

УДК.621.396.61

М.Д. Рисаков, І.В. Тітов, І.Л. Костенко, О.П. Кулик, С.М. Рот

Харківський університет Повітряних Сил імені Івана Кожедуба, Харків

ОСОБЛИВОСТІ АЛГОРИТМУ РОБОТИ ДВНАДЦЯТИФІЛЬТРОВОГО КОГЕРЕНТНОГО НАКОПИЧУВАЧА У СКЛАДІ ПОСАДКОВОГО РАДІОЛОКАТОРУ

У роботі проаналізовані доцільність та можливість удосконалення посадкового радіолокатора системи РСР-10МН шляхом впровадження цифрової обробки сигналів та вводу до складу локатора каналу автосупроводження окремого літака на заключному етапі посадки, у вигляді когерентного накопичувача із дванадцяти доплерівських фільтрів. Пропонуються алгоритми роботи такого накопичувача, що дозволяють скоротити число розрахункових операцій та об'єм оперативної пам'яті накопичувача.

Ключові слова: посадковий радіолокатор, складні погодні умови, канал автосупроводження, когерентний накопичувач, селекція рухомих цілей.

Вступ

Постановка завдання. Посадкові локатори (ПРЛ) радіолокаційних систем посадки (РСР) забезпечують контроль і управління посадкою літаків до висоти зниження ≥ 120 м. Це пов'язано з недостатньою точністю локатора і суттєвою затримкою передачі команд управління на борт літака. Для підвищення точності необхідно підвищити завадозахищеність локатора від пасивних завад (ПЗ) і шумових завад (ШЗ). Реалізація доплерівської фільтрації сигналів приймача дозволяє вирішити ці завдання у будь-якому локаторі. Принципи побудови ПРЛ обумовлюють особливості рішення в ньому цих завдань.

Аналіз публікацій. У [1] запропоновано склад радіолокаційного посадкового комплексу (РЛПК) для забезпечення автоматизованої посадки літаків в складних метеоумовах (СМУ), а у статті [2] викладені можливі принципи побудови такого комплексу. У роботі [3] запропоновано алгоритм розрахунку оптимальних значень вагових коефіцієнтів когерентного накопичувача (КН) і значення цих коефіцієнтів для КН із 8, 12, 16, 24 та 36 доплерівських фільтрів (ДФ). Наявність у складі РЛПК [1] двох каналів селекції рухомих цілей (СРЦ) (каналу автосупроводження (КАС) та черезперіодної компенсації) обумовлюють необхідність реалізації спеціальних алгоритмів синхронізації цих каналів з метою подавлення у них сліпих швидкостей літаків.

Мета статті. Запропонувати для ПРЛ алгоритм роботи дванадцятифільтрового когерентного накопичувача віддзеркалень літака, що супроводжується.

Викладення основного матеріалу

При виконанні передпосадкового маневру радіальна складова швидкості літака має малі значення. Тому на ділянках передпосадкового маневру – в дальній зоні дії ($10 \pm 2 \div 20$ км) ПРЛ, режим роботи СРЦ малоєфективний, і зазвичай використовується пасивний (ПАС) режим роботи. При наближенні

літака до розрахункової точки посадки (РТП) посилюється вплив віддзеркалень від місцевих предметів (МП). Тому у ближній зоні дії ($1 \div 10 \pm 2$ км.) доцільно реалізовувати комбінований режим роботи СРЦ (рис. 1). Такий режим роботи ПРЛ отримав назву "ПАС+СРЦ" та передбачає, що в дальній зоні для відображення використовується сигнали амплітудного каналу, а у ближній – каналу СРЦ.

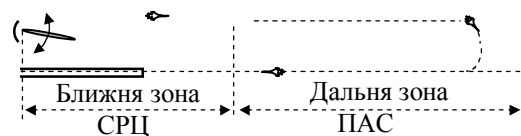


Рис. 1. Комбінований режим роботи СРЦ

Мале значення коефіцієнта подавлення віддзеркалень від земної поверхні (≤ 20 дБ) пов'язане з реалізацією в ПРЛ систем РСР-10МН та РСР-6М2 каналів СРЦ у вигляді черезперіодних компенсаторів (ЧПК) сигналів фазового каналу приймача на ультразвукових лініях затримки. Такий канал забезпечує подавлення віддзеркалень від МП до 20дБ, а від метеохмар лише до 15дБ [4].

Для підвищення коефіцієнта подавлення ПЗ при автосупроводженні (АС) літака в СМУ до висоти прийняття рішення (ВПР) до складу ПРЛ при його удосконаленні доцільно ввести канал АС, в якому задача СРЦ вирішується за допомогою КН [2]. При цьому доцільно використати КАС лише для літаків в ближній зоні (за принципом послідовного АС літаків по одному), а для інших літаків використовувати канал ЧПК. У цьому випадку з'являється задача забезпечення оптимальної одночасної роботи двох каналів СРЦ: подавлення сліпої швидкості в каналі ЧПК і недопущення накопичень імпульсів літаків у нульовому доплерівському фільтрі КН. Пропозиції щодо рішення цієї задачі розглядаються окремо. У даній роботі уточнимо лише алгоритм роботи КН у складі ПРЛ.

Накопичувач імпульсів у складі КАС потрібно будувати з урахуванням завдань, які вирішуються

локатором, а саме радіолокаційного контролю простору в обмежених секторах по курсу і глісаді шляхом послідовного сканування в цих секторах антен курсу і глісади. Такі принципи опромінювання зони посадки локатором обумовлюють наступні особливості побудови КН в КАС:

1. Простий принцип рішення задачі подавлення сліпої швидкості при СРЦ. Ця особливість пов'язана з тим, що радіальна складова швидкості літака на заключному етапі посадки по величині на близька до реальної швидкості і її поточне значення з певною точністю можна вимірювати. Тому відповідним підбором періоду повторення можна виключити прояву сліпої швидкості – виключення накопичень імпульсів літака в нульовому доплерівському фільтрі.

2. З метою досягнення високої точності вимірювання кутових координат доцільно:

– точно обчислювати значення амплітуд накопичених імпульсів в усіх фільтрах КН;

– забезпечувати амплітудне обмеження накопичених імпульсів з метою блокування накопичених імпульсів ПЗ та ШЗ;

– виділяти накопичені у двох фільтрах імпульси літаків з найбільшими амплітудами, зчитування їх та використовувати при розрахунку кутових координат.

3. Для підвищення значення коефіцієнта подавлення ПЗ та ШЗ доцільно використати найбільше можливе число доплерівських фільтрів в КН і оптимальні значення вагових коефіцієнтів згладжування бічних пелюсток амплітудно-фазових характеристик (АФХ) цих фільтрів.

Обґрунтуємо можливості і запропонуємо принципи реалізації в КН зазначених особливостей, з урахуванням реалізованих принципів побудови КН в оглядовій трикоординатній РЛС [5].

АФХ n -го ДФ КН з ваговим накопиченням можна описати у комплексному вигляді виразом:

$$K_n(\varphi_c) = \frac{1}{U_m} \left| \sum_{i=0}^{N-1} k_i U_i \cdot e^{j \cdot i \cdot \varphi_c} \cdot e^{-j \cdot i \cdot \varphi_n} \right|; \quad (1)$$

$$\varphi_c = 2\pi F_d T_n, \quad U_m = \sum_{i=1}^N k_i U_i,$$

де φ_c – доплерівській набіг фаз за період T_n ; φ_n – фаза налаштування n -го ДФ; k_i – вагові коефіцієнти; U_i – амплітуда i -го імпульсу вхідної пачки; N – число доплерівських фільтрів у КН. Для визначення найбільшого, прийняттого числа N ДФ в КН, можна прийняти, що на дальності введення літака в АС (10 км) мінімальне можливе число N_n пачки накопичених імпульсів повинно задовольняти умові:

$$N_n \geq 5. \quad (2)$$

Тоді кількість N фільтрів в КН повинна задовольняти умові:

$$N_\phi \leq n_\pi / N_n, \quad (3)$$

де n_π – кількість імпульсів пачки на вході КН.

З аналізу технічних характеристик та принципів побудови ПРЛ системи РСР-10МН впливає, що на дальностях літака $D_n \leq 10$ км число імпульсів пачки в площині курсу n_β і в площині глісади $n_{\pi\epsilon}$ можуть приймати значення:

$$n_{\pi\beta} \approx 60, \quad n_{\pi\epsilon} \approx 210. \quad (4)$$

Очевидно, для доплерівської фільтрації віддзеркалень в двох площинах доцільно використовувати один і той же КН. Тоді відповідно до умов (2), (3) і значення $n_{\pi\beta} = 60$ приймемо $N = 12$.

Алгоритм формування імпульсів накопичення $U_{CH}(\varphi_c, n)$ та $U_{SH}(\varphi_c, n)$ на протязі кожного циклу із 12 періодів повторення ($i = 1, 2, \dots, 12$) імпульсів $u_c(i, \varphi_c)$ та $u_s(i, \varphi_c)$ квадратурного фазового детектора

$$\begin{aligned} u_c(i, \varphi_c) &= U_i \cos((i-1)\varphi_c); \\ u_s(i, \varphi_c) &= U_i \sin((i-1)\varphi_c) \end{aligned} \quad (5)$$

в n -му фільтрі КН з дванадцятьма фільтрами можна описати виразами:

$$U_{CH}(\varphi_c, n) = \sum_{i=1}^{12} k_i [u_c(i, \varphi_c) \psi_c(i, n) + u_s(i, \varphi_c) \psi_s(i, n)];$$

$$U_{SH}(\varphi_c, n) = \sum_{i=1}^{12} k_i [u_s(i, \varphi_c) \psi_c(i, n) - u_c(i, \varphi_c) \psi_s(i, n)];$$

$$\psi_c(i, n) = \cos((i-1)\varphi_n(n)); \quad \varphi_n(n) = 30^\circ \cdot n; \quad (6)$$

$$\psi_s(i, n) = \sin((i-1)\varphi_n(n)); \quad n = 0, 1, 2, \dots, 11;$$

$$U_\Sigma(\varphi_c, n) = \sqrt{U_{CH}^2(\varphi_c, n) + U_{SH}^2(\varphi_c, n)};$$

$$U_m = \sum_{i=1}^{12} U_i \cdot k_i; \quad K_n(\varphi_c, n) = U_\Sigma(\varphi_c, n) / U_m;$$

де $U_\Sigma(\varphi_c, n)$ – амплітуда накопиченого імпульсу в n -му фільтрі; $\psi_c(i, n)$ та $\psi_s(i, n)$ – коефіцієнти повороту сигналів за фазою; $K_n(\varphi_c, n)$ – АФХ n -го фільтра.

У нашому випадку (12 фільтрів) коефіцієнти $\psi_c(i, n)$ та $\psi_s(i, n)$ можуть приймати значення 0; $\pm 0,5$; $\pm 0,87$; ± 1 . При цьому послідовність цих значень для кожного фільтра, відповідно алгоритму (6) буде своя. У табл. 1 наведена послідовність 12 значень пар коефіцієнтів $\psi_c(i, n)$ та $\psi_s(i, n)$ для 1-го ($n=1$) фільтра. При цьому для інших фільтрів коефіцієнти $\psi_c(i, n)$ та $\psi_s(i, n)$ будуть приймати окремі або усі значення (фільтри 1, 5, 7, 11), що приведені у табл. 1.

Середній рівень бічних пелюсток АФХ фільтрів істотно залежить від значень вагових коефіцієнтів k_i . В роботі [3] запропоновані алгоритм розрахунку оптимальних значень коефіцієнтів k_i для будь-якого числа фільтрів. Сума K_Σ значень вагових коефіцієнтів k_i визначає ступень підвищення амплітуди імпульсів накопичення відносно амплітуди вхідних

імпульсів. Тому K_{Σ} отримав назву коефіцієнта накопичення. Так для КН з 12 фільтрів маємо:

$$k_i = 0,07; 0,2; 0,41; 0,66; 0,87; 1; 1; 0,87; 0,66; 0,41; 0,2; 0,07, \quad (7)$$

$$K_{\Sigma} = \sum_{i=1}^{12} k_i = 6,42.$$

Таблиця 1

Значення коефіцієнтів $\psi_c(i,1)$ та $\psi_s(i,1)$

i	1	2	3	4	5	6
(i-1)30°	0°	30°	60°	90°	120°	150°
ψ_c	1	0,87	0,5	0	-0,5	-0,87
ψ_s	0	0,5	0,87	1	0,87	0,5
i	7	8	9	10	11	12
(i-1)30°	180°	210°	240°	270°	300°	330°
ψ_c	-1	-0,87	-0,5	0	0,5	0,87
ψ_s	0	-0,5	-0,87	-1	-0,5	-0,87

При значеннях вагових коефіцієнтів, зазначених в послідовності (7), суттєво знижується рівень бічних пелюсток, середній рівень яких може бути – 53 дБ у порівнянні з рівнем – 29 дБ при одиничних ($k_i=1$) вагових коефіцієнтах.

Відповідно до алгоритму (6) обробка квадратурних сигналів (5) на протязі 12 періодів повторення у n-му фільтрі полягає у наступному:

– перемноженні сигналів i-го періоду на коефіцієнти згладжування k_i та на коефіцієнти повороту $\psi_c(i, \varphi_n)$ та $\psi_s(i, \varphi_n)$ сигналів за фазою;

– відповідному сумуванні отриманих результатів кожного періоду;

– окремому обчисленні результатів накопичення $U_{\text{сн}}(\varphi_c, n)$, $U_{\text{шн}}(\varphi_c, n)$ квадратурних сигналів та розрахунку модуля $U_{\text{вихн}}(\varphi_c, n)$ сигналу.

З метою зниження вимог до швидкодії цифрової апаратури КН при обчисленні квадратурних сигналів $U_{\text{сн}}(\varphi_c, n)$, $U_{\text{шн}}(\varphi_c, n)$ накопичення, доцільно скоротити число перемножень сигналів (5) на коефіцієнти повороту $\psi_c(i, \varphi_n)$ та $\psi_s(i, \varphi_n)$.

Із табл. 1 видно, що при значеннях кутів повороту $\varphi_n(n) = 0^\circ; 90^\circ; 180^\circ; 270^\circ$ один з коефіцієнтів повороту дорівнює ± 1 , а інший 0, а при інших значеннях кутів, коефіцієнти повороту можуть приймати одне зі чотирьох значень $\pm 0,5; \pm 0,87$. Таким чином, по абсолютній величині коефіцієнти повороту у всіх фільтрах приймають тільки три значення: 1, 0,5 та 0,87.

Однаковість значень коефіцієнтів повороту в різних доплерівських фільтрах створює умови для істотного зменшення числа перемножень сигналів

на коефіцієнти повороту (тим більше, що один з коефіцієнтів повороту дорівнює 1 а, отже, множити на нього не потрібно).

Для підтвердження таких можливостей, знайдемо часткові алгоритми обробки сигналів у нульовому ($n=0$) та першому ($n=1$) фільтрах.

Поклавши в (6) $n=0$ одержимо:

$$U_{\text{сн}}(\varphi_c, 0) = \sum_{i=1}^{12} k_i u_c(i, \varphi_c); U_{\text{шн}}(\varphi_c, n) = \sum_{i=1}^{12} k_i u_s(i, \varphi_c); \quad (8)$$

$$U_{\Sigma}(\varphi_c, 0) = \sqrt{U_{\text{сн}}^2(\varphi_c, 0) + U_{\text{шн}}^2(\varphi_c, 0)}.$$

Отже, обробка сигналів у нульовому фільтрі полягає у роздільному складанні квадратурних сигналів помножених на вагові коефіцієнти та визначенні модуля сигналу накопичення.

У першому доплерівському фільтрі ($n=1$) повинні, головним чином, накопичуватися сигнали зі зсувом фази за період $\varphi_c = 30^\circ$. Для скорочення запису алгоритму обробки сигналів у першому (10), (11) фільтрі та в інших фільтрах введемо наступні позначення:

$$x_i = u_c(i, \varphi_c);$$

$$y_i = u_s(i, \varphi_c);$$

$$X_n = U_{\text{сн}}(\varphi_c, n); \quad (9)$$

$$Y_n = U_{\text{шн}}(\varphi_c, n);$$

$$M_n = U_{\Sigma}(\varphi_c, n) = \sqrt{X_n^2 + Y_n^2}.$$

Поклавши в (6) $n=1$, використовуючи значення коефіцієнтів $\psi_c(i,1)$ та $\psi_s(i,1)$ із табл. 1 і дотримуючись позначень (8), одержимо вирази для обчислення квадратурних складових X_1 та Y_1 сигналу накопичення у першому фільтрі:

$$X_1 = k_1 x_1 + k_2(0,87 x_2 + 0,5 y_2) + k_3(0,5 x_3 + 0,87 y_3) + k_4 y_4 - k_5(0,5 x_5 - 0,87 y_5) - k_6(0,87 x_6 - 0,5 y_6) - k_7 x_7 - k_8(0,87 x_8 + 0,5 y_8) - k_9(0,5 x_9 + 0,87 y_9) - k_{10} y_{10} + k_{11}(0,5 x_{11} - 0,87 y_{11}) + k_{12}(0,87 x_{12} - 0,5 y_{12}); \quad (10)$$

$$Y_1 = k_1 y_1 + k_2(0,87 y_2 - 0,5 x_2) + k_3(0,5 y_3 - 0,87 x_3) - k_4 x_4 - k_5(0,5 y_5 + 0,87 x_5) - k_6(0,87 y_6 + 0,5 x_6) - k_7 y_7 - k_8(0,87 y_8 - 0,5 x_8) - k_9(0,5 y_9 - 0,87 x_9) + k_{10} x_{10} + k_{11}(0,5 y_{11} + 0,87 x_{11}) + k_{12}(0,87 y_{12} + 0,5 x_{12}); \quad (11)$$

Аналогічним чином знаходяться алгоритми обробки сигналів в інших доплерівських фільтрах. При цьому коефіцієнти $\psi_c(i,n)$ та $\psi_s(i,n)$ для n-го фільтра приймають "свою" послідовність відповідних значень, що наведені у табл. 1.

Із виразів (10) і (11) видно, що з метою скорочення потрібного числа перемножень при розрахунку значень складових X_1, Y_1 імпульсів накопичення доцільно спочатку знайти проміжні значення виразів, що розміщені в дужках.

Аналіз аналогічних з (10) та (11) виразів для розрахунку складових імпульсів накопичення в інших доплерівських фільтрах свідчить про те, що для фільтрів 1, 5, 7 і 11 в алгоритмі розрахунку складових X_i, Y_i імпульсів накопичення можна виділити такі проміжні параметри:

$$\begin{aligned} \chi_{1i} &= 0,87x_i + 0,5y_i; & \chi_{2i} &= 0,5x_i + 0,87y_i; \\ \chi_{3i} &= 0,87x_i - 0,5y_i; & \chi_{4i} &= 0,5x_i - 0,87y_i; \\ \gamma_{1i} &= 0,87y_i + 0,5x_i; & \gamma_{2i} &= 0,5y_i + 0,87x_i; \\ \gamma_{3i} &= 0,87y_i - 0,5x_i; & \gamma_{4i} &= 0,5y_i - 0,87x_i, \end{aligned} \quad (12)$$

які доцільно розраховувати заздалегідь до перемноження на вагові коефіцієнти k_i . При цьому для фільтрів 2, 3, 4, 8, 9 та 10 виникає потреба розраховувати лише окремі (із (12)) параметри, а для фільтрів 0 і 6 в алгоритмі розрахунку складових X_0, Y_0 і X_6, Y_6 ці параметри не входять.

Для опису і наглядного представлення алгоритму накопичення імпульсів віддзеркалення в 12 фільтрах КН на протязі 12 періодів повторення введемо таку нумерацію розрахункових параметрів алгоритмів формування (розрахунку) складових X_i, Y_i імпульсів накопичення усіх фільтрів:

$$\begin{aligned} 1 &\mapsto k_i x_i, k_i y_i; \\ 2 &\mapsto k_i \chi_{1i}, k_i \gamma_{3i}; \\ 3 &\mapsto k_i \chi_{2i}, k_i \gamma_{4i}; \\ 4 &\mapsto k_i y_i, -k_i x_i; \\ 5 &\mapsto -k_i \chi_{4i}, -k_i \gamma_{2i}; \\ 6 &\mapsto -k_i \chi_{3i}, -k_i \gamma_{1i}; \\ 7 &\mapsto -k_i x_i, -k_i y_i; \\ 8 &\mapsto -k_i \chi_{1i}, -k_i \gamma_{3i}; \\ 9 &\mapsto -k_i \chi_{2i}, -k_i \gamma_{4i}; \\ 10 &\mapsto -k_i y_i, k_i x_i; \\ 11 &\mapsto k_i \chi_{4i}, k_i \gamma_{2i}; \\ 12 &\mapsto k_i \chi_{3i}, k_i \gamma_{1i}. \end{aligned} \quad (13)$$

Тоді необхідність розрахунку параметрів (12) і послідовність ($i = 1, 2, 3, \dots, 12$) виконання необхідних перемножень (13) при реалізації алгоритмів накопичення квадратурних складових X_i, Y_i для 12 фільтрів ($n = 0, 1, 2, \dots, 11$) можна представити у вигляді табл. 2.

Підкреслимо, що значення кожного i-го стовпчика ($i = 1, 2, \dots, 12$) табл. 2 вказують на номери параметрів (13), які необхідно розрахувати в i-му періоді повторення.

Таблиця 2

Алгоритм накопичення квадратурних складових X_i, Y_i 12 доплерівських фільтрів КН

n\i	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
1	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
2	1	3	5	7	9	11	1	3	5	7	9	11
3	1	4	7	10	1	4	7	10	1	4	7	10
4	1	5	9	1	5	9	1	5	9	1	5	9
5	1	6	11	4	9	2	7	12	5	10	3	8
6	1	7	1	7	1	7	1	7	1	7	1	7
7	1	8	3	10	5	12	7	2	9	4	11	9
8	1	9	5	1	9	5	1	9	5	1	9	5
9	1	10	7	4	1	10	7	4	1	10	7	4
10	1	11	9	7	5	3	1	11	9	7	5	3
11	1	12	11	10	9	8	7	6	5	4	3	2

Послідовність же цифр кожного n-го ($n = 0, 1, 2, \dots, 11$) рядку вказують послідовність номерів параметрів (13), які необхідно послідовно розраховувати для відповідного n-го фільтра. Аналізуючи розрахункові співвідношення (13), послідовність виконання яких для n-го фільтра відображають відповідні рядки табл. 2, можна виявити, що для обчислення складових X_n та Y_n для таких пар фільтрів як $0 \leftrightarrow 6, 1 \leftrightarrow 7, 2 \leftrightarrow 8, 3 \leftrightarrow 9, 4 \leftrightarrow 10$, та $5 \leftrightarrow 11$ використовуються одні й ті ж самі параметри і вирази, які відрізняються лише знаками на певних позиціях. Це дає змогу реалізувати алгоритми роботи означених пар фільтрів одним комплектом цифрової апаратури.

З урахуванням цього, на рис. 2 наведена блок-схема алгоритму формування імпульсів накопичення у КН.

На вхід КН надходять цифрові коди сигналів x_i, y_i квадратурного фазового детектору приймача. Вхідними пристроями є обчислювач параметрів (12) (ОП-12) та перемножувач параметрів (ПП) вхідних кодів x_i, y_i та параметрів (12) на вагові коефіцієнти k_i , які послідовно на протязі циклу із 12 періодів ($i=1, 2, \dots, 12$) зчитуються з пристрою запам'ятовування ЗП- k_i . При цьому обчислювач ОП-12 обчислює окремі параметри (12) в окремі періоди циклу згідно виразу (13). В періоди $i=2, 8$ ОП-12 обчислює параметри γ_{3i}, χ_{1i} , а в періоди $i=3, 9; i=5, 11$ та $i=6, 12$ обчислює відповідно параметри $\gamma_{4i}, \chi_{2i}, \gamma_{2i}, \chi_{4i}$ та γ_{1i}, χ_{3i} .

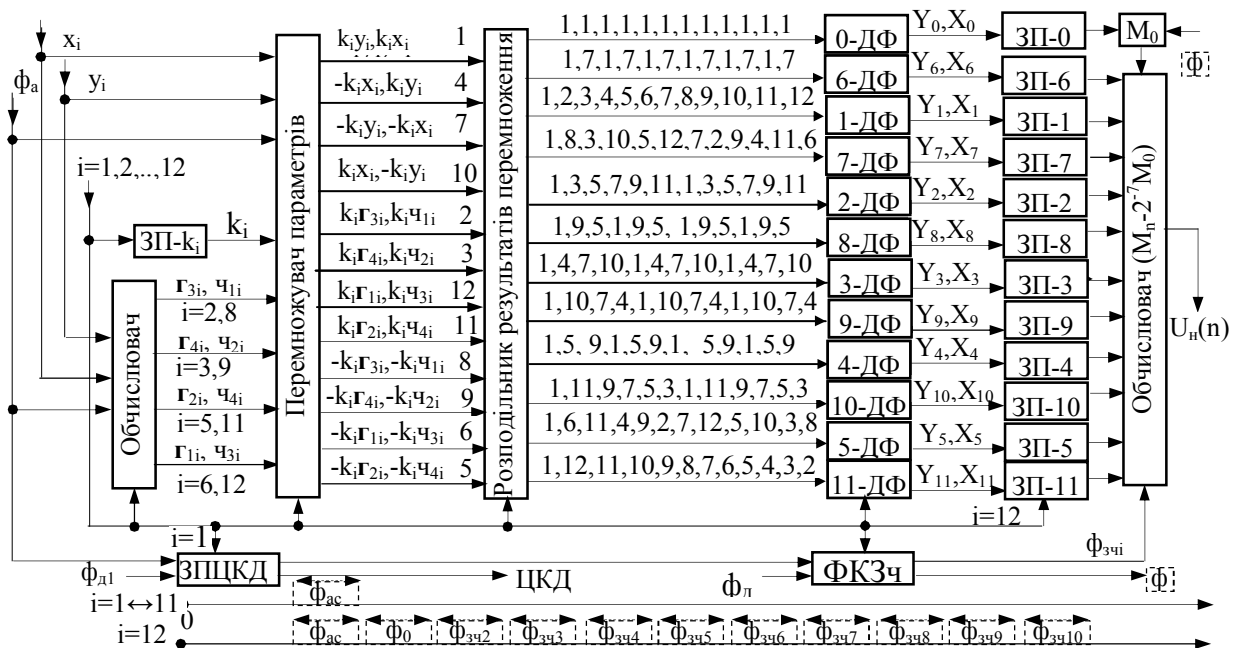


Рис. 2. Блок схема алгоритму формування імпульсів накопичення у дванадцятифільтровому КН

В останні періоди циклу $i=1, 4, 7, 10$ необхідність обчислення будь-якого параметру із (12) відсутня.

Послідовність необхідних перемножень параметрів x_i, y_i та (12) на вагові коефіцієнти k_i на протязі 12 періодів кожного циклу, що виконує ПП відображують стовпчики табл. 2.

Факт необхідного вибору параметрів (12) та перемножень (13) у кожному періоді циклу на блок схемі підкреслюється подачею на ОП-12 та ПП послідовності номерів $i=1, 2, \dots, 12$ періодів кожного циклу.

Результати перемноження параметрів x_i, y_i та (12) на вагові коефіцієнти k_i надходять на розподільник результатів перемноження (РРП) між доплерівськими фільтрами 0-ДФ, 1-ДФ, ... 11-ДФ. Перелік необхідних із (13) перемножень в i -му періоді вказує i -й стовпчик табл. 2, а послідовність розподілення результатів перемноження для кожного фільтра визначає послідовність номерів відповідного рядку таблиці.

Таким чином пристрої ОП-12, ПП та РРП у своєму складі повинні мати відповідні схеми аналізу номеру періоду, які i визначають перелік необхідних операцій, що виконуються у залежності від номеру "i" періоду.

Кожний доплерівський фільтр являє собою два суматори (для складових X_n та Y_n) і запам'ятовуючий пристрій на n_{ac} чарунок, де зберігаються проміжні результати накопичування. Необхідне число n_{ac} чарунок пам'яті у кожному фільтрі

визначається відношенням тривалостей τ_{ac} стробу автосупроводження та $\tau_{дл}$ дискретизації аналогових сигналів при їх аналого-цифровому перетворенні:

$$n_{ac} = \tau_{ac} / \tau_{дл} \quad (14)$$

Внаслідок підсумовування вхідних параметрів кожним фільтром на протязі 12 періодів, в останньому з дванадцяти періодів зондування в кожному фільтрі будуть накопичені відповідні суми складових X_n та Y_n .

Наступна обробка сигналів полягає в тимчасовому зберіганні результатів накопичення та обчисленні модульних значень вихідних сигналів фільтрів. А саме сигнали X_n, Y_n кожного n -го фільтра надходять на свої запам'ятовуючі пристрої ЗП-0, ЗП-1, ... ЗП-12. При цьому у ЗП-0 розташовано обчислювач модульного значення сигналів нульового фільтра $M_0 = \sqrt{X_0^2 + Y_0^2}$.

Аналогічне обчислення модульних значень M_n сигналів накопичення в інших фільтрах проводиться окремим обчислювачем. Крім цього у цьому обчислювачі з амплітудних значень сигналів фільтрів вираховується середній рівень накопичень пасивних завад, який складає величину мінус 53 дБ. Тому амплітудне значення $U_n(n)$ імпульсів накопичення в фільтрах $n = 2, 3, \dots, 10$ визначається так:

$$U_n(n) = M_n - 2^{-9} M_0 \quad (15)$$

Для виключення накопичувань імпульсів літаків у 1 та 11 фільтрах сумісно зі пасивними завадами доцільно відповідним чином змінювати значення

періодів зондування по результатам вимірювання швидкості літака.

З урахуванням рішення цієї задачі, обчислення (15) амплітуд імпульсів накопичення виконуються лише для решти фільтрів.

Уточнимо призначення інших функціональних елементів блок-схеми КН, представленої на рис. 2. До таких елементів відноситься пристрій запам'ятовування цифрового коду дальності (ЗПЦКД) і формувач команд зчитування (ФКЗч).

Нагадаємо, що з метою зниження вимог до швидкодії елементів КН, на вхід накопичувача подаються лише сигнали x_i , y_i , виділені стробом АС τ_{ac} [2]. Тому в елементах пам'яті КН запам'ятовуються і зберігаються дискретні результати обробки сигналів x_i , y_i , виділені стробом. Очевидно, що для збереження інформації про їх положення щодо імпульсу зондування, необхідно зафіксувати часове положення початку стробу τ_{ac} . Цю задачу вирішує ЗПЦКД в першому ($i=1$) періоді циклу шляхом підрахунку тактів $\tau_{д1}$ до приходу стробу τ_{ac} і на протязі цього стробу. Результати підрахунку тактів $\tau_{д1}$ перетворюються в ЦКД, який використовується при зчитуванні імпульсів накопичення з фільтрів.

У 12 періоді циклу спрацьовує ФКЗч, який після стробу АС, формує послідовність стробів τ_0 обчислення M_0 амплітуди сигналів нульового фільтру і стробів $\tau_{зч1}$ зчитування імпульсів накопичення з фільтрів 2, 3 ... 10.

Такий принцип зчитування імпульсів накопичення з фільтрів дозволяє виконати необхідне зчи-

тування інформації з фільтрів КН в останньому періоді кожного циклу і виконати остаточну обробку сигналів в першому періоді наступного циклу.

Висновки

У роботі запропоновані алгоритми роботи дванадцятифільтрового когерентного накопичувача ПРЛ з метою доплерівської фільтрації відзеркалень в стробі автосупроводження одного літака. Обґрунтована можливість виконання остаточної обробки сигналів поточного циклу в першому періоді наступного циклу.

Список літератури

1. Рысаков М.Д. Посадочный радиолокатор с адаптивным построением когерентного накопичувача / М.Д. Рысаков, И.В. Титов, С.А. Макаров // Системи озброєння і військова техніка. – Х.: ХУПС. – 2010. – Вип. 2(22). – С. 143-148.
2. Рысаков Н.Д. Особенности построения радиолокационного посадочного комплекса для автоматизированного управления посадкой самолета / Н.Д. Рысаков, И.В. Титов, В.В. Куценко, А.П. Кулик // Наука і техніка ПС ЗСУ. – Х.: ХУПС, 2011. – № 2(6). – С. 115-120.
3. Рысаков Н.Д. Алгоритм расчета оптимальных значений весовых коэффициентов для когерентного накопления отражений / Н.Д. Рысаков, В.В. Куценко // Радиоэлектроника. – К.: Известия ВУЗов. – 2015. – Т. 58, № 5. – С. 58-64.
4. Технічний опис системи РСР-10МН.
5. Озброєння та військова техніка РТВ. Побудова РЛС 19Жб: навч. посіб. Част. 1. / Д.А. Гриб, В.П. Голованов, В.Й. Климченко та ін. – Х.: ХУПС, 2007. – 300 с.

Надійшла до редколегії 10.02.2016

Рецензент: д-р техн. наук, проф. П.Ю. Костенко, Харківський університет Повітряних сил імені Івана Кожедуба, Харків.

ОСОБЕННОСТИ АЛГОРИТМА РАБОТЫ ДВЕНАДЦАТИФИЛЬТРОВОГО КОГЕРЕНТНОГО НАКОПИТЕЛЯ В СОСТАВЕ ПОСАДОЧНОГО РАДИОЛОКАТОРА

Н.Д. Рысаков, И.В. Титов, И.Л. Костенко, А.П. Кулик, С.Н. Рот

В работе проанализированы целесообразность и возможность усовершенствования посадочного радиолокатора системы РСР-10МН путем внедрения цифровой обработки сигналов и ввода в состав локатора канала автосопровождения отдельного самолета на заключительном этапе посадки в виде когерентного накопителя из 12 доплеровских фильтров. Предлагаются алгоритмы работы такого накопителя, которые позволяют сократить число расчетных операций и объем оперативной памяти накопителя.

Ключевые слова: посадочный радиолокатор, сложные погодные условия, канал автосопровождения, когерентный накопитель, селекция движущихся целей.

FEATURES OF ALGORITHM OF OPERATION OF TWELVE FILTER COHERENT DRIVE AS A PART OF THE LANDING RADAR

N.D. Rysakov, I.V. Titov, I.L. Kostenko, A.P. Kulik, S.N. Rot

In operation feasibility and possibility of enhancement landing to the radar of RSP-10MN system by implementation of digital signal processing and input in composition of a locator of the channel of an autotracking of the separate airplane at the final stage of fit in the form of the coherent drive from 12 doppler filters are analyzed. Algorithms of operation of such drive which allow to reduce number of estimated AND operations the volume of a random access memory of the drive are offered.

Keywords: landing radar, difficult weather terms, automatic tracking channel, coherent drive, selection of moving targets.