

УДК.621.396.988

В.А. Дорошук¹, О.В. Нікітін¹, В.Ж. Ященко¹, М.В. Булаєнко²¹Харківський університет Повітряних Сил ім. І. Кожедуба, Харків²Національна академія міського господарства, Харків

РОЗРОБКА ОПТИМАЛЬНИХ МЕТОДІВ ОБРОБКИ ШУМОПОДІБНИХ СИГНАЛІВ В КУТОМІРНОЇ РАДІОНАВІГАЦІЙНІЙ СИСТЕМІ “ПАР-АРК”

В статті розглянуті питання підвищення завадостійкості кутомірної радіонавігаційної системи “ПАР – АРК” на основі використання шумоподібних широкосмугових сигналів та оптимальних методів обробки. Розроблено структурну схему приймача у бортовому обладнанні системи “ПАР – АРК” з використанням кореляційних методів обробки сигналів, яка має підвищену потенційну точність, завадостійкість та прихованість роботи.

Ключові слова: кутомірна радіонавігаційна система (КРНС), автоматичний радіокомпас (АРК), шумоподібний сигнал (ШПС), завадостійкість, прихованість, фазове автопідстроювання частоти (ФАПЧ), кореляційні методи обробки.

Вступ

Постановка проблеми. Ускладнення та розширення кола задач, що вирішуються авіацією, значний обсяг інформації, зростання вимог до безпеки польотів, призводить до необхідності удосконалення засобів радіосвітлотехнічного забезпечення (РСТЗ) польотів авіації на всіх етапах польоту літальних апаратів (ЛА). Одним з таких засобів, які забезпечують льотчика інформацією про кутове положення літака відносно наземного радіомаяка (РМ) є кутомірна радіонавігаційна система “привідна аеродромна радіостанція – автоматичний радіокомпас” (ПАР-АРК). Вона призначена для автоматичного вимірювання на борту ЛА курсового кута радіостанції (ККР) з метою вирішення ряду навігаційних задач.

Однак КРНС “ПАР-АРК” має суттєвий недолік – низьку завадостійкість та недостатню прихованість роботи. Це впливає на зменшення дальності дії і точнісні характеристики вимірювання ККР при зростанні рівня завад, або ж призводить до зриву стеження АРК за напрямком прийому сигналу від

всеспрямованого радіомаяка ПАР. Одним з варіантів покращення завадостійкості та прихованості роботи КРНС “ПАР-АРК” є застосування ШПС з використанням оптимальних методів обробки сигналів на базі приймача кореляційного типу.

Аналіз останніх досліджень та публікацій. В [1] розглянута структурна схема КРНС “ПАР-АРК”, яка показує принципову можливість використання ШПС у КРНС з підвищеною завадостійкістю та прихованістю. Завдяки використанню даних сигналів і сучасної елементної бази з’являється можливість покращення таких технічних характеристик КРНС “ПАР-АРК” як завадостійкість, прихованість, потенційна точність, зниження вагогабаритних показників, зниження енергоспоживання. Також з’являється можливість побудови каналу передачі на борт ЛА додаткової інформації, наприклад, сигналів управління з метою оперативного усунення екіпажем помилок пілотування.

В [2] проаналізована можливість побудови каналу передачі на борт літака сигналів управління шляхом модернізації наземного та бортового облад-

нання системи "ПАР-АРК" у складі високоточного радіолокаційного посадкового комплексу з використанням ШПС. Приведено структурну схему такого каналу, а також формувача М-последовності.

В [3] проаналізована можливість та запропоновані принципи побудови у складі високоточного радіолокаційного посадкового комплексу каналу передачі на борт літака сигналів управління шляхом модернізації наземного та бортового обладнання глісадного РМ ПРМГ і використання засобів радіозв'язку для побудови радіолінії ретрансляції сигналів управління від автоматизованого командно-диспетчерського пункту (АКДП) до глісадного РМ (ГРМ). Обґрунтована доцільність збереження в каналах передачі і ретрансляції простих радіосигналів з амплітудною маніпуляцією. Але важливим є висвітлення технічних аспектів реалізації оптимальних методів обробки ШПС в АРК бортового обладнання літака.

