

М.Д. Рисаков, І.В. Тітов, О.В. Симоненко, О.П. Кулик, В.Г. Карєв

Харківський національний університет Повітряних Сил ім. І. Кожедуба, Харків

ОПТИМАЛЬНИЙ АЛГОРИТМ РОБОТИ ВИМІРЮВАЧА КУТОВИХ КООРДИНАТ ЛІТАКА ПО СИГНАЛАМ КАНАЛУ АВТОСУПРОВОДЖЕННЯ У СКЛАДІ ПОСАДКОВОГО РАДІОЛОКАТОРУ

У роботі обґрунтовується доцільність реалізації оптимального алгоритму розрахунку куткових координат літака в зоні посадки шляхом знаходження координати максимуму кореляційного інтеграла для огибаючої прорідженої у каналі автосупроводження посадкового локатора пачки імпульсів віддзеркалень. Пропонується методика оцінювання точності вимірювання куткових координат по запропонованому алгоритму. Приведені результати статистичного оцінювання точності, які свідчать про доцільність використання такого алгоритму.

Ключові слова: посадковий радіолокатор, складні погодні умови, канал автосупроводження, когерентний накопичувач, вимірювач координат.

Вступ

Постановка завдання. Посадкові локатори (ПРЛ) радіолокаційних систем посадки (РСП) старого парку не забезпечують в складних метеорологічних умовах (СМУ) гарантоване виведення літаків в зону допустимих відхилень (ЗДВ) через недостатню точність локатора і суттєві затримки передачі команд управління на борт літака. Для підвищення точності необхідно підвищити захищеність локатора від дії пасивних завад (ПЗ) і шумових завад (ШЗ) та реалізувати оптимальні алгоритми вимірювання куткових координат по сигналам каналу автосупроводження (КАС) літака. Використання для цього у КАС когерентного накопичувача (КН) із 12 фільтрів приводить до отримання на виході КАС прорідженої у 12 разів пачки імпульсів. Традиційний спосіб розрахунку куткової координати по середині пачки у цьому випадку приведе до помилки, яка буде у 12 разів більшою чим при такій обробці вхідної пачки без завад. Тому у вимірювачі координат (ВК) доцільно реалізувати інший алгоритм вимірювання кутів літака по параметрам імпульсів прорідженої пачки.

Аналіз публікацій. У роботі [1] запропонована методика обґрунтування вимог до ПРЛ щодо точності вимірювання координат літака для забезпечення посадки літаків при мінімумах погоди І категорії і отриманні чисельні значення потрібної точності. У роботі [2] запропоновані принципи побудови та роботи пристроїв цифрової обробки сигналів (ЦОС) амплітудного та фазового каналів приймача, а в [3] – алгоритми оптимальної доплерівської фільтрації віддзеркалень літака когерентним накопичувачем з 12 фільтрів і синхронізації апаратури локатора. У статті [4] пропонуються можливі принципи побудо-

ви каналу автосупроводження окремого літака з реалізацією доплерівської фільтрації віддзеркалень.

Мета статті. Розробка оптимальних алгоритмів вимірювання куткових координат у площинах курсу та глісади шляхом обробки пачки імпульсів каналу АС і оцінка можливої точності вимірювання.

Виклад основного матеріалу

Оптимальним для оцінки значення параметра $\theta_{\text{л}}$ (у нашому випадку кута) сигналу $x_{\text{с}}(\theta_{\text{л}})$ стосовно РЛС безперервного випромінювання є пристрій, що виробляє на своєму виході сигнал $\Psi(\theta)$, пропорційний кореляційному інтегралу:

$$\Psi(\theta) = \int_{-\infty}^{\infty} x_{\text{с}}(\theta_{\text{л}}) \cdot F(\theta_{\text{л}} - \theta) d\theta_{\text{л}}, \quad (1)$$

де $F(\theta_{\text{л}} - \theta)$ – опорний сигнал, що є копією сигналу прийому $x_{\text{с}}(\theta_{\text{л}})$ з введеними зсувами θ параметра $\theta_{\text{л}}$.

Положення максимуму інтегралу (1) визначає значення вимірюваного параметру $\theta_{\text{л}} = \theta_{\text{ЗМ}}$. Для знаходження цього положення вимірювач повинен виконувати диференціювання по вимірюваному параметру $\theta_{\text{л}}$ інтеграла (1) і фіксувати значення $\theta_{\text{ЗМ}}$ поточного вимірювання $\theta_{\text{Т}}$ параметра $\theta_{\text{л}}$, при якому результати диференціювання $X_{\text{Вих}}(\theta_{\text{Т}})$ стають рівними нулю (близькими до нуля), тобто:

$$X_{\text{Вих}}(\theta_{\text{Т}}) = \left(\int_0^{\theta_{\text{Т}}} \int_{-\infty}^{\infty} x_{\text{с}}(\theta_{\text{л}}) \frac{d}{d\theta_{\text{л}}} F(\theta_{\text{л}} - \theta) \right) \Big|_{\theta_{\text{Т}} = \theta_{\text{ЗМ}}} d\theta_{\text{л}} d\theta \approx 0, \quad (2)$$

де $\theta_{\text{Т}}$ – поточне кутове положення літака.

