

УДК.621.396.61

М.Д. Рисаков, І.В. Тітов, В.В. Куценко, С.М. Рот, В.А. Дорошук

Харківський університет Повітряних Сил імені Івана Кожедуба, Харків

## ПРОПОЗИЦІЇ ЩОДО ПОБУДОВИ ТА АЛГОРИТМІВ РОБОТИ КАРТОГРАФУ МІСЦЕВИХ ПРЕДМЕТІВ У ПОСАДОЧНОМУ РАДІОЛОКАТОРІ

У роботі проаналізовані особливості використання “троянди місцевих предметів” на екрані індикатора посадочного локатора при управлінні зниженням літака в зоні посадки. Запропоновані схеми побудови та алгоритми роботи цифрового картографу місцевих предметів. Обґрунтовані можливість, доцільність і принципи виділення імпульсів літаків та яскравих наземних об’єктів (орієнтирів) зі фону місцевих предметів та сумісне відображення цих імпульсів та карти місцевих предметів на моніторі.

**Ключові слова:** посадочний радіолокатор, карта (картограф) місцевих предметів, злітно-посадочна смуга, керівник зони посадки, стабілізатор рівня помилкових тривог, критерійна обробка.

### Вступ

**Постановка завдання.** Карта місцевих предметів є фактично в кожному радіолокаторі. Це “троянда місцевих предметів”, яка відображається на екрані індикатора при роботі РЛС в амплітудному режимі. Така карта на індикаторах посадочного радіолокатора (ПРЛ) використовується керівником зони посадки (КрЗП) для визначення місцезнаходження літака відносно характерних орієнтирів місцевості зони посадки. При цьому карта місцевих предметів на індикаторі глісади служить для КрЗП додатковою інформацією для недопущення зіткнення літака з висотними наземними перешкодами.

Однак, безпосереднє відображення на екрані індикатора імпульсів амплітудного каналу приймача не дозволяє виділяти імпульси літаків на фоні віддзеркалень місцевих предметів (МП). Для придання локатору такої здібності необхідно в амплітудному каналі приймача ПРЛ забезпечити логарифмічну амплітудну характеристику та використовувати відповідну цифрову апаратуру обробки сигналів (ЦАОС). На ЦАОС амплітудного каналу приймача ПРЛ доцільно покласти рішення наступних завдань:

- виділення імпульсів літаків та яскравих об’єктів на фоні карти місцевих предметів (КМП);
- формування КМП у формі контурів місцевості з різною інтенсивністю віддзеркалень;
- забезпечення одночасного відображення на індикаторі цих імпульсів та КМП.

Для рішення цих завдань необхідно у складі ПРЛ використати особливий картограф місцевих предметів (КгМП).

**Аналіз публікацій.** Публікацій щодо можливих принципів побудови і використання цифрових картографів місцевих предметів у складі посадочних радіолокаторів автори роботи не знайшли. У навчальному посібнику [1] аналізуються принципи побудови і використання картографу місцевих предметів у оглядовій РЛС 19G6 із парціальною діаграмою

спрямованості (ДС) та доплерівською фільтрацією віддзеркалень. Тому, реалізовані принципи побудови та використання такого картографу неприйнятні для ПРЛ.

**Метою статті** є розробка складу, схеми побудови та алгоритми роботи функціональних вузлів картографу місцевих предметів.

### Виклад основного матеріалу

На рис. 1 приведена узагальнена схема побудови КгМП, що відображає склад запропонованого картографу.

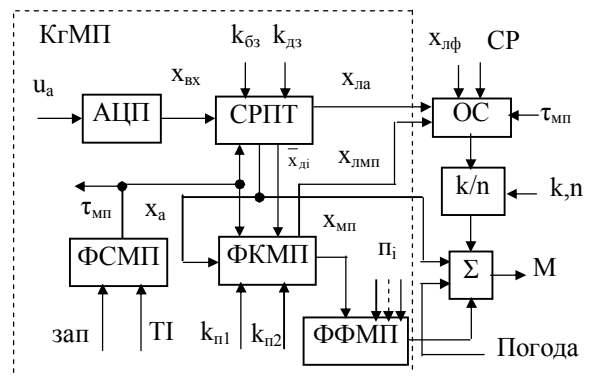


Рис. 1. Склад картографу місцевих предметів ПРЛ

Склад КгМП на схемі представлений наступними пристроями:

- аналого-цифровим перетворювачем (АЦП) імпульсів віддзеркалення  $u_a$  амплітудного каналу приймача ПРЛ з логарифмічною амплітудною характеристикою в цифровій код  $x_{vx}$ ;
- стабілізатором рівня помилкових тривог (СРПТ);
- формувачем карти МП (ФКМП);
- формувачем фону МП (ФФМП);
- формувачем стробу МП (ФСМП).

Інші пристрої схеми є спільними для кінцевої обробки сигналів літаків, що виявлені каналом



ентирів в зоні посадки. Для компенсації шумових імпульсів та коротких імпульсів несинхронних завад використовується пристрій критерійної обробки “k/n” (рис. 1).

Для отримання карти місцевих предметів необхідно з періодичністю сканування антен фіксувати рівні завад з певною дискретністю за дальністю та кутом у кожній площині сканування (максимально допустима дискретність визначається розрізнявальними здатностями за дальністю та азимутом). Крім того, на протязі відповідного числа періодів сканування необхідно виконувати усереднення поточних вимірів карти (рівнів завад).

Реальну карту МП спотворюють різноманітні випадкові чинники, наприклад, шуми, різного роду завади і, навіть, імпульси літаків, що приймаються по бічним пелюсткам антени. Крім того, сама карта хоч і повільно, але змінюється під впливом погодних умов. Тому для підвищення точності вимірів карти МП необхідно виконати згладжування результатів кількох незалежних вимірювань, як це робилось в СРПТ для отримання середнього рівня завад за дальністю. Але використання методу “ковзного вікна” по куту, при визначенні карти МП неприпустимо через надто тривалий необхідний час затримки сигналів.

Тому при визначенні КМП доцільно використовувати результати згладжування (усереднення) по дальності, що виконані в СРПТ-1, а для усереднення поточних вимірів карти по кутам (в площинах курсу та глісади) пропонується реалізувати алгоритм експоненційного згладжування за декілька періодів сканування, при якому фактично відсутня затримка результатів оцінювання відносно поточних вимірів, а вимоги до об’єму пам’яті є мінімальними.

При цьому дискретність КМП за кутом  $\Delta\beta$ ,  $\Delta\epsilon$  у площинах сканування антен можна вибрати рівними розрізняльним здатностям локатору, тобто у нашому випадку

$$\Delta\beta = \Delta\epsilon \approx \delta\beta = \delta\epsilon \approx 0,7^\circ. \quad (5)$$

Дискретність КМП за дальністю  $\Delta D$  (за часом  $\Delta t_d$ ) пропонується вибрати рівним часу затримки імпульсів відзеркалень в пристрої СРПТ (4):

$$\Delta t_d = 9\Delta t, \quad \Delta D = \frac{C\Delta t_d}{2}. \quad (6)$$

Очевидно, що ФКМП у складі ПРЛ повинен бути двоканальним, тобто мати канал курсу та канал глісади. Другою особливістю алгоритму роботи КМП ПРЛ є те, що області дискретизації ( $\Delta\beta \times \Delta D$  і  $\Delta\epsilon \times \Delta D$ ) по кутам за час одного сканування опромінюються два рази у протилежних напрямках. На рис. 3 а ілюструється принцип такого опромінювання робочих секторів сканування по курсу

$\Delta\beta_{pc} = \beta_n - \beta_k$  та по глісаді  $\Delta\epsilon_{pc} = \epsilon_n - \epsilon_k$ . За одне сканування антени курсу та глісади по два рази опромінюють робочі сектори по курсу та по глісади за правилом:  $\beta \rightarrow, \epsilon \downarrow, \beta \leftarrow, \epsilon \uparrow$ . При цьому при першому опромінюванні робочі кутові положення антен змінюється від  $\beta_n$  до  $\beta_k$  та від  $\epsilon_n$  до  $\epsilon_k$ , а при другому – навпаки від  $\beta_k$  до  $\beta_n$  та від  $\epsilon_k$  до  $\epsilon_n$ . Тому таку зміну кутів  $\beta_n \leftrightarrow \beta_k$  та  $\epsilon_n \leftrightarrow \epsilon_k$  при опромінюванні робочих секторів  $\Delta\beta_{pc} = 30^\circ$  та  $\Delta\epsilon_{pc} = 9^\circ$  необхідно урахувати при формуванні в ПРЛ карти МП по курсу та глісади.