Метою статті є розробка структурної схеми багатоканального приймача кореляційного типу бортового обладнання АРК, у якому реалізовані оптимальні методи обробки ШПС сигналу.

Викладення основного матеріалу

Як показано в [4], найбільш перспективним для каналу "ПАР-АРК" є ШПС сигнал з фазовою маніпуляцією (ФМ_н). База В такого ФМ_н сигналу буде дорівнювати:

$$\hat{Q}\{0;1\} \varphi \frac{\pi}{2} \frac{f}{f_n} \hat{\varphi}_k \hat{v}_k \hat{\Theta}_k \quad B = FT = N,$$

де T – довжина всього сигналу; F – ширина спектру сигналу; N – кількість елементів у сигналі.

В [2] розглянуто структурну схему системи "ПАР – АРК" з використанням ФМ_н ШПС.

Структурна схема приймача бортового обладнання АРК кореляційного типу КРНС "ПАР-АРК" з ШПС показана на рис. 1.

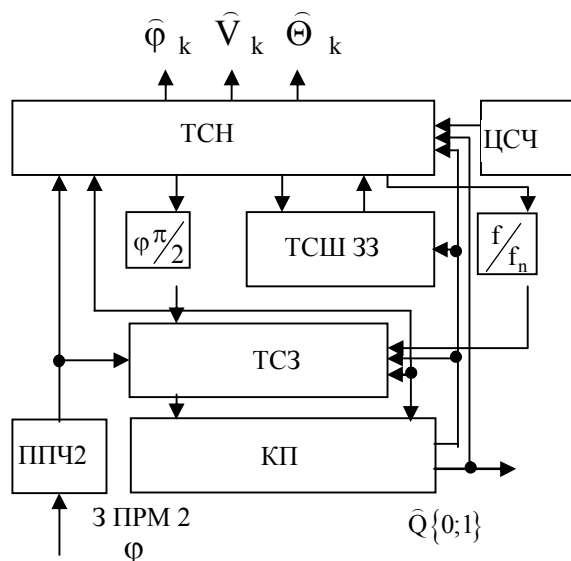


Рис. 1. Структурна схема приймача бортового обладнання АРК кореляційного типу

Рекурентний алгоритм для оцінки вектора безперервних параметрів $\hat{\lambda}_{k+1}$, апостеріорної кореляційної матриці \bar{R}_{k+1} та вирішуючи правило для оцінки дискретного параметра $\hat{\Theta}$ [5]:

$$\hat{\lambda}_{k+1} = \bar{\lambda}_{k+1}^{\Theta} + \bar{R}_{k+1} F_1(t_{k+1}, \bar{\lambda}_{k+1}) \Big|_{\bar{\lambda}_{k+1} = \bar{\Phi}(T) \bar{\lambda}_k};$$

$$\bar{R}_{k+1} = \left\{ \left[\bar{D} + \bar{\Phi}(t) \bar{R}_k \bar{\Phi}^T(t) \right]^{-1} - F_2(T_{k+1}, \bar{\lambda}_{k+1}) \right\}^{-1},$$

де $\bar{\Phi}^T(T)$ – транспонована матриця,

$$\bar{F}_1(t_{k+1}, \bar{\lambda}_{k+1}) = \left[\frac{dF(t_{k+1}, \bar{\lambda}_{k+1})}{d\tau_{k+1}} \frac{dF(t_{k+1}, \bar{\lambda}_{k+1})}{dv_{k+1}} \right] x;$$

$$\frac{dF(t_{k+1}, \bar{\lambda}_{k+1})}{d\alpha_{k+1}} \frac{dF(t_{k+1}, \bar{\lambda}_{k+1})}{d\psi_{k+1}} \Bigg]^T = [f_1(i)]^T, i = 1, 4;$$

$$\bar{F}_2(t_{k+1}, \bar{\lambda}_{k+1}) = [f_2(i, j)]_{i,j=1,4} = \frac{d^2 F(t_{k+1}, \bar{\lambda}_{k+1})}{d\lambda_{k+1,i} d\lambda_{k+1,j}}$$

