

Отже, інтерполяційний поліном неперервного аргументу x в інтервалі $[3, 10]$ для даного статистичного набору пар (w, x) логістичної функції має такий вигляд:

$$w(x) = -0,059x^3 + 0,869x^2 - 1,733x.$$

Висновок

Функціональний аналіз залежностей ефект-витрати для задач управління економічною складовою інформаційної безпеки авіаційної інфра-

структури дає змогу з достатньою для практичних потреб точністю здійснити інтерполяцію логістичної функції аналітичним методом.

Література

1. Качинський, А. Б. *Безпека, загрози, ризик. Наукові концепції та математичні методи* / А. Б. Качинський. — К.: Ін-т проблем нац. безпеки. Нац. академія СБУ, 2004. — 470 с.

2. Самарський, А. А. *Численные методы* / А. А. Самарський, А. В. Гулин. — М.: Наука, 1989. — 432 с.

А. В. Мищенко

ФУНКЦИОНАЛЬНЫЙ АНАЛИЗ ЗАВИСИМОСТЕЙ ЭФФЕКТ-ЗАТРАТЫ ДЛЯ ЗАДАЧ УПРАВЛЕНИЯ ЭКОНОМИЧЕСКОЙ СОСТАВЛЯЮЩЕЙ ИНФОРМАЦИОННОЙ БЕЗОПАСНОСТИ АВИАЦИОННОЙ ИНФРАСТРУКТУРЫ

Проведен функціональний аналіз залежностей ефект-затрати для задач управління економічною складовою інформаційної безпеки авіаційної інфраструктури, а також розглянуто приклад інтерполяції логістичної функції аналітичним методом.

Ключевые слова: национальная безопасность; информационная безопасность; авиатранспортный комплекс; авиационная инфраструктура; целевая эффективность; интерполяция; аналитический метод.

A. V. Mishchenko

FUNCTIONAL ANALYSIS OF DEPENDENCY EFFECT-COST FOR THE PROBLEMS OF MANAGING THE ECONOMIC COMPONENT OF INFORMATION SECURITY AVIATION INFRASTRUCTURE

Carried out a functional analysis of dependencies effect-cost to control problems of the economic component of information security aviation infrastructure. In particular, the numerical example of logistics interpolation function analytical method.

Keywords: national security; information security; air traffic center; aviainfrastructure; target efficiency; interpolation; analytical method.

УДК 621.395

Л. А. КИРПАЧ, К. П. СТОРЧАК, І. М. СРІБНА, кандидати техн. наук, доценти,
Державний університет телекомунікацій, Київ

ДОСЛІДЖЕННЯ КОМБІНОВАНИХ СИСТЕМ ФАЗОВОЇ СИНХРОНІЗАЦІЇ

Розглянуто комбіновані системи фазової синхронізації, щодо можливостей істотного підвищення їх точності та швидкодії.

Ключові слова: комбіновані системи фазової синхронізації; перехідна складова помилки; корені характеристичного рівняння.

Вступ

Системи фазової синхронізації (СФС) знайшли різноманітне застосування в техніці зв'язку та управління, у радіо- та інформаційно-вимірювальних системах, у системах радіолокації, навігації, автоматизованого контролю тощо. Коло завдань, що їх розв'язують ці системи, досить широке: стеження за підносійними та носійними частотами прийраних сигналів, когерентна демодуляція аналогових і цифрових сигналів із частотною та фазовою модуляцією, вимірювання частоти та фази сигналів, тактова синхронізація, синтез складних радіотехнічних сигналів, синтез сітки високостабільних частот, стабілізація частот генераторів різних діапазонів, трансформація спектра сигналів тощо.

Основна частина

У багатьох практичних випадках СФС працюють при ступінчастій зміні задавальної дії $\varphi_{\text{вх}}(t)$ — різниці фаз двох порівнюваних за фазою напруг однакової частоти [1; 2].