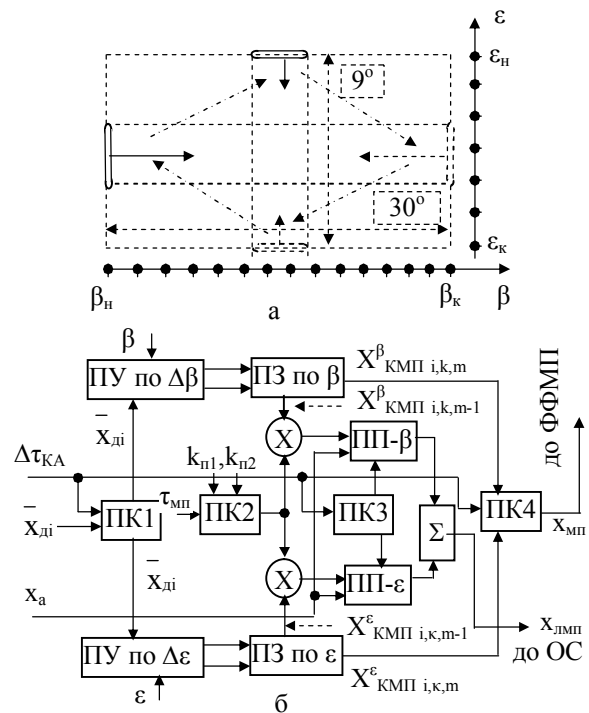


Рис. 3. Формувач карти МП:  
а – ілюстрації щодо його роботи;  
б – структурна схема

При формуванні карти МП використовуються амплітудні та просторові розбіжності між сигналами літаків і пасивних завад типу МП. Дійсно, при незмінному режимі роботи ПРЛ енергетичний рельєф завад типу МП (“тройнда місцевих предметів”) тривалий час залишається постійним і може лише незначною мірою змінюватися зі зміною метеоумов. Просторове положення відзеркалень від літаків, навпаки, змінюється з кожним періодом оновлення. При цьому використання у амплітудному каналі приймача логарифмічного амплітудного детектора, дозволяє виявляти на виході амплітуди сигналів літаків, які перевищують середній рівень суміші шумів та пасивних завад. Така можливість зберігається і для “яскравих” місцевих предметів (орієнтирів) та кутових відбивачів, що встановлюються на аеродромі.

Тому для виявлення просторових розбіжностей між сигналами літаків і пасивних завад пропонується виконувати згладжування віддзеркалень на протязі 4 періодів  $T_{ск}$  сканування, тобто на протязі 8 періодів  $T_{он}$  оновлення інформації.

Таким чином, шляхом оптимального підбору значення порогу обмеження в ФКМП вдається сформувати карту МП  $x_{МП}$  та виділити імпульси  $x_{ЛМП}$  літаків та орієнтирів на фоні МП.

Узагальнена структура побудови двоканального ФКМП з експоненційним згладжуванням результатів усереднення приведена на рис. 3, б. Основу кожного каналу ФКМП становлять пристрої усереднення (ПУ) сигналів  $\bar{x}_{ді}$  по дискретам кутів  $\Delta\theta$  (ПУ по  $\Delta\beta$  та ПУ по  $\Delta\epsilon$ ), згладжування по кутам (ПЗ по  $\beta$ , ПЗ по  $\epsilon$ ), помножувачі  $\otimes$  і порогові пристрої ПП- $\beta$  та ПП- $\epsilon$  для виділення імпульсів  $x_{ЛМП}$  літаків та орієнтирів на фоні МП.