Рівняння (2) описує алгоритм пошуку положення максимуму амплітуди вхідного сигналу $x_c(\theta_l)$. Для отримання алгоритму рішення цього рівняння опорний сигнал $F(\theta_l - \theta)$ опишемо класичною функцією діаграми спрямованості (ДС) антени по напруженості в площинах сканування:

$$F(\theta_l - \theta) = \frac{\sin^2(\pi\mu(\theta_l - \theta))}{(\pi\mu(\theta_l - \theta))^2}, \quad \mu = 2/\theta_o, \quad (3)$$

де θ_o – ширина ДС відповідної антени на нульовому рівні у площині сканування.

Оскільки амплітуда сигналу змінюється по закону ДС, то рівняння (2) описує взаємну кореляційну функцію вхідного сигналу і похідної $F'(\theta_l - \theta)$ функції ДС (3). Результати диференціювання функції (3) описуються виразом:

$$F'(\theta_l - \theta) = \frac{\sin(2\pi\mu(\theta_l - \theta))}{\pi\mu(\theta_l - \theta)^2} - \frac{2\sin^2(\pi\mu(\theta_l - \theta))}{\pi^2\mu^2(\theta_l - \theta)^3}. \quad (4)$$

На рис. 1 (на діаграмі $x_c(\theta_l)$) пунктирною лінією ілюструється вид функції (4). Тут же ілюструється положення пачки імпульсів на вході КН, амплітуда яких змінюється по закону функції (3) для кутового положення антени θ відносно координати літака θ_l .

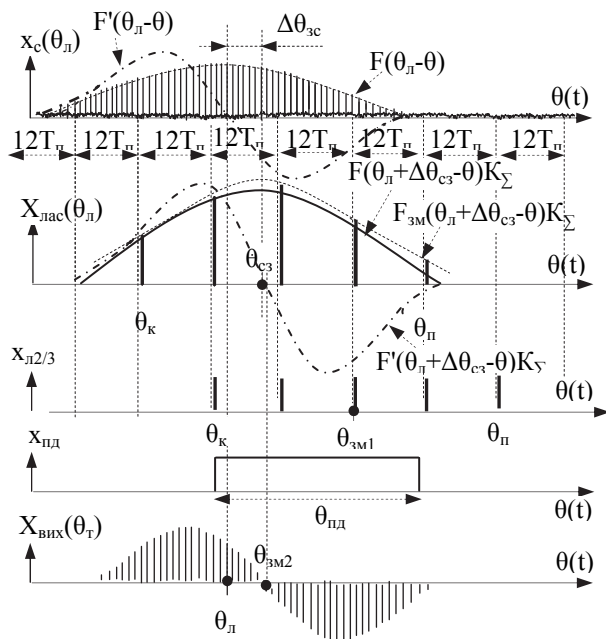


Рис. 1. Ілюстрації до алгоритму вимірювання кутових координат

На рис. 1 діаграмою $X_{\text{лас}}(\theta_l)$ ілюструється положення зчитуваної і обробленої пачки з п'яти імпульсів $X_{\text{лас}}(\theta_l)$ накопичення, що знімається зі виходу КАС [3]. Очевидно, що розташування імпульсів $X_{\text{лас}}(\theta_l)$ пачки по відношенню до вхідної

пачки буде змінюватися з кутовим кроком $\theta_{\text{д1}}$ (кутом повороту антени за 1 період повторення) проходження імпульсів вхідної пачки $x_c(\theta_l)$ і залежить від розташування вхідної пачки на вісі $\theta(t)$ щодо циклів по 12 періодів $12T_{\text{п1}}$, $12T_{\text{п2}}$. Тобто перший імпульс накопичення найчастіше може являти собою когерентну суму $n < 12$ імпульсів вхідної пачки. Тому такий імпульс накопичення може (при $n < 4 \div 5$) не пройти поріг обмеження і перший імпульс накопичення у таких випадках буде формуватися у наступному (повному) циклі 12 періодів. Тобто початок пачки у таких випадках буде формуватися із затримкою на декілька періодів. Крім цього в результаті зчитування і обробки імпульсів накопичення відбувається розширення і зсув огинаючої імпульсів $X_{\text{лас}}$, причому завжди у бік переміщення антени на кут $\Delta\theta_{\text{сз}}$. Форма цієї огинаючої близька до огинаючої вхідної пачки помноженої на коефіцієнт $K_{\Sigma} \approx 6,42$ накопичення [4], тому положення максимуму огинаючої можна шукати по алгоритму (2).