Структурну схему СФС з управлінням за відхиленням зображено на рис. 1, де використано такі позначення: $\varphi_{\text{вх}}(t)$ — фаза напруги управляючого генератора; $\Delta\varphi(t)$ — помилка СФС; $W_1(p)$ $W_2(p) = W_p(p)$ — оператор елементів (фазового дискримінатора, фільтра нижніх частот, підсилювача-перетворювача, керованого генератора) замкненого контура в розімкненому стані; ЕП — елемент порівняння (фазовий дискримінатор); $\varphi_{\text{вих}}(t)$ — фаза вихідної напруги СФС.

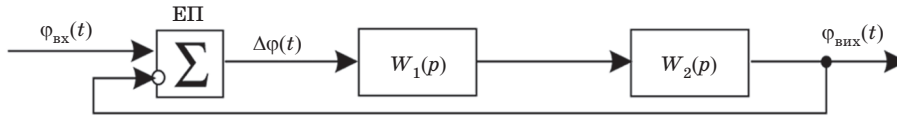


Рис. 1. Структурна схема СФС з управлінням за відхиленням

Рівняння елементів системи:

$$\left. \begin{aligned} \Delta\varphi(t) &= \varphi_{\text{вх}}(t) - \varphi_{\text{вих}}(t), \\ \varphi_{\text{вих}}(t) &= W_1(p) W_2(p) \Delta\varphi(t), \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

де $p = d/dt$.

Виключаючи з рівнянь (1) $\varphi_{\text{вих}}(t)$, дістаємо рівняння руху СФС з управлінням за відхиленням відносно помилки

$$[1 + W_1(p) W_2(p)] \Delta\varphi(t) = \varphi_{\text{вх}}(t),$$

або

$$[D_1(p) D_2(p) + F_1(p) F_2(p)] \Delta\varphi(t) = F_1(p) F_2(p) \varphi_{\text{вх}}(t), \quad (2)$$

де $W_j(p) = D_j(p) / F_j(p)$, $j = \overline{1, 2}$.

Остаточний розв'язок рівняння (2) можна подати у вигляді суми перехідної $\Delta\varphi_{\text{п}}(t)$ і вимушеної $\Delta\varphi_{\text{в}}(t)$ складових помилки:

$$\Delta\varphi(t) = \Delta\varphi_{\text{п}}(t) + \Delta\varphi_{\text{в}}(t).$$

У багатьох практичних випадках (фазова і частотна маніпуляція, ступінчаста зміна фази вхідного сигналу в СФС) висуваються жорсткі вимоги до значення перехідної складової помилки (ПСП). Для підвищення точності СФС з управлінням за відхиленням у перехідних режимах необхідно змінювати параметри замкненого контура, що впливає на його стійкість. Тому при виборі параметрів замкненого контура СФС, коли йдеться про зменшення перехідної чи вимушеної складової помилки, доводиться враховувати вимогу стійкості.

Складності, які виникають у високонадійних СФС з управлінням за відхиленням, усуваються в комбінованих СФС (КСФС), які наведено на рис. 2, де p, s — оператор Лапласа відповідно для аналогової та цифрової системи.

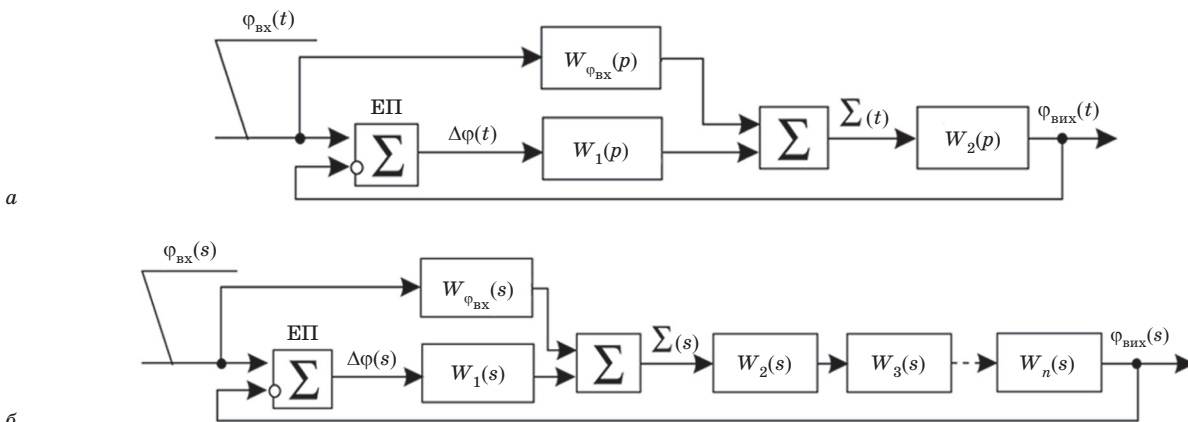


Рис. 2. Комбіновані структурні схеми СФС у разі, коли розімкнений канал управління подано у вигляді: а — двох каналів; б — n каналів

Розглянемо структурну схему на рис. 2, а, і запишемо рівняння її елементів:

$$\left. \begin{aligned} \Delta\varphi(t) &= \varphi_{\text{вх}}(t) - \varphi_{\text{вих}}(t), \\ \varphi_{\text{вих}}(t) &= W_2(p) \overline{\Sigma}(t), \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

де $\overline{\Sigma}(t) = W_1(p) \Delta\varphi(t) + W_{\varphi_{\text{вх}}}(t) \varphi_{\text{вх}}(t)$.

Виключаючи проміжні змінні з виразів (3), дістаємо рівняння руху КСФС відносно помилки

$$[1 + W_1(p) W_2(p)] \Delta\varphi(t) = [1 - W_{\varphi_{\text{вх}}}(p) W_2(p)] \varphi_{\text{вх}}(t). \quad (4)$$

Як впливає з (4), раціональним вибором параметрів розімкненого компенсаційного зв'язку за фазою вхідного сигналу КСФС з оператором $W_{\varphi_{\text{вх}}}(p)$ можна істотно зменшити як вимушену, так і перехідну складову помилки.

У разі виконання умови інваріантності

$$W_{\varphi_{\text{вх}}}(p) = 1 / W_2(p) = F_2(p)^{m_1} / D_2(p)^{m_2} \quad (5)$$

повністю усувається як вимушена, так і перехідна складова помилки. Проте на практиці умова (5) фізично не реалізується, оскільки степінь m_1 полінома чисельника оператора $W_{\varphi_{\text{вх}}}(p)$ більший за степінь m_2 полінома його знаменника.

Значно зменшити перехідну складову помилки СФС можна відповідною зміною початкових значень одного чи кількох її компонентів [1; 3]. При некратних дійсних коренях характеристичного рівняння замкненого контура управління ПСП комбінованою СФС визначається виразом

$$\Delta\varphi_{\text{п}}(t) = \sum_{i=1}^m A_i e^{\lambda_i t}. \quad (6)$$

Тут A_i — початкове значення i -го компонента ПСП, $A_i = F_1(\lambda_i)F_2(\lambda_i)/F_3'(\lambda_i)$, де λ_i — i -й корінь характеристичного рівняння $F_3(s) = D_1(s)D_2(s) + F_1(s)F_2(s) = 0$ (s — оператор Лапласа).

Якщо зазначене характеристичне рівняння має l простих коренів і $q-l$ комплексних, то

$$\Delta\varphi_{\text{п}}(t) = \sum_{j=1}^l A_j e^{\lambda_j t} + \sum_{j=l+1}^q A_j e^{-r_j t} \sin(w_j t + \varphi_j), \quad (7)$$

де r_j — дійсна частина j -го комплексного кореня.

Аналогічно, при кратних коренях рівняння $F_3(s) = 0$ маємо

$$\left. \begin{aligned} \Delta\varphi_{\text{п}}(t) &= \sum_{k=1}^l \sum_{j=1}^{q_k} A_{kj} t^{q_k-j} e^{\lambda_k t} / (q_k-j)!, \\ F_3(s) &= (s-\lambda_1)^{q_1} (s-\lambda_2)^{q_2} \dots (s-\lambda_k)^{q_k} \dots (s-\lambda_r)^{q_r}, \\ \sum_{j=1}^r q_j &= m, \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

де m — степінь характеристичного рівняння.

Як випливає з (6)–(8), перехідна складова помилки $\Delta\varphi_{\text{п}}(t)$ залежить від початкових значень компонентів A_j або A_{kj} , а також коренів характеристичного рівняння, які визначають інтенсивність загасання цих компонентів.

За дійсними коренями характеристичного рівняння можна оцінити тривалість перехідного процесу. При цьому найбільший вплив мають невеликі за абсолютною величиною дійсні корені.

У [3] розглянуто розрахунок параметрів розімкненого компенсуючого зв'язку за задавальним впливом, коли йдеться про подавлення тих компонентів ПСП, які загасають найповільніше, а отже, і визначають здебільшого тривалість перехідного процесу (див. рис. 2, а).

Для зменшення l компонентів необхідно ввести в систему l похідних від задавального впливу. Але відшукування похідних порядку, вищого за третій, пов'язане зі значними труднощами. Тому постає завдання компенсувати початкові значення всіх повільно загасаючих компонентів ПСП за допомогою обмеженої кількості похідних (не більш як другого порядку) від задавального впливу (фази вхідного сигналу).

Розглянемо замкнений контур КСФС у розімкненому стані, поданий у вигляді з'єднання елементарних ланок напрямленої дії (див. рис. 2, б). Відповідна передатна функція в розімкненому стані визначається виразом

$$W_p(s) = \varphi_{\text{вих}}(s) / \Delta\varphi(s) = \prod_{i=1}^n W_i(s) = \prod_{i=1}^n k_i / (T_i s + 1) s^v, \quad (9)$$

де v — порядок астатизму замкненого контура відносно фази вхідного сигналу.

При побудові КСФС подамо розімкнений канал управління у вигляді n каналів, кожний з яких підімкнено на вхід елементарної ланки замкненого контура управління. Передатна функція кожного окремого розімкненого каналу

$$W_{\varphi_{\text{вх}}}(s) = \tau_v s^v / (d_i s + d_{0i}). \quad (10)$$

Рівняння елементів системи з урахуванням виразів (9) і (10) набирають вигляду

$$\left. \begin{aligned} \Delta\varphi(s) &= \varphi_{\text{вх}}(s) - \varphi_{\text{вих}}(s); \beta(s) = W_n(s) \Sigma_{n-1}(s), \\ \Sigma_i(s) &= W_{i1}(s) W_{i2}(s) + W_{\varphi_i}(s) \varphi_{\text{вх}}(s); \Sigma_i(s) = \Delta\varphi(s) + W_{\varphi_{\text{вх}1}}(s) \varphi_{\text{вх}}(s); i = \overline{1, n}. \end{aligned} \right\} \quad (11)$$

Виключаючи з рівнянь (11) проміжні змінні $\varphi_{\text{вх}i}(s)$ та $\Sigma_i(s)$, дістаємо рівняння системи відносно помилки $\Delta\varphi(s)$

$$\left[1 + \prod_{i=1}^n W_i(s) \right] \Delta\varphi(s) = \left[1 - W_{\varphi}(s) \prod_{i=1}^n W_i(s) - W_{\varphi_{\text{вх}2}}(s) \prod_{i=2}^n W_i(s) - \dots - W_{\varphi_{\text{вх}(n-1)}}(s) \prod_{i=n-1}^n W_i(s) - W_{\varphi_{\text{вх}n}}(s) W_n(s) \right] \varphi_{\text{вх}}(s). \quad (12)$$

Звідси знаходимо умову абсолютної інваріантності, що забезпечує рівність нулю помилки системи

$$1 - W_{\varphi_{\text{вх}1}}(s) \prod_{i=1}^n W_i(s) s^v - W_{\varphi_{\text{вх}2}}(s) \prod_{i=2}^n W_i(s) s^v - \dots - W_{\varphi_{\text{вх}(n-1)}}(s) \prod_{i=n-1}^n W_i(s) s^v - W_{\varphi_{\text{вх}n}}(s) W_n(s) s^v = 0. \quad (13)$$

Умова (13) дозволяє визначити передатну функцію $W_{\varphi_{\text{вх}i}}(s)$ через параметри замкнутого контура. При цьому значення $W_{\varphi_{\text{вх}i}}(s)$, що відповідає умові абсолютної інваріантності, залежить не лише від параметрів замкнутого контура, а й від параметрів сусідніх розімкнених компенсаційних каналів із передатними функціями $W_{\varphi_{\text{вх}j}}(s)$ ($j \neq i$).

Як бачимо, порядок найнижчої похідної від задавального впливу, що формується розімкненим каналом, має дорівнювати порядку ν астатизму СФС з управлінням за відхиленням. У більшості практичних систем $\nu = 1$.

Перехідна складова помилки КСФС у разі простих некротних полюсів і ступінчастого задавального впливу $\varphi_{\text{вх}}(t) = \varphi_{01}(t)$ визначається виразом

$$\Delta\varphi_{\text{п}}(t) = \Delta\varphi_{\text{п}1}(t) + \Delta\varphi_{\text{п}2}(t), \quad (14)$$

де $\Delta\varphi_{\text{п}1}(t) = \sum_{i=1}^n A_i e^{\lambda_i t}$; $\Delta\varphi_{\text{п}2}(t) = \sum_{i=1}^n A_{i\varphi_{\text{вх}}} e^{\lambda_{i\varphi_{\text{вх}}} t}$; λ_i — i -й корінь характеристичного рівняння $F_3(s) = 0$ замкнутого контура КСФС; $\lambda_{i\varphi_{\text{вх}}}$ — i -й корінь i -го рівняння $F_{\varphi_{\text{вх}i}}(s) = 0$ розімкненого компенсаційного зв'язку за фазою вхідного сигналу КСФС

$$A_i = \frac{D_3(\lambda_i) \varphi_0}{M_3'(\lambda_i) \lambda_i}; \quad A_{i\varphi_{\text{вх}}} = \frac{D_3(\lambda_{i\varphi_{\text{вх}}}) \varphi_0}{M_3'(\lambda_{i\varphi_{\text{вх}}}) \lambda_{i\varphi_{\text{вх}}}};$$

$$M_3'(\lambda_i) = \left. \frac{dM_3(s)}{ds} \right|_{s=\lambda_i}; \quad M_3'(\lambda_{i\varphi_{\text{вх}}}) = \left. \frac{dM_3(s)}{ds} \right|_{s=\lambda_{i\varphi_{\text{вх}}}}.$$

Вираз (14) показує, що ПСП КСФС можна подати у вигляді суми її компонентів, інтенсивність загасання яких визначається коренями характеристичного рівняння замкнутого контура $[\Delta\varphi_{\text{п}1}(t)]$ і коренями характеристичних рівнянь $F_{\varphi_{\text{вх}i}}(s) = 0$ зв'язку за фазою вхідного сигналу КСФС $[\Delta\varphi_{\text{п}2}(t)]$. Оскільки корені рівнянь $F_{\varphi_{\text{вх}i}}(s) = 0$ можна вибрати значно більші за абсолютною величиною, ніж значення коренів (дійсних частин) рівняння $F_3(s) = 0$, то інтенсивність загасання ПСП комбінованої СФС визначається абсолютними величинами коренів характеристичного рівняння $F_3(s) = 0$. Початкові значення компонентів ПСП можна компенсувати за рахунок відповідного вибору параметрів τ_i ($i = \overline{1, n}$) зв'язків за фазою вхідного сигналу $\varphi_{\text{вх}}(t)$.

Висновок

Побудувавши замкнений контур управління КСФС у вигляді з'єднання елементарних ланок, маємо змогу подавати сигнали розімкнених компенсаційних каналів на входи цих ланок, забезпечуючи використання лише найнижчих похідних за фазою вхідного сигналу для підвищення точності КСФС в перехідних режимах. Технічна реалізація диференціювальних ланок низького порядку практично не становить жодних труднощів.

Література

1. Системи фазової синхронізації / [С. Н. Склярєнко і др.]. — К.: Техніка, 1994. — 160 с.
2. Ліндсей, В. Системи синхронізації в зв'язку та управлінні / В. Ліндсей. — М.: Сов. радио, 1978. — 598 с.
3. Зайцев, Г. Ф. Теорія автоматичного управління / Г. Ф. Зайцев, В. К. Стеклов, І. О. Брицький. — К.: Техніка, 2002. — 688 с.

Л. А. Кирпач, К. П. Сторчак, И. Н. Срибная

ИССЛЕДОВАНИЕ КОМБИНИРОВАННЫХ СИСТЕМ ФАЗОВОЙ синхронизации

Рассмотрены комбинированные системы фазовой синхронизации в плане повышения их точности и быстродействия.

Ключевые слова: комбинированные системы фазовой синхронизации; переходная составляющая ошибки; корни характеристического уравнения.

L. A. Kyrpach, K. P. Storchak, I. M. Sribna

STUDY OF COMBINED PHASE CLOCK

We consider the combination of the phase synchronization issues increasing their accuracy and speed.

Keywords: combined phase synchronization system; transient component of error; the roots of the characteristic equation.

УДК 621.391:519.726

Б. Ю. ЖУРАКОВСЬКИЙ, доктор техн. наук, професор,
Державний університет телекомунікацій, Київ

ВИКОРИСТАННЯ КОМПАУНДНИХ КОДІВ ДЛЯ ПЕРЕДАВАННЯ ДАНИХ

Запропоновано оцінювати ефективність завадостійких, зокрема компаундних, кодів для інформаційних каналів за ймовірністю виявлення та ймовірністю виправлення помилок різної кратності, а також за коефіцієнтом збільшення інформаційного масиву.

Ключові слова: завадостійки коди; кодова комбінація; компаундний код; коефіцієнт підвищення достовірності; коефіцієнт збільшення інформаційного каналу.

При передаванні інформації простим ненадлишковим кодом здебільшого вірогідність прийому, залежна від типу каналу та виду завад у ньому, практично недостатня. Її необхідно підвищити, щоб імовірність помилкового прийому повідомлення споживачем була менша, ніж імовірність помилок у повідомленні без вжиття спеціальних заходів.

Як один зі шляхів підвищення вірогідності розглядається застосування надлишкового коду [1].

Усі надлишкові коди можна використовувати з метою:

- 1) виявлення помилок;
- 2) виправлення помилок;
- 3) виявлення та виправлення помилок.

Наприклад, щоб підвищити вірогідність за допомогою кодів, призначених для виявлення помилок, вводять у дію зворотний канал зв'язку. Тоді кодову комбінацію, прийняту по прямому каналу, аналізують, з'ясовуючи, чи дозволена вона. Якщо так, ця комбінація надходить до споживача після відкидання перевірних розрядів. У разі виявлення помилки по зворотному каналу надсилається сигнал запиту, за яким передавальний пристрій повторює передавання інформації. Тому цей пристрій має зберігати інформацію про відправлені сигнали протягом часу, достатнього для аналізу комбінації приймальним пристроєм і отримання можливого запиту про помилку [2].

Системи зі зворотним каналом називають *системами зі зворотним зв'язком*. Вони мають такі переваги:

- виявляльна здатність коду за однакової надлишковості вища, ніж виправляльна;

• кількість логічних операцій, що їх має виконувати декодер для виявлення помилок, набагато менша за кількість операцій, необхідних для їх виправлення.

Єдиний недолік систем зі зворотним зв'язком — це зниження швидкості передавання інформації. Проте цей недолік стає відчутний тільки в разі незадовільного стану каналу зв'язку.

Виправлення помилок зазвичай здійснюється тоді, коли в каналі зв'язку мають місце незалежні помилки чи короткі пачки помилок. Якщо вага помилок така сама, як довжина кодової комбінації, то виправлення пачок помилок призводить до невиправленої експлуатації кодувальних і декодувальних пристроїв.

Коди, призначені для виправлення помилок, здатні виправляти помилки, вага яких не перевищує 20–25% від довжини кодової комбінації. Найбільш імовірні помилки мають вагу, близьку до половини довжини кодової комбінації. Тому доцільно застосовувати для виправлення ті способи, які дозволяють відокремлювати перевірні імпульси від інформаційних протягом часу, що перевищує ймовірну довжину пачки помилок [3].

Отже, при виборі способу підвищення вірогідності передавання інформації слід брати до уваги такі чинники, як необхідна вірогідність прийому, припустима швидкість передавання, урахування чий залежність вірогідності від помилок у каналі зв'язку [4].

Сьогодні маємо десятки розроблених кодів, теоретично здатних виявляти й виправляти довільну кількість помилок.