Спільними для двох каналів формувача КМП є пристрої комутації ПК1-ПК4 та суматор  $\Sigma$ . Пристрої ПК1, ПК3, ПК4 забезпечують комутацію відповідних пристроїв двох каналів (курсу і глісади) ФКМП по сигналу “ $\Delta\tau_{КА}$ ” комутатора антен. Пристрої же ПК2 змінює пороговий коефіцієнт  $k_{КМП}$  для пристроїв ПП- $\beta$  та ПП- $\epsilon$  за принципом  $k_{КМП} = k_{п1}$  в стробі  $\tau_{мп}$  місцевих предметів, та  $k_{КМП} = k_{п2} > k_{п1}$  за межами строби.

Розглянемо принцип побудови одного каналу ФКМП по схемі на рис. 4. До пристроїв усереднення по дискретам кутів ПУ по  $\Delta\theta$  (по  $\Delta\beta$  та по  $\Delta\epsilon$ ) зі схеми (рис. 4) відносяться такі:

- формувача кутових дискретів ФС  $\Delta\theta$ ;
- запам’ятовуючого пристрою ЗП на  $T_{п}$ ;
- суматору  $\Sigma$ ;
- двох схем збігу &1, &2;
- лічильника періодів повторення ЛТ $_{п}$ ;
- помножувача  $\otimes$  та формувача коефіцієнту усереднення  $1/N_{п}$ .

Пристрої усереднення забезпечують усереднення фону завад в кутових дискретах  $\Delta\theta$  ( $\Delta\beta$ ,  $\Delta\epsilon$ ), а пристрої згладжування виконують функцію фільтра згладжування фону на протязі 8 періодів оновлення. Кожний пристрій згладжування складається із суматорів  $\Sigma$ , запам’ятовуючих пристроїв ЗП на  $T_{он}$  та двох помножувачів  $\otimes$ . Уточнимо пропозиції щодо алгоритмів роботи цих пристроїв.

Формувачі кутових дискретів ФС  $\Delta\theta$  виконують ділення робочих секторів  $\Delta\beta_{рс} = 30^\circ$  та  $\Delta\epsilon_{рс} = 9^\circ$  на послідовність дискретів  $\Delta\theta$  (5), протягом яких проходить усереднення сигналу  $\bar{x}_{ді}$  СРПТ. Для цього в каналах пам’яті формувача зберігаються початкові  $\theta_{н}$  ( $\beta_{н} = -15^\circ$ ,  $\epsilon_{н} = +8^\circ$ ) та кінцеві  $\theta_{к}$  ( $\beta_{к} = +15^\circ$ ,  $\epsilon_{к} = -1^\circ$ ) значення кутів робочих секторів.

Якщо прийняти значення кутового дискрету  $\Delta\theta = 0,75^\circ$ , то для робочих секторів курсу та глісади число  $N_{д\beta}$  та  $N_{д\epsilon}$  кутових дискретів  $\Delta\theta$  буде мати значення:

$$N_{д\beta} = \frac{30}{0,75} = 40; \quad N_{д\epsilon} = \frac{9}{0,75} = 12. \quad (7)$$