Однак імпульсний режим роботи локатора та вимірювання кутових координат по прорідженій, дискретній пачці імпульсів $X_{\text{лас}}(\theta_l)$ свідчить про необхідність переходу від аналогового (3) до дискретного рівняння. Алгоритм рішення такого рівняння можна представити у вигляді:

$$X_{\text{вих}}(\xi_T) = 0,254 \sum_{\xi_l=0}^{\xi_T} \sum_{\gamma=-0,5n_d}^{0,5n_d} X_{\text{лас}}(\xi_l + \gamma) \cdot F'(\gamma) \Big|_{\xi_T=\xi_{3M}} \leq 0, \quad (5)$$

$$\xi_T = \theta_T/\theta_{\text{д1}}, \quad \xi_{3M} = \theta_{3M}/\theta_{\text{д1}}, \quad \xi_l = \theta_l/\theta_{\text{д1}},$$

$$\gamma = \theta/\theta_{\text{д1}}, \quad n_d = \theta_o/\theta_{\text{д1}}, \quad \theta_{\text{д1}} = 0,5V_{a\theta}(T_{\text{п1}} + T_{\text{п2}}),$$

де ξ_T і ξ_{3M} – поточне кутове положення літака щодо положення антени і зміряна (із зсувом $\xi_{\text{сз}} = \Delta\theta_{\text{сз}}/\theta_{\text{д1}}$) кутова координата, яка відповідає кутовому положенню антени в період повторення виконання умови $X_{\text{вих}}(\xi_{3M}) \approx 0$; γ – номер дискрета $\theta_{\text{д1}}$ функції (4); $\xi_{\text{п}}$ – номер дискрета $\theta_{\text{д1}}$ імпульсів пачки накопичення $X_{\text{лас}}(\xi_{\text{п}} + \gamma)$; число 0,254 – коефіцієнт нормування функції $F'(\gamma)$ (4).

Фізична сутність алгоритму (5) полягає в пошуку “вагового центру тяжкості” пачки імпульсів накопичення. На рис. 1 епюром $X_{\text{вих}}(\theta_T)$ ілюструється послідовність дискретних значень результатів диференціювання кореляційного інтегралу (1) по алгоритму (5). Кут θ_{3M2} нульового значення результатів диференціювання $X_{\text{вих}}(\theta_{3M2}) \approx 0$ відповідає зміряній координаті. З ілюстрацій видно, що послідовність імпульсів сигналу $X_{\text{вих}}(\theta_T)$ слідує с дискретністю $\theta_{\text{д1}}$ імпульсів вхідної пачки. Тому алго-

ритм (5) дозволяє суттєво зменшити відповідну помилку дискретизації для прорідженої пачки імпульсів накопичення.

З алгоритму (5) випливає, що в складних завадових умовах при відсутності сигналів літака вимірювач кутових координат (ВКК) може спрацьовувати від шумових викидів при умові, що за час переміщення антени на ширину ДС відповідної антени θ_0 з'являться $n_{ш} \geq 2$ шумових імпульсів накопичення. Для виключення такого помилкового спрацьовування ВКК пропонується формувати для нього потенціал дозволу (епюра $x_{пд}$ на рис. 1) тривалістю за кутом $\theta_{пд} \approx (0,4-0,6)\theta_0$. Таке завдання вирішується [4] шляхом перетворення імпульсів сигналу $X_{лас}(\theta_l)$ в бінарні імпульси, їх критерійної обробки по алгоритму 2/3 і формування бінарного потенціалу тривалістю $\theta_{пд} \approx 30'$ з надходженням першого імпульсу критерійної обробки (епюра $x_{п2/3}$ на рис. 1).

Як випливає з ілюстрацій, точність вимірювання координати σ_θ залежить від кутового кроку $\theta_{дл}$ поступу імпульсів вхідної пачки та від відмінностей огинаючої $F_{зм}(\theta_l - \theta)$ пачки імпульсів $X_{лас}$ накопичення від огинаючої $F(\theta_l - \theta)$ вхідної пачки імпульсів $x_c(\theta_l)$. Такі відмінності обумовлені трьома причинами: впливом накопичень шумового сигналу, випадкового розміщення імпульсів пачки відносно початку циклів накопичення по 12 періодів та залежністю амплітуди оброблених (вихідними пристроями КАС) імпульсів накопичення літака від відхилення доплерівського набігу фаз ϕ_c сигналу відносно фази відповідних фільтрів [3].

Таким чином, точність σ_θ вимірювання кутової координати за алгоритмом (5) можна представити у вигляді п'яти складових: складової помилки дискретизації $\sigma_{\theta_{дк}}$ цифрових датчиків кутів антен, складової $\sigma_{\theta_{зс}}$, обумовленої зсувом імпульсів накопичення через різне розміщення імпульсів пачки відносно початку циклів накопичення по 12 періодів, складової $\sigma_{\theta_{д}}$, обумовленої кутовим кроком $\theta_{дл}$ проходження імпульсів дискретного сигналу $X_{вих}(\xi)$ алгоритму (5), складової $\sigma_{\theta_{ш}}$, обумовленої впливом шумів накопичення та складової $\sigma_{\theta_{\phi}}$, обумовленої залежністю амплітуди імпульсів літака на виході КАС від доплерівського набігу фаз:

$$\sigma_{\theta 2} = \sqrt{\sigma_{\theta_{дк}}^2 + \sigma_{\theta_{зс}}^2 + \sigma_{\theta_{д}}^2 + \sigma_{\theta_{ш}}^2 + \sigma_{\theta_{\phi}}^2} \quad (6)$$