матриця 4x4 других похідних по параметрам $\bar{\lambda}(t)$, які оцінюються від функціонала $F(t_{k+1}, \bar{\lambda}_{k+1})$ визначається виразом:

$$F(t_{k+1}, \bar{\lambda}_{k+1}) = \ln \text{ch} \frac{2A}{N_0} \int_{t_k + \tau_k}^{t_{k+1} + \tau_{k+1}} \xi(t) f(t - \tau_{k+1}) \times \\ \times \cos \left[\omega t + \bar{\psi}(t - t_k) \bar{\lambda}_k \right] dt$$

$$\hat{\Theta}_{k+1} = 0$$

та $Z_{k+1} \frac{\gamma}{\gamma} 0$ – вирішуюче правило для оцінки

$$\hat{\Theta}_{k+1} = 1$$

дискретного параметра Θ , де

$$Z_{k+1} = \frac{2A}{N_0} \int_{t_k + \tau_k}^{t_{k+1} + \tau_{k+1}} \xi(t) \xi(t - \tau_{k+1}) \times \\ \times \cos \left[\omega_0 t + \psi(t - t_k) \bar{\lambda}_k \right] dt$$

Конкретизація (4) з урахуванням (5) дозволяє представити порівняння для оцінки (2) у розгорнутому виді:

$$\left. \begin{aligned} \hat{\tau}_{k+1} &= \tau_{k+1} + r_{11} f_1(1) + r_{12} f_1(2) + r_{13} f_1(3) + r_{14} f_1(4) \\ \hat{v}_{k+1} &= v_{k+1} + r_{21} f_1(1) + r_{22} f_1(2) + r_{23} f_1(3) + r_{24} f_1(4) \\ \hat{\alpha}_{k+1} &= \alpha_{k+1} + r_{31} f_1(1) + r_{32} f_1(2) + r_{33} f_1(3) + r_{34} f_1(4) \\ \hat{\psi}_{k+1} &= \psi_{k+1} + r_{41} f_1(1) + r_{42} f_1(2) + r_{43} f_1(3) + r_{44} f_1(4) \end{aligned} \right\}$$

де $f_1(1) = \text{th} \{Z_1\} \frac{2A}{N_0} \int_{t_k + \tau_k}^{t_{k+1} + \tau_{k+1}} M_c \frac{df(t - \tau_{k+1})}{d\tau_{k+1}} dt;$

$$f_1(2) = \text{th} \{Z_1\} \frac{2A}{N_0} \int_{t_k + \tau_k}^{t_{k+1} + \tau_{k+1}} M_s f(t - \tau_{k+1}) \omega(t - t_k) dt;$$

$$f_1(3) = 0;$$

$$f_1(4) = -\text{th} \{Z_1\} \frac{2A}{N_0} \int_{t_k + \tau_k}^{t_{k+1} + \tau_{k+1}} M_s f(t - \tau_{k+1}) dt,$$

$$\begin{aligned} \text{де } Z_1 &= \frac{2A}{N_0} \int_{t_k + \bar{\tau}_{k+1}}^{t_{k+1} + \bar{\tau}_{k+1}} M_c f(t - \tau_{k+1}) dt ; \\ M_c &= \xi(t) \cos[\omega t + \psi_k(t - t_k) \hat{\lambda}_k] ; \\ M_s &= \xi(t) \sin[\omega t + \psi_k(t - t_k) \hat{\lambda}_k] \end{aligned}$$

та другі похідні функціонала відповідно дорівнюють:

$$f_2(1,1) = \text{th}\{Z_1\} \frac{2A}{N_0} \int_{t_k + \bar{\tau}_k}^{t_{k+1} + \bar{\tau}_{k+1}} M_c \frac{d^2 f(t - \tau_{k+1})}{d\tau_{k+1}^2} dt ;$$

$$\begin{aligned} f_2(1,2) = f_2(2,1) &= \text{th}\{Z_1\} \frac{2A}{N_0} \int_{t_k + \bar{\tau}_k}^{t_{k+1} + \bar{\tau}_{k+1}} M_s x \\ &\times \frac{df(t - \tau_{k+1})}{d\tau_{k+1}} \omega(t - t_k) dt ; \end{aligned}$$

$$f_2(1,4) = f_2(4,1) = -\text{th}\{Z_1\} \frac{2A}{N_0} x$$

$$\times \int_{t_k + \bar{\tau}_k}^{t_{k+1} + \bar{\tau}_{k+1}} M_s \frac{d^2 f(t - \tau_{k+1})}{d\tau_{k+1}^2} dt ;$$

$$\begin{aligned} f_2(2,2) &= -\text{th}\{Z_1\} \frac{2A}{N_0} \int_{t_k + \bar{\tau}_k}^{t_{k+1} + \bar{\tau}_{k+1}} M_s f(t - \tau_{k+1}) x \\ &\times \omega^2(t - t_k)^2 dt ; \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} f_2(2,4) = f_2(4,2) &= \text{th}\{Z_1\} \frac{2A}{N_0} \int_{t_k + \bar{\tau}_k}^{t_{k+1} + \bar{\tau}_{k+1}} M_c x \\ &f(t - t_{k+1}) \omega(t - t_k) dt ; \end{aligned}$$

$$f_2(4,4) = -\text{th}\{Z_1\} \frac{2A}{N_0} \int_{t_k + \bar{\tau}_k}^{t_{k+1} + \bar{\tau}_{k+1}} M_c f(t - \tau_{k+1}) dt ,$$

$$\begin{aligned} f_2(1,3) = f_2(3,1) = f_2(2,3) = f_2(3,2) = f_2(3,3) = \\ = f_2(3,4) = f_2(4,3) = 0 . \end{aligned}$$

Після деяких спрощень система порівнянь для оцінки приймає вид:

$$\left. \begin{aligned} \bar{\tau}_{k+1} &= \tau_k + \frac{(\hat{\Psi}_{k+1} - \Psi_k)}{\omega} + r_{11} f_1(1) \\ \hat{v}_{k+1} &= v_k + r_{22} f_1(2) \\ \hat{\alpha}_{k+1} &= \alpha_k + r_{33} f_1(3) \\ \hat{\Psi}_{k+1} &= \Psi_k + r_{44} f_1(4) \end{aligned} \right\}$$

Таким чином згідно з (8) приймач ШПС складається з кореляційного приймача, який оцінює дискретний параметр Θ , схеми слідкування за несучою (ТСН), схеми слідкування за швидкістю (ТСШ) та схеми слідкування за затримкою (ТСЗ). З кореляційного приймача здійснюється зворотній зв'язок, який забезпечує вибір коефіцієнта петлі ФАПЧ між значеннями ± 1 за тривалістю тактового інтервалу. За рахунок цієї петлі забезпечується знімання маніпуляції фази згідно зі знаком повідомлення, яке передається. У склад схеми ФАПЧ входить складний дискримінатор, в який входить канал слідкування за випадковою фазою (ТСН) та швидкістю зміни за-

тримки. Оцінка швидкості зміни затримки \hat{v}_k на виході фільтра ФАПЧ з точністю до постійного множувача $\frac{1}{\omega_0}$ співпадає з оцінкою доплерівської частоти.

Таким чином ТСН є замкнута система ФАПЧ, яка здійснює пошук сигналу за частотою, усуває неоднозначність, що визвана доплерівським зсувом частоти, нестабільність частот задаючих генераторів передавача та приймача.

Жорсткий зв'язок між затримкою огинаючої та високочастотним заповненням дозволяє використовувати у ТСЗ перетворювача f/f_n , який формує сигнал, залежний від величини $\hat{\tau} = -\hat{\Psi}/\omega_0$, тобто містить у собі інформацію про затримку, яка міститься у фазі високочастотного заповнення.

Висновки

Розглянута структурна схема бортового обладнання КРНС АРК є спрощеним варіантом, який показує принципову можливість використання ШПС у радіонавігаційній системі з підвищеною завадостійкістю та прихованістю.

Використання такого приймача дозволяє здійснювати прийом на борт ЛА сигналів управління в складі високоточного радіолокаційного посадочного комплексу для оперативного усунення екіпажем помилок пілотування, отримувати додаткову інформацію в цифровій формі, підвищити завадостійкість та прихованість каналу.

Список літератури

1. Кутомірна радіонавігаційна система "ПАР-АРК" на основі використання широкополосних сигналів / В.А. Дорошук, О.П. Кулік, О.В. Нікітін, І.В. Тітов // Збірник наукових праць Харківського університету Повітряних Сил. – Х.: ХУПС, 2010. – Вип. 3 (25). – С. 47-50.
2. Канал передачі на борт літака сигналів управління на основі кутової радіонавігаційної системи "ПАР-АРК" / В.А. Дорошук, О.П. Кулік, О.В. Нікітін, І.В. Тітов, М.В. Булаєнко // Системи обробки інформації. – Х.: ХУПС, 2012. – Вип. 5 (103). – С. 13-17.
3. Канал передачі на борт самолета сигналів управління на базі доработки средств радиосвязи и посадочной радиомаячной группы / Н.Д. Рысаков, И.В. Титов, В.А. Дорошук, О.А. Павличенко // Системи обробки інформації. – Х.: ХУПС, 2012. – вип. 3 (101), т. 2. – С. 94-98.
4. Радиотехнические системы: Учебник для вузов / В.А. Чердынцев – Минск: Вышэйшая школа, 1988. – 369 с.
5. Синтез квазиоптимальных демодуляторов цифровых сигналов / В.Н. Харисов. – ВВИА им. Жуковского, 1982.

Надійшла до редколегії 12.02.2013

Рецензент: д-р техн. наук, проф. П.Ю. Костенко, Харківський університет Повітряних Сил ім. І. Кожедуба, Харків.

**РАЗРАБОТКА ОПТИМАЛЬНЫХ МЕТОДОВ ОБРАБОТКИ ШУМОПОДОБНЫХ СИГНАЛОВ
В УГЛОМЕРНОЙ РАДИОНАВИГАЦИОННОЙ СИСТЕМЕ “ПАР-АРК”**

В.А. Дорощук, О.В. Никитин, В.Ж. Ященко, М.В. Булаенко

В статье рассмотрены вопросы повышения помехозащищенности угломерной радионавигационной системы “ПАР – АРК” на основе использования широкополосных сигналов и оптимальных методов обработки. Разработана структурная схема бортового приемника системы “ПАР – АРК” с использованием корреляционных методов обработки сигналов., которая имеет лучшую потенциальную точность, скрытность и помехоустойчивость

Ключевые слова: угломерная радионавигационная система, автоматический радиокompас, шумоподобный сигнал, помехоустойчивость, скрытность, фазовая автоподстройка частоты, корреляционные методы обработки.

**DEVELOPMENT OPTIMUM METHODS TREATMENT SIMILAR TO NOISE SIGNALS
IN GONIOMETER RADIONAVIGATION SYSTEM “ПАР-АРК”**

V.A. Doroschuk, A.V. Nikitin, V.Zh. Yachenok, M.V. Bulaenko

Work is devoted to the questions of increase of hindrance protected of the goniometer radionavigation system of “ПАР-АРК” on the basis of the use similar noise signals and optimum methods of treatment. The flow diagram of side receiver of the system of “ПАР-АРК” with the use of cross-correlation methods of treatment of signals., which has the best potential exactness, secrecy and antijammingness.

Keywords: goniometer radionavigation system, automatic radio compass, similar no noise signal, antijammingness, secrecy, phase self-tuning of frequency, cross-correlation methods of treatment.