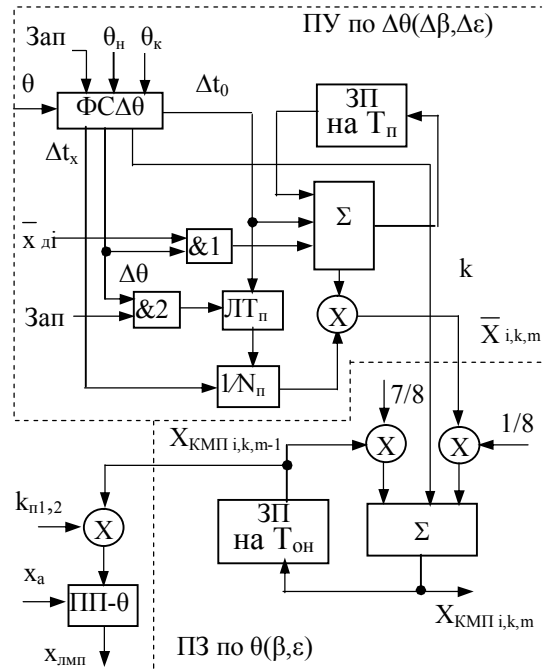


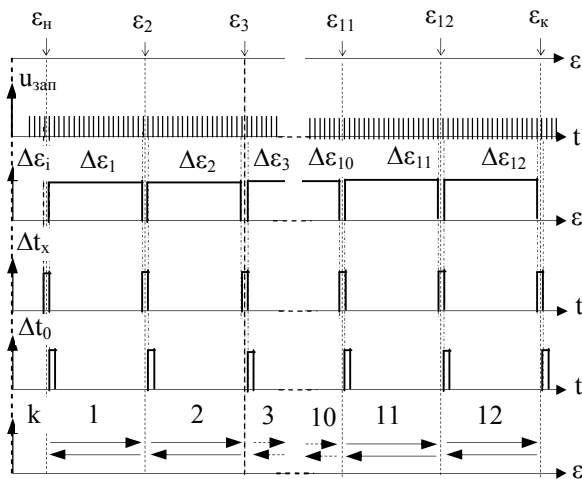
Рис. 4. Структурна схема одного каналу ФКМП

Для згладжування фону МП на протязі 8 періодів оновлення  $T_{он}$  у кожному кутовому дискреті для пристрою згладжування необхідно вказати номер дискрету  $k\Delta\theta$ , для якого відводяться окремі канали пам’яті цього пристрою.

Формування номерів  $k\Delta\theta$  є другою задачею ФС  $\Delta\theta$ . Крім цього, ФС  $\Delta\theta$  формує строби часу  $\Delta t_x = T_{п}$  визначення середнього фону завад кожного кутового дискрету та строби  $\Delta t_0 = T_{п}$  обнуління значення фону поточного дискрету  $\Delta\theta$  для його формування у наступному дискреті. Пропозиції щодо принципів формування дискретів кутів  $\Delta\epsilon$  та стробів часу  $\Delta t_x$ ,  $\Delta t_0$  часу і цифрового коду номеру  $k$  дискрету  $\Delta\epsilon$  для робочого сектора глісади ілюструються на рис. 5.

Звернемо увагу на деякі особливості роботи запропонованого формувача ФС  $\Delta\epsilon$ , яких не видно з ілюстрацій.

По-перше, поточне кутове положення антени  $\epsilon$  (або  $\beta$ ) формується цифровим датчиком і тому передається у формі цифрового коду дискретно  $\Delta\epsilon_{д}$ . При цьому кутовий зсув  $\Delta\epsilon_{Тп}$  антени за один період зондування  $T_{п}$  по відношенню до дискрету  $\Delta\epsilon_{д}$  датчика кута складає незначну величину.

Рис. 5. Ілюстрації принципу роботи ФС  $\Delta\varepsilon$ 

Дійсно, при  $\Delta\varepsilon_d = 3'$ ,  $T_n = 0,27 \cdot 10^{-3}$  с і швидкості сканування антени  $V_{гп} = 15$  град/с отримаємо:

$$\Delta\varepsilon_{Tn} \approx 0,24'.$$

Умова  $\Delta\varepsilon_{Tn} < \Delta\varepsilon_d \ll \Delta\varepsilon_i = 0,75^\circ$  означає, що впродовж одного дискрету  $\Delta\varepsilon_d$  цифрового датчика кута формувач дискретів  $\Delta\varepsilon$  встигає прийняти декілька імпульсів запуску, які використовуються для формування стробів  $\Delta t_x$ ,  $\Delta t_0$ , а сформовані кутові дискрети  $\Delta\varepsilon_i$ ,  $i = 1, 2, \dots, 12$  (рис. 5) матимуть значення  $\Delta\varepsilon_i \approx 44,8'$  близьке до  $45'$ . Така незначна відмінність дискрету  $\Delta\varepsilon_i$  від значення (5) дозволяє використовувати імпульси запуску для формування стробів  $\Delta t_x$ ,  $\Delta t_0$ .