Виходячи з необхідності забезпечення більш високої точності в каналі глісади, витікає доцільність застосування в цьому каналі датчиків кута з меншою дискретністю. Для кутових датчиків, на-

приклад, з дискретністю в каналі курсу $\Delta\beta_d = 6'$ і в каналі глісади $-\Delta\varepsilon_d = 2'$ маємо:

$$\sigma_{\beta_{дк}} = \frac{6'}{2\sqrt{3}} \approx 1,73', \quad \sigma_{\varepsilon_{дк}} \approx 0,58' \quad (7)$$

Очевидно, що значення (7) складової $\sigma_{\theta_{дк}}$ помилки (6) не пов'язані з алгоритмом (5) обробки імпульсів КАС і її значення при необхідності можна зменшити шляхом зменшення дискретності датчика кута у відповідній площині сканування.

Оскільки значення сигналу $X_{вих}(\xi_T)$ змінюються дискретно ($X_{вих}(\theta_T)$ на рис. 1), то значення цього дискрету $\theta_{дл} = V_{a\theta} T_{пср}$ буде визначати значення складової $\sigma_{\theta_{д}}$ помилки (6):

$$\sigma_{\beta_{д}} \approx \frac{T_{пср} V_{a\beta}}{2\sqrt{3}}, \quad \sigma_{\varepsilon_{д}} \approx \frac{T_{пср} V_{a\varepsilon}}{2\sqrt{3}}$$

Підставляючи значення швидкостей сканування антен [5]:

$$V_{a\beta} = 50 \text{ град/с} \quad V_{a\varepsilon} = 15 \text{ град/с} \quad (8)$$

і середнє значення двох періодів $T_{пср} = 500\mu\text{с}$ в останній вираз, отримаємо:

$$\sigma_{\beta_{д}} \approx 0,43', \quad \sigma_{\varepsilon_{д}} \approx 0,13' \quad (9)$$

Уточнимо причини розширення на один дискрет $\theta_{дн} = 12\theta_{дл}$ накопичення і зсуву максимуму огинаючої імпульсів накопичення $X_{лас}$ на кут $\Delta\theta_{зс} = \theta_{дн}/2$ у бік переміщення антени. Принцип таких змін огинаючої ілюструється на рис. 2, а для прямого сканування антени та на рис. 2, б для зворотного сканування.

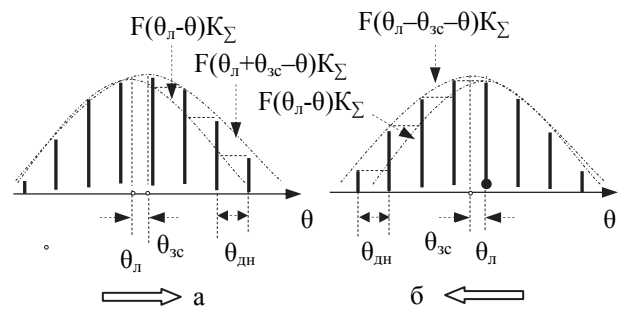


Рис. 2. Ілюстрації принципу розширення на один дискрет накопичення $\theta_{дн}$ і зсуву огинаючої імпульсів накопичення $X_{лас}$ на кут $\Delta\theta_{зс} = \theta_{дн}/2$

Нагадаємо, що з метою отримання одного, результуючого імпульсу накопичення в течії кожного циклу з 12 періодів в КН реалізується спеціальний алгоритм зчитування і сумування імпульсів накопичення доплерівських фільтрів [4]. При цьому результуючий імпульс зчитується в першому періоді кожного циклу. В результаті цього для кутів антени

$\theta > \theta_{\text{л}}$ при прямому скануванні і для $\theta < \theta_{\text{л}}$ при зворотному скануванні відповідна амплітуда результуючого імпульсу формуватиметься із запізненням на дискрет накопичення $\theta_{\text{дн}} = 12\theta_{\text{дл}}$.

В результаті цього відбуватиметься розширення на один дискрет $\theta_{\text{дн}}$ і зсув максимуму огинаючої імпульсів накопичення $X_{\text{лас}}$ у бік переміщення антени на кут

$$\Delta\theta_{\text{зс}} = \theta_{\text{дн}}/2 = 6\theta_{\text{дл}} = 6V_{\text{а0}} \frac{T_{\text{п1}} + T_{\text{п2}}}{2}. \quad (10)$$

Тому при розрахунку вимірюваної кутової координати $\theta_{\text{лзм}}$ літака необхідно зсув (10) виключити шляхом його врахування (обчислення) в алгоритмі роботи вимірювача відповідно до виразу:

$$\theta_{\text{лзм}} = \theta_{\text{зм}} - 6k_{\text{зн}} V_{\text{а0}} \frac{T_{\text{п1}} + T_{\text{п2}}}{2}, \quad (11)$$

де $k_{\text{зн}} = \pm 1$ – знаковий коефіцієнт, який приймає значення +1 при прямому скануванні і значення –1 при зворотному скануванні антени.

Таким чином для реалізації алгоритму (11) вимірювач кутових координат повинен мати можливість знаходити знаковий коефіцієнт $k_{\text{зн}}$. Для цього можна реалізувати наступний принцип.

Як відомо в ПРЛ [5], тривалість часу $\Delta t_{\text{рб}}$ і $\Delta t_{\text{рє}}$ послідовного опромінювання антенами курсу і глісади робочих секторів курсу $\Delta\beta_{\text{р}} = 30^\circ$ і глісади $\Delta\varepsilon_{\text{р}} = 9^\circ$ задає антенний комутатор шляхом формування дворівневої напруги (± 1), що комутується через інтервал часу $\Delta t_{\text{рб}} = \Delta t_{\text{рє}} \approx 0,6$ с за принципом: "+1" для $\Delta t_{\text{рб}}$ та "-1" для $\Delta t_{\text{рє}}$. Тому на початку кожного інтервалу часу $\Delta t_{\text{рб}}$ та $\Delta t_{\text{рє}}$ можна виділити два послідовних строба $\tau_{12\text{Тп}}$, що формує синхронізатор 1 $\tau_{12\text{Тп}}$ і 2 $\tau_{12\text{Тп}}$ у кожному 12-му періоді кожного циклу і запам'ятовувати значення кутів антени у цих стробах $\theta(1\tau_{12\text{Тп}})$ і $\theta(2\tau_{12\text{Тп}})$. Тоді ви-значення знакового коефіцієнту $k_{\text{зн}}$ в (11) можна представити у вигляді:

$$\begin{aligned} \Delta\theta(\theta_{\text{дн}}) &= \theta(2\tau_{12\text{Тп}}) - \theta(1\tau_{12\text{Тп}}), \\ k_{\text{зн}} &= \Delta\theta(\theta_{\text{дн}}) / |\Delta\theta(\theta_{\text{дн}})|. \end{aligned} \quad (12)$$

Реалізація розрахункових виразів (11) та (12) дозволить виключити помилку вимірювання кутових координат $\theta_{\text{зм}}$ за алгоритмом (5), обумовлену розширенням та зсувом максимуму огинаючої імпульсів накопичення $X_{\text{лас}}$ у напрямку сканування антен.

Проаналізуємо та оцінімо можливі значення випадкових складових $\sigma_{\theta\text{зс}}$, $\sigma_{\theta\text{ш}}$ та $\sigma_{\theta\phi}$ помилки

(6). Для цього необхідно знайти значення дискретного сигналу $X_{\text{вих}}(\xi_{\text{т}})$ при $\xi_{\text{т}} = \pm 1$. Це значення $X_{\text{вих}}(\pm 1)$ буде означати найбільший приріст амплітуди сигналу $X_{\text{вих}}(\xi_{\text{т}} = \xi_{\text{зм}})$ при зміщенні функції $F(\gamma)$ на один кутовий дискрет $\theta_{\text{дл}} (\gamma = \pm 1)$. Тоді для оцінки впливу випадкових змін амплітуд імпульсів накопичення (обумовлених зсувом імпульсів накопичення через різне розміщення імпульсів пачки відносно початку циклів накопичення – складова $\sigma_{\theta\text{зс}}$, впливом шумів накопичення – складова $\sigma_{\theta\text{ш}}$ та залежністю амплітуди імпульсів накопичення від доплерівського набігу фаз – складова $\sigma_{\theta\phi}$) на точність вимірювання кутової координати $\theta_{\text{л}} = \theta_{\text{зм}}$ літака необхідно знайти відношення ΔX_{θ} сигналу $X_{\text{вих}}(\pm 1)$ до дискрету $\theta_{\text{дл}}$:

$$\Delta X_{\theta} = X_{\text{вих}}(\pm 1) / \theta_{\text{дл}}. \quad (13)$$

В результаті розрахунку за алгоритмом (5) відношення (13) для пачки з 5 імпульсів (канал курсу) і для пачки з 15 імпульсів накопичення (канал глісади) були отримані однакові значення:

$$\Delta X_{\theta} \approx 0,13. \quad (14)$$

Отримане значення (14) відношення (13) дозволяє оцінити значення інших складових $\sigma_{\theta\text{зс}}$, $\sigma_{\theta\text{ш}}$ та $\sigma_{\theta\phi}$ кутової помилки (6) шляхом знаходження середньоквадратичних значень σ_x амплітуди сигналу $X_{\text{вих}}(\xi_{\text{т}} = \xi_{\text{зм}}) \neq 0$, обумовлених впливом факторів, які визивають складові $\sigma_{\theta\text{зс}}$, $\sigma_{\theta\text{ш}}$, $\sigma_{\theta\phi}$ помилки (6). А саме для знаходження будь-якої складової σ_{θ} кутової помилки (6) по отриманому значенню σ_x можна скористатись виразом:

$$\sigma_{\theta} \leq \sigma_x / \Delta X_{\theta}. \quad (15)$$

З урахуванням відношення (15) і значення (14) відношення ΔX_{θ} , результати розрахунків складової $\sigma_{\theta\text{зс}}$ помилки (6) вимірюваної кутової координати $\theta_{\text{зм}}$ за алгоритмом (5) для 24 варіантів розташування імпульсів $X_{\text{лас}}(\theta_{\text{л}})$ зчитування з КН відносно імпульсів $x_{\text{с}}(\theta_{\text{л}})$ (рис. 1) вхідної пачки показали, що значення складової $\sigma_{\theta\text{зс}}$ помилки (6) пов'язано з дискретом $\theta_{\text{дл}}$ виразом:

$$\sigma_{\theta\text{зс}} \approx 0,32\theta_{\text{дл}} = 0,32V_{\text{а0}} \frac{T_{\text{п1}} + T_{\text{п2}}}{2}. \quad (16)$$

Для розрахунку по формулі (16) значень складових $\sigma_{\beta\text{сз}}$ курсу і $\sigma_{\varepsilon\text{сз}}$ глісади приймемо, що $T_{\text{пср}} \approx 500$ мс. Тоді для значень (8) кутових швидкостей антен отримуємо:

$$\sigma_{\beta\text{сз}} \approx 0,44', \quad \sigma_{\varepsilon\text{сз}} \approx 0,14'. \quad (17)$$

Очевидно, що викривлення ($F_{3m}(\theta_l + \theta_{3c} - \theta)K_{\Sigma}$) огиноючої $F(\theta_l + \theta_{3c} - \theta)K_{\Sigma}$ накопичених імпульсів $X_{лас}$ (рис. 1), обумовленою випадковими змінами амплітуди імпульсів накопичення під виливом шумів та через різні значення фази доплерівського набігу ϕ_c сигналу також впливатиме на точність вимірювань кутів. При цьому виходячи з того, що значення послідовності періодів повторення змінюється циклами по 12 періодів в режимі вобуляції $12 T_{п1}$, $12 T_{п2}$, під час кожного опромінювання літака доплерівський набіг фаз буде також змінюватися в режимі вобуляції ϕ_{c1} , ϕ_{c2} . При цьому різні значення ϕ_{c1} та ϕ_{c2} доплерівського набігу фаз для відповідних значень довжини хвилі λ та радіальної швидкості V_r літака будуть пов'язані з різними значеннями періодів $T_{п1}$ та $T_{п2}$ згідно виразу:

$$\phi_{ci} = 4\pi \frac{V_r}{\lambda} T_{пи}.$$

Приклад таких змін амплітуд послідовності імпульсів накопичення ілюструється на рис. 1 діаграмами $X_{лас}(\theta_l)$. Для дослідження впливу таких змін доплерівського набігу фаз (ϕ_{c1} , ϕ_{c2} , ϕ_{c1}, \dots) на точність вимірювання кутів можна в алгоритмі (5) послідовність імпульсів накопичення $X_{лас}(\theta_l)$ представити у вигляді:

$$X_{лас}(\theta_l) \rightarrow F_{3c}^H(\theta_1)K_{c2}(\phi_{c1}), F_{3c}^H(\theta_2)K_{c2}(\phi_{c2}), \dots, F_{3c}^H(\theta_3)K_{c2}(\phi_{c1}), \dots \quad (18)$$

де $F_{3c}^H(\theta_i) = F(\theta_l + \theta_{3c} - \theta_i)K_{\Sigma}$ – скорочена запис огиноючої вихідних імпульсів КАС, $K_{c2}(\phi_{cj}) = K_n(\phi_{cj}) + K_{n+1}(\phi_{cj})$, $j = 1, 2$ – сумарне значення амплітудно-фазових характеристик сусідніх (n і $n+1$) доплерівських фільтрів накопичення для доплерівського набігу фази ϕ_{cj} .

Результати розрахунку значень коефіцієнту $K_{c2}(\phi_{cj})$ для КН із 12 фільтрів при зміні фази в межах $\phi_c = \phi_n \div \phi_n + 30^\circ$ (ϕ_n – фаза настройки n -го фільтру) показали, що значення $K_{c2}(\phi_{cj})$ можуть змінюватися в межах: $K_{c2}(\phi_{cj}) \approx 1,4 \div 1,56$.

Результати розрахунків (24 варіанта) складової $\sigma_{\theta\phi}$ помилки (6) за алгоритмом (5) з урахуванням представлення (18) сигналу накопичення $X_{лас}(\theta_l)$ показали, що середньоквадратичне значення $\sigma_x(\phi_c)$ змін амплітуди сигналу $X_{вих}(\xi_T = \xi_{3m}) \neq 0$ через різні доплерівські набіги фаз ϕ_c складає величину: $\sigma_x(\phi_c) \approx 0,0757$. Тоді згідно виразу (15) і значення (14) відношення $\Delta_{X\theta}$ сигналу $X_{вих}(\pm 1)$ до дискрету $\theta_{д1}$ отримаємо розрахунковий вираз:

$$\sigma_{\theta\phi} \approx 0,58 V_{a\theta} \frac{T_{п1j} + T_{п2j}}{2}. \quad (19)$$

Підставляючи значення $T_{пер} \approx 500 \mu s$ і швидкостей (8) у вираз (19) отримуємо:

$$\sigma_{\beta\phi} \approx 0,87', \quad \sigma_{\epsilon\phi} \approx 0,26'. \quad (20)$$

Із порівнянь значень двох складових $\sigma_{\theta_{3c}}$ (17) та $\sigma_{\theta\phi}$ (20) впливає, що вплив різного набігу фаз ϕ_c на точність вимірювання кутових координат за алгоритмом (5) у два рази вище ніж вплив випадкового розміщення на вісі кута циклів накопичення відносно центру огиноючої вхідної пачки імпульсів. Проаналізуємо вплив шумів накопичення на точність вимірювання кутів. Для оцінки значення складової $\sigma_{\theta_{ш}}$ помилки (6), обумовленої впливом шумів накопичення, задамося наступною умовою щодо рівня шумів. Прийmemo, що виявлення літака на дальності $D_{max} = 20$ км виконується при відношенні сигнал/шум (с/ш) $u_c/\sigma_{ш}(D_{max}) = \sqrt{2} \approx 1,41$. Тоді на дальності введення літака в АС $D_{вв} = 10$ км, відношення с/ш буде:

$$u_c/\sigma_{ш}(D_{вв}) = \sqrt{2} \left(\frac{D_{max}}{D_{вв}} \right)^2 \approx 5,66.$$

На виході КН відношення с/ш зросте в $\sqrt{K_{\Sigma}} \approx 2,53$ рази і складе величину: $X_{лас}/\sigma_{ш} \approx 14,3$. Очевидно, що для дальностей літака $D_l < D_{вв}$ відношення $X_{лас}/\sigma_{ш}$ буде відповідати умові:

$$X_{лас}/\sigma_{ш} > 14,3.$$

Таким чином, можна вважати, що в умовах дії лише власних шумів приймача, на виході КН відношення середньоквадратичного значення шумів $\sigma_{ш}$ до амплітуди імпульсів накопичення $X_{лас}$ буде відповідати умові:

$$\frac{\sigma_{ш}}{X_{лас}} \leq \frac{1}{14,3} \approx 0,07. \quad (21)$$

Статистичні розрахунки (для 32 варіантів) впливу шумів такого (21) рівня на виході КАС на точність вимірювання кутових координат за алгоритмом (5) показали, що середньоквадратичне значення $\sigma_x(\sigma_{ш})$ змін амплітуди сигналу $X_{вих}(\xi_T = \xi_{3m}) \neq 0$ під впливом шумів складає величину: $\sigma_x(\sigma_{ш}) \approx 0,12$. Тоді згідно виразу (15) і значення (14) відношення $\Delta_{X\theta}$ сигналу $X_{вих}(\pm 1)$ до дискрету $\theta_{д1}$ отримаємо розрахунковий вираз:

$$\sigma_{\theta_{ш}} \approx 0,92 V_{a\theta} \frac{T_{п1} + T_{п2}}{2}.$$

Підставляючи значення $T_{пер} \approx 500 \mu s$ і швидкостей (8) в останній вираз отримуємо:

$$\sigma_{\beta_{ш}} \approx 1,38', \quad \sigma_{\epsilon_{ш}} \approx 0,42'. \quad (22)$$

Отримані значення (7; 9; 17; 20) та (22) складових помилки (6) дозволяють оцінити очікувану точність алгоритму (5) в умовах відсутності шумових завад:

$$\sigma_{\beta_2} \approx 2,46', \quad \sigma_{\epsilon_2} \approx 0,79'. \quad (23)$$

Отриманні значення (23) свідчать, що реалізація оптимального алгоритму (5) вимірювання кутових координат в умовах відсутності шумових завад забезпечує виконання вимог $\sigma_{\beta_1} \leq 5,6'$ і $\sigma_{\epsilon_1} \leq 1,3'$ до точності вимірювання кутових координат для гарантованого виведення літака на висоту прийняття рішення по нормах I категорії метеомінімуму [1].

