового моделювання процесу автосупроводження космічного апарата.

При управлінні рухом літальних об'єктів (ЛО) різних типів виникає задача вимірювання їх кутових координат за допомогою наземних радіотехнічних слідувальних систем (РТСС). Для розв'язання цієї задачі служать системи автосупроводження за напрямком, які визначають кутові координати у взаємно перпендикулярних площинах, забезпечують інформацією алгоритми траекторної обробки та забезпечують точне наведення осі діаграми спрямованості антени, що є необхідним для нормальної роботи решти вимірювальних каналів [4], [10].

Більшість існуючих слідувальних систем побудовані за принципом управління за відхиленням з використанням електропривода антени (динамічного об'єкта) в каналі спостереження. Точність таких систем визначається як шириною діаграми спрямованості, так і властивостями електропривода антени. Традиційний електропривід з аналоговим управлінням не завжди дозволяє забезпечити високу точність визначення кутових координат [4], [9]. Для підвищення точності наведення осі діаграми спрямованості антени у складі електропривода широке застосування знаходять цифрові обчислювальні пристрої з реалізованими на їх базі алгоритмами управління [4], [1].

Синтез алгоритмів цифрового управління описаний в багатьох наукових працях, наприклад [1], [5], [9]. Однак переважна більшість їх спрямована на зменшення динамічної помилки стеження та на покращення показників якості перехідного процесу. При цьому припускається, що математичний опис вхідних дій апріорно відомий. В стохастичній обстановці ефективне управління наведенням антени може бути реалізоване з використанням процедури оцінювання. При цьому синтез замкненої системи управління динамічним об'єктом виконується, як правило, на підставі теореми розділення [6], [8]. Функціональна схема слідувальної системи, що побудована за таким принципом [2], зображена на рис. 1, де $x(t)$, $y(t)$ – значення кутової координати ЛО та положення осі діаграми спрямованості антени, $f(t)$ – збурення.



Рис. 1

Основним режимом роботи слідувальних систем є стеження за вхідним впливом, який з часом змінюється. Тому сумісне розв'язання задач фільтрації та управління в рамках єдиної замкненої системи потребує врахування апріорної інформації про кутові координати та шуми. У разі відсутності такої інформації для зменшення динамічної та стохастичної складових помилки наведення антени може бути запропонований оптимальний вибір параметрів фільтра, який реалізується шляхом застосування методів адаптивного оцінювання. У зв'язку з цим, метою даної роботи є підвищення точності визначення кутових координат ЛО шляхом застосування в аналоговій системі автосупроводження за напрямком підсистеми цифрової корекції, яка складається з адаптивного фільтра та детермінованого регулятора.

Задача синтезу алгоритмів оцінювання та управління ставиться таким чином. Припускається, що на вхід системи (рис. 1) в дискретні моменти часу надходить адитивна суміш кутової координати ЛО $x(n)$ (задавальний вплив) та некорельованого гаусовського шуму $f(n)$ з нульовим середнім та дисперсією $R(n)$, тобто

$$M[f(n)] = 0, \quad M[f(n)f(n-i)] = 0, \quad i > 0, \quad (1)$$

$$M[x(n)f(n)] = 0, \quad R(n) = M[f^2(n)].$$

Рівняння вхідної дії на систему автосупроводження має вигляд:

$$g(n) = x(n) + f(n). \quad (2)$$

Об'єктом управління є електропривід антени, який описується наступною передаточною функцією:

$$K_n(p) = \frac{K_n}{p(1+T_{e1}p)(1+T_{e2}p)(1+T_\theta p)}, \quad (3)$$

де K_n – коефіцієнт перетворення привода, який враховує коефіцієнти підсилення двигуна постійного струму та електромашинного підсилювача;

T_θ, T_{e1}, T_{e2} – постійні часу двигуна постійного струму та електромашинного підсилювача;

p – оператор Лапласа.

Припускається, що модель вхідної дії $x(n)$ та дисперсія шуму $R(n)$ апріорно невідомі. Задачею синтезу є визначення алгоритмів адаптивного оцінювання та управління. Критерій якості – мінімум середньоквадратичних помилок оцінювання та управління:

$$M[(x(n) - \hat{x}(n))^2] \rightarrow \min, \quad (4)$$

$$M[(x(n) - y(n))^2] \rightarrow \min,$$

де $\hat{x}(n)$ – оцінка кутової координати, що формується фільтром.

Алгоритм адаптивного оцінювання кутових координат ЛО синтезується за методикою, що викладена у [3]. Відомо [7], що алгоритм адаптивного оцінювання складається з двох алгоритмів: фільтрації та адаптації. Як алгоритм фільтрації кутових координат застосовується фільтр другого порядку астатизму, що синтезований у [3] за методом "трьох поліномів" [9]. Функціонування такого фільтра описується такими рівняннями:

$$x_e(n) = 2x(n-1) + x(n-2),$$

$$\tilde{u}(n) = g(n) - x_e(n), \quad (5)$$

$$\hat{x}(n) = K(n)\tilde{u}(n) + x_e(n),$$

де $x_e(n)$ – екстрапольоване значення координати;

$\tilde{u}(n)$ – нев'язка;

$K(n)$ – коефіцієнт згладжування фільтра, оптимальне значення якого відповідає виразу:

$$K(n) = \frac{P_e(n)}{P_e(n) + R(n)},$$

$P_e(n)$ – середній квадрат помилок екстраполяції.

Адаптація алгоритму (5) реалізується шляхом підстроювання коефіцієнта згладжування (6) відповідно до зміни $P_e(n)$ та $R(n)$. Для визначення невідомих статистичних характеристик використовується методика синтезу адаптивних алгоритмів оцінювання [3]. Згідно з методикою [3] дисперсія збурення та середній квадрат помилок екстраполяції фільтра розраховуються з виразів:

$$R(n) = M[\tilde{u}(n)\Delta^N g(n)], \quad (7)$$

$$P_e(n) = M[\tilde{u}(n)\{D(z)g(n) - x_e(n)\}], \quad (8)$$

де $\Delta^N g(n)$ – N -на різниця від вхідної дії $g(n)$;

M – оператор розрахунку математичного очікування;

$D(z)$ – екстраполюючий поліном, який визначається за формулою:

$$D(z) = 1 - (1 - z^{-1})^N, \quad (9)$$

$$N = k + 1;$$

k – максимальна степінь полінома, який описує зміну координати ЛО.

Визначивши $k = 2$, алгоритм розрахунку невідомих статистичних характеристик описується рівняннями:

$$\begin{aligned} \Delta^3 g(n) &= g(n) - 3g(n-1) + 3g(n-2) - g(n-3), \\ R(n) &= M[\tilde{u}(n)\Delta^3 g(n)], \\ Q(n) &= 3g(n-1) - 3g(n-2) + g(n-3) - x_e(n), \\ P_e(n) &= M[\tilde{u}(n)Q(n)]. \end{aligned} \tag{10}$$

Таким чином, синтезований алгоритм адаптивного оцінювання координат ЛО описується рівняннями (5), (6) та (10).

Алгоритм управління електроприводом антени синтезується методом “трьох поліномів” [9]. Згідно з цим методом передаточна функція регулятора відповідає виразу:

$$F(z) = -\frac{1}{\psi(z)z^{-1}} \left[\sum_{i=2}^v C_v^i z^{-i} + v z^{-1} \sum_{i=1}^v (-1)^i C_v^i z^{-i} \right], \tag{11}$$

де $\psi(z)$ – дискретна передаточна функція об’єкта управління;

C_v^i – біноміальний коефіцієнт;

v – порядок астатизму системи.

Для спрощення алгоритму управління передаточна функція електропривода підлягає максимальному спрощенню (редукції). Найбільш простий спосіб редукції моделей об’єктів управління полягає в заміні постійних часу одним загальним запізненням [1]. Використовуючи саме такий підхід, після відповідних перетворень, передаточна функція електропривода набуває вигляду:

$$K_n(p) = \frac{\alpha}{p(b+p)}, \tag{12}$$

де $\alpha = \frac{K_n}{T_{e1} + T_{e2} + T_\theta}$;

$$b = \frac{1}{T_{e1} + T_{e2} + T_\theta}.$$

З використанням табличних даних [1] за виразом (12) визначається дискретна передаточна функція об’єкта управління з екстраполатором нульового порядку:

$$\psi(z) = \frac{c_1 z^{-1} + c_2 z^{-2}}{1 + d_1 z^{-1} + d_2 z^{-2}}, \tag{13}$$

де $c_1 = \frac{\alpha}{b^2} [bT - 1 + e^{-bT}]$;

$$c_2 = -\frac{\alpha}{b^2} [1 - e^{-bT} - bTe^{-bT}];$$

$$d_1 = -1 - e^{-bT};$$

$$d_2 = e^{-bT};$$

T – інтервал часової дискретизації.

Визначивши $v = 2$, підстановкою рівняння (13) до виразу (11) розраховується передаточна функція цифрового регулятора:

$$F(z) = \frac{a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2} + a_3 z^{-3} + a_4 z^{-4}}{1 + b_1 z^{-1}},$$

де $a_1 = \frac{3}{c_1}$;

$$a_2 = -\frac{3d_1 - 2}{c_1};$$

$$a_3 = \frac{3d_2 - 2d_1}{c_1};$$

$$a_4 = -\frac{2d_2}{c_1};$$

$$b_1 = \frac{c_2}{c_1}.$$

На підставі [9] рівняння для управляючої дії:

$$u(n) = F(z)\hat{x}(n)$$

визначається алгоритм управління електроприводом антени:

$$u(n) = a_1\hat{x}(n-1) + a_2\hat{x}(n-2) + a_3\hat{x}(n-3) + a_4\hat{x}(n-4) - b_1u(n-1). \quad (14)$$

З отриманого виразу видно, що сигнал управління $u(n)$ на виході регулятора визначається лише параметрами об'єкта управління та значеннями оцінок координат, які отримані в результаті фільтрації.

У складі слідкувальної системи синтезовані алгоритми реалізуються за структурною схемою, що наведена на рис. 2, де K_θ – коефіцієнт підсилення пеленгаційного пристрою; $K_\phi(z)$ – передаточна функція згладжувального фільтра. Для усунення впливу коефіцієнта підсилення на значення помилки наведення антени $\varepsilon(n)$ у систему введено блок нормування $\frac{1}{K_\theta}$. Тоді, завдяки відтворенню на суматорі вхідної дії $g(n)$, на вході згладжувального фільтра буде та ж дія, що й на вході всієї слідкувальної системи.

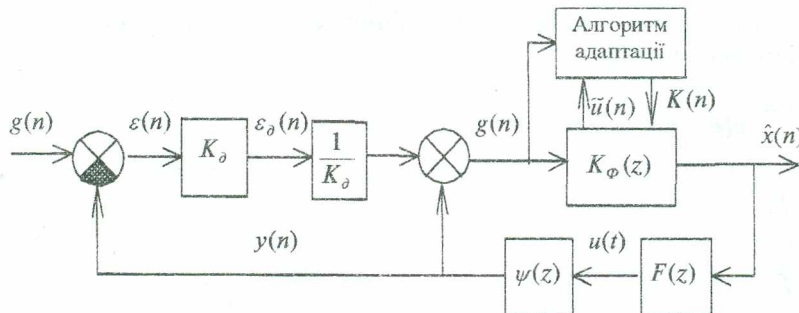


Рис. 2

Дослідження синтезованого алгоритму управління наведенням антени РТСС проводилось шляхом математичного моделювання. Моделювався процес автосупроводження космічного апарата (КА) за кутом місця при таких умовах:

- 1) орбіта КА кругова;
- 2) вимірювальний пункт знаходиться в площині орбіти;
- 3) помилки вимірювань характеризуються нормальним законом розподілу, нульовим математичним очікуванням та середньоквадратичним відхиленням 5 кутових секунд.

Відповідно до вказаних умов зміна кута місця описується виразами [10]:

$$T_{КА} = 2\pi \sqrt{\frac{(R_3 + H_{КА})^3}{\mu}},$$

$$\varphi(n) = \varphi(n-1) + \frac{360T}{T_{КА}},$$

$$D_{КА} = \sqrt{(R_3 + H_{КА})^2 + R_3^2 - 2(R_3 + H_{КА})R_3 \cos \varphi(n)},$$

$$x(n) = \arcsin \frac{(R_3 + H_{КА}) \sin \varphi(n)}{D_{КА}},$$

де $T_{КА}$ – період обертання КА, с;

$R_3 = 6371$ – радіус Землі, км;

$\mu = 398602$ – гравітаційна постійна, км³/с²;

$H_{КА}$ – висота КА, км;

T – темп моделювання, с;

$\varphi(n)$ – кут між радіус-вектором КА та вертикаллю, що проходить з центра Землі через точку стояння РТСС.

При моделюванні безперервних частин системи використовувались рекурентні формули за методом трапецій [1]. Для електромашинного підсилювача та двигуна постійного струму маємо такі рекурентні рівняння:

$$x_1(k) = \frac{K_n T}{2T_{e1} + T} [u(k) + u(k-1)] + \frac{2T_{e1} - T}{2T_{e1} + T} x_1(k-1),$$

$$x_2(k) = \frac{T}{2T_{e2} + T} [x_1(k) + x_1(k-1)] + \frac{2T_{e2} - T}{2T_{e2} + T} x_2(k-1),$$

$$x_3(k) = \frac{T}{2T_\theta + T} [x_2(k) + x_2(k-1)] + \frac{2T_\theta - T}{2T_\theta + T} x_3(k-1),$$

$$y(k) = \frac{T}{2} [x_3(k) + x_3(k-1)] + y(k-1).$$

Дослідження проводилось при таких параметрах електропривода: $K_n = 54,7 \frac{\text{Рад}}{\text{Вс}}$; $T_{e1} = 0,105$ с; $T_{e2} = 0,09$ с; $T_\theta = 0,15$ с. Слід зазначити, що часовий параметр n змінюється через такт квантування $T = 0,1$ с, а часовий параметр k змінюється через такт моделювання $T_0 = 0,01$ с. Результати дослідження у вигляді середньоквадратичних помилок оцінювання σ_x та наведення антени σ_y для різних висот КА наведені в табл. 1.

Таблиця 1

Висота КА, км	Адаптивний алгоритм оцінювання		Неадаптивний алгоритм оцінювання	
	σ_x , кут. хв	σ_y , кут. хв	σ_x , кут. хв	σ_y , кут. хв
200	0,107	0,198	0,252	0,359
600	0,048	0,082	0,089	0,116
1000	0,045	0,071	0,054	0,082

З отриманих результатів видно, що при супроводженні КА на малих висотах застосування синтезованого адаптивного алгоритму дозволяє підвищити точність оцінювання кута місця в 2,3 рази, при цьому точність наведення антени збільшується в 1,8 рази. Зі збільшенням висоти КА помилки оцінювання та управління у адаптивного та неадаптивного алгоритмів майже однакові.

Таким чином, синтезований алгоритм адаптивного управління з використанням процедури оцінювання для наведення антени РТСС успішно адаптується до умов функціонування при параметричній невизначеності моделі вхідного впливу та статистичних характеристик шумів вимірювань. Виконання заданих показників якості підтверджується результатами математичного моделювання.

ЛІТЕРАТУРА:

1. Гостев В.И., Стеклов И.К. Системы автоматического управления с цифровыми регуляторами: Справочник. – К.: Радиоаматор, 1998. – 704 с.
2. Дресслер, Табак. Слежение за спутниками с использованием комбинированных методов оптимального управления и оценивания // Зарубежная радиоэлектроника. – 1973. – № 4. – С. 3–16.
3. Ищенко В.И., Зимчук И.В. Методика синтеза адаптивных алгоритмов оценивания // Радиоэлектроника. – 2001. – Т. 44. – № 4. – С. 43–50.
4. Крохин В.В. Информационно-управляющие космические радиолнии. – М.: НИИЭР, 1994. – Т. 2. – 214 с.
5. Куо Б. Теория и проектирование цифровых систем управления: Пер. с англ. – М.: Машиностроение, 1986. – 448 с.

6. Медич Дж. Статистически оптимальные оценки и управление / Под ред. А.С. Шаталова. – М.: – Энергия, 1973. – 440 с.
7. Первачёв С.В., Перов А.И. Адаптивная фильтрация сообщений. – М.: Радио и связь, 1991. – 160 с.
8. Пузырёв В.А., Клевцов В.В. Проектирование оптимальных радиотехнических следящих систем // Зарубежная радиоэлектроника. – 1983. – № 4. – С. 31–45.
9. Пушкарёв Ю.А. Анализ и синтез дискретных систем оценивания. – Житомир: ЖВУРЭ, 1989. – 326 с.
10. Сильвестров С.Д., Лазарев В.М., Корниенко А.И., Панишин М.И. Точность измерения параметров движения космических аппаратов радиотехническими методами. – М.: Советское радио, 1970. – 320 с.

ЗИМЧУК Ігор Валерійович – кандидат технічних наук, викладач Житомирського військового інституту радіоелектроніки ім. С.П. Корольова.

Наукові інтереси:

– адаптивні алгоритми оцінювання для сучасних інформаційно-керуючих систем.

ІЩЕНКО Володимир Іванович – кандидат технічних наук, доцент, начальник кафедри Житомирського військового інституту радіоелектроніки ім. С.П. Корольова.

Наукові інтереси:

– алгоритми оцінювання та управління для сучасних інформаційно-керуючих систем.

Подано 10.03.2004