По-друге, при визначенні номерів  $k$  стробів  $\Delta\varepsilon_i$  (або  $\Delta\beta_i$ ) при скануванні секторів в протилежних напрямках необхідно забезпечити протилежну послідовність проходження номерів цих стробів. Послідовність проходження номерів  $k$  необхідно формувати таким чином, щоб при зміні кутового положення антени від  $\varepsilon_n$  до  $\varepsilon_k$ , послідовність була – 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9, 10, 11, 12, а при зміні кутового положення від  $\varepsilon_k$  до  $\varepsilon_n$  – 12, 11, 10, 9, 8, 7, 6, 5, 4, 3, 2, 1. Для забезпечення таких послідовностей, в елементах пам'яті ФС $\Delta\varepsilon$  (ФС $\Delta\beta$ ) зберігаються значення початкових  $\varepsilon_n$  ( $\beta_n$ ) і кінцевих  $\varepsilon_k$  ( $\beta_k$ ) значень кутів сектора  $\Delta\varepsilon_{рс}$ . При цьому в першому випадку початок і номер 1 першого дискрету формується при збігу поточного значення кута  $\varepsilon$  ( $\beta$ ) зі значеннями початкових  $\varepsilon_n$  ( $\beta_n$ ) кутів, а в другому випадку, початок і номер 1 першого дискрету формується при збігу поточного значення кута  $\varepsilon$  ( $\beta$ ) з кінцевими  $\varepsilon_k$  ( $\beta_k$ ) значеннями (рис. 4) секторів сканування. Тобто значення кутів  $\varepsilon_k$  ( $\beta_k$ ) та  $\varepsilon_n$  ( $\beta_n$ ) є першими (в двох випадках) кутами порівнян-

ня з поточними кутами відповідної антени для формування першого дискрету усереднення та визначення номеру  $k=1$  чарунки пам'яті пристрою згладжування.

Для зберігання наступних значень кутів порівняння  $\varepsilon_i$  ( $\beta_i$ ) розраховуються і послідовно заносяться в чарунки пам'яті формувачів ФС $\Delta\theta$  послідовність значень кутів порівняння по алгоритму:

$$\begin{aligned} i = 1, 2, 3, \dots, 12; & \quad i = 1, 2, 3, \dots, 40; \\ \varepsilon_i = \varepsilon_n + (i-1) \Delta\varepsilon; & \quad \beta_i = \beta_n + (i-1) \Delta\beta. \end{aligned} \quad (8)$$

При цьому для двох сторін сканування антен, номера чарунок пам'яті пристрою згладжування рахуються за принципом:

$$\begin{aligned} 1) k = i = 1, 2, 3, \dots, 12; & \quad 2) k = i = 1, 2, 3, \dots, 40; \\ 1) i = 1, 2, 3, \dots, 12; & \quad 2) i = 1, 2, 3, \dots, 40; \\ k = 13 - i; & \quad k = 41 - i. \end{aligned} \quad (9)$$

Решта елементів пристрою ПУ по  $\Delta\theta(\Delta\beta, \Delta\varepsilon)$  (рис. 4) забезпечує отримання в кожному періоді оновлення усередненого фону МП в кожній площі дискретизації ( $\Delta D_i \times \Delta\theta_k$ ). Для цього використовується середній фон МП  $\bar{x}_{ді}$   $i$ -го дискрету дальності  $\Delta D$  (5), отриманий в стабілізаторі СРПТ (рис. 2). Тому пристрої ПУ по  $\Delta\beta$  і ПУ по  $\Delta\varepsilon$  здійснюють усереднювання фону МП  $\bar{x}_{ді}$  у поточному  $k$ -му ( $k$ -му для  $\varepsilon$ ) кутовому дискреті поточного  $m$ -го періоду оновлення інформації.

Алгоритм такого усереднення фону МП можна представити в такому вигляді:

$$\begin{aligned} X_{i,k} &= \sum_{j=1}^{N_n} \bar{X}_{ді}; \\ \bar{X}_{i,k} &= X_{i,k} \cdot \frac{1}{N_n}, \end{aligned} \quad (10)$$

де  $N_n$  – число періодів повторення, які нараховані лічильником ЛТ $_n$  на протязі  $k$ -го дискрету кута (курса або глісади).