До переваг алгоритму (5) відноситься його здібність досягнути приємної точності вимірювання кутових координат в умовах дії шумових завад. Результати статистичного розрахунку показали, що при змінах відносного рівня шумових завад в q разів для $0 \leq q \leq 5$ практично в q разів змінюється значення складової (22) помилки (6). Так при $q = 2,5$ (при відношенні $u_c/\sigma_{шз} \approx 0,57$ на виході приймача для дальності дії локатору – 20 км) шляхом статистичного розрахунку отримані наступні значення складової $\sigma_{шз}$ помилки (6) у двох площинах:

$$\sigma_{\beta_{ш}} \approx 3,4', \quad \sigma_{\epsilon_{ш}} \approx 1'. \quad (24)$$

При цьому для значень (24) і тих же значень інших складових помилки (6) точність вимірювання кутових координат в умовах дії шумових завад, середньоквадратичне значення $\sigma_{шз}$ яких у два рази перевищує амплітуду імпульсів літаків ($u_c/\sigma_{шз} \approx 0,57$) має значення:

$$\sigma_{\beta_2} \approx 4', \quad \sigma_{\epsilon_2} \approx 1,2'. \quad (25)$$

Таким чином, значення (25) кутових помилок свідчать, що навіть при наявності шумових завад, рівень яких у 2,5 рази перевищує рівень власних шумів приймача алгоритм (5) дозволяє отримати точності вимірювання кутових координат, які відповідають обґрунтованим в [1] вимогам.

Висновки

Реалізація запропонованого алгоритму вимірювання кутових координат в зоні посадки по сигналам КАС удосконаленого ПРЛ і використання кутових датчиків антен з відповідною дискретністю дозволять вимірювачу координат отримати необхідну точність вимірювання кутових координат літака для забезпечення гарантованої посадки літака по нормам I категорії метеомінімуму.

Список літератури

1. Рисаков М.Д. Методика обґрунтування вимог до посадочного радіолокатора щодо точності вимірювання координат для забезпечення посадки літаків при мінімумах погоди I та II категорій / М.Д. Рисаков, І.В. Титов, І.Л. Костенко, В.Г. Карев, О.П. Кулик, Ю.М. Добришкін // Наука і техніка ПС ЗСУ. – Х.: ХУПС. – 2015. – №1(18). – С. 35-41.
2. Рисаков М.Д. Пропозиції щодо напрямків удосконалення посадкових радіолокаторів для забезпечення посадки літаків у складних погодних умовах / М.Д. Рисаков, І.Л. Костенко, С.М. Рот, В.Г. Карев, О.П. Кулик // Інформаційні системи. – Ж.: ЖВІ. – 2015. – Випуск 12. – С. 157-167.
3. Рисаков М.Д. Особливості алгоритму роботи дванадцяти-фільтрового когерентного накопичувача у складі посадкового радіолокатора / М.Д. Рисаков, І.В. Титов, І.Л. Костенко, О.П. Кулик, С.М. Рот // Збірник наукових праць ХУПС. – Х.: ХУПС, 2016. – Вип. 2(47). – С. 82-87.
4. Рисаков М.Д. Особливості побудови у складі посадкового радіолокатора каналу авто супроводження літака / М.Д. Рисаков, І.В. Титов, О.В. Симоненко, С.М. Рот, Д.М. Воронов // Наука і техніка ПС ЗСУ. – Х.: ХУПС, 2016. – № 3(24). – С. 102-107.
5. Технічний опис системи РСП-10МН.

Надійшла до редколегії 11.04.2017

Рецензент: д-р техн. наук доц. В.І. Васишин, Харківський національний університет Повітряних Сил ім. І. Кожедуба, Харків.

ОПТИМАЛЬНЫЙ АЛГОРИТМ РАБОТЫ ИЗМЕРИТЕЛЯ УГЛОВЫХ КООРДИНАТ САМОЛЕТА ПО СИГНАЛАМ КАНАЛА АВТОСОПРОВОЖДЕНИЯ В СОСТАВЕ ПОСАДОЧНОГО РАДИОЛОКАТОРА

Н.Д. Рысаков, И.В. Титов, А.В. Симоненко, А.П. Кулик, В.Г. Карев

В работе обосновывается целесообразность реализации оптимального алгоритма расчета угловых координат самолета в зоне посадки путем нахождения координаты максимума корреляционного интеграла для огибающей прореженной в канале автосопровождения посадочного локатора пачки импульсов отражения. Предлагается методика оценивания точности измерения угловых координат по предложенному алгоритму. Приведены результаты статистического оценивания точности.

Ключевые слова: посадочный радиолокатор, сложные погодные условия, канал автосопровождения, когерентный накопитель, измеритель координат.

OPTIMUM ALGORITHM OF WORK IN COMPOSITION THE LANDING RADIO-LOCATOR OF MEASURING DEVICE OF ANGULAR CO-ORDINATES OF AIRPLANE ON THE SIGNALS OF CHANNEL OF AUTOACCOMPANIMENT

N. Rysakov, I. Titov, A. Simonenko, A. Kulik, V. Karev

This paper concentrates the expedience of realization of optimum algorithm of calculation of angular coordinates of airplane in a landing zone by finding of coordinate of a maximum of cross-correlation integral for circumflex thinned out in the precision approach radar tracking channel. This paper perposes coordinates measurement accuracy technique of estimation by algorithm which proposed. There are statistical estimation results of precision in this article.

Keywords: precision approach radar, difficult weather terms, automatic tracking channel, coherent integrator, coordinates meter.