Першу операцію алгоритму (10) виконують суматор  $\Sigma$  та багатоканальний по дальності запам'ятовуючий пристрій ЗП на  $T_n$  і схема збігу &1, яка на протязі поточного кутового дискрету  $\Delta\theta$  пропускає до суматора  $\Sigma$  середній фон МП  $\bar{x}_{ді}$   $i$ -го дискрету дальності  $\Delta D$ . Схема збігу &2 на протязі поточного дискрету  $\Delta\theta$  пропускає на лічильник ЛТ $_n$  імпульси запуску.

Знаходженням дискретного імпульсу  $\Delta t_x$  (рис. 5) число  $N_n$  імпульсів лічильника перетворюється пристроєм “ $1/N_n$ ” у коефіцієнт усереднення  $1/N_n$  результатів підсумування суматором  $\Sigma$ . Другу операцію алгоритму (10) безпосередньо виконує помножувач  $\otimes$ , на виході якого отримується фон усереднення МП  $\bar{X}_{i,k,m}$  ( $\bar{X}_{i,k,m}$ )  $i$ -го дискрету даль-

ності  $\Delta D$ ,  $k$ -го ( $k$ -го) дискрету кута  $\Delta\beta$  ( $\Delta\epsilon$ ) та  $m$ -го періоду оновлення інформації. Після цього, з нахождением дискретного імпульсу  $\Delta t_0$ , лічильник  $ЛТ_n$  та суматор  $\Sigma$  обнуляється, тобто підготовлюються для забезпечення виконання алгоритму (10) у наступному кутовому дискреті.

З виходів пристроїв ПУ по  $\Delta\beta$  та ПУ по  $\Delta\epsilon$  провіджені за курсом та глісадою процеси  $\bar{X}_{i,k,m}$  та  $\bar{X}_{i,k,m}$  надходять на пристрій згладжування ПЗ по  $\theta$  ( $\beta$ ,  $\epsilon$ ) (рис. 4).

Кожний пристрій виконує функцію згладжувального фільтра оцінок карти МП на протязі одного періоду оновлення.

Основу пристрою становить запам'ятовуючий пристрій ЗП, який має стільки чарунок, скільки горизонтальний перетин зони виявлення ПРЛ містить елементів розрізнення (елементарних площадок  $\Delta S_\beta = \Delta D \times \Delta\beta$  та  $\Delta S_\epsilon = \Delta D \times \Delta\epsilon$ ).

В кожному інтервалі часу  $\Delta t_{\beta} = \Delta t_{\epsilon} = 0,6$  с опромінювання робочих секторів антенами курсу  $\beta$  та глісади  $\epsilon$ , інформація в чарунках поновлюється за такими алгоритмами:

$$\begin{aligned} X_{КМП_{i,k,m}}^\beta &= \frac{1}{8} \bar{X}_{i,k,m}^\beta + \frac{7}{8} X_{КМП_{i,k,m-1}}^\beta; \\ X_{КМП_{i,k,m}}^\epsilon &= \frac{1}{8} \bar{X}_{i,k,m}^\epsilon + \frac{7}{8} X_{КМП_{i,k,m-1}}^\epsilon, \end{aligned} \quad (11)$$

де  $X_{КМП_{i,k,m}}^\beta$  ( $X_{КМП_{i,k,m}}^\epsilon$ ) – згладжене значення рівня МП в  $i \times k$  ( $i \times k$ ) елементі розрізнення при поточному  $m$  опромінюванні робочого сектору антенами;

$\bar{X}_{i,k,m}^\beta$  ( $\bar{X}_{i,k,m}^\epsilon$ ) – поточний вимір рівня МП в  $i \times k$  ( $i \times k$ ) елементі розрізнення;

$X_{КМП_{i,k,m-1}}^\beta$  ( $X_{КМП_{i,k,m-1}}^\epsilon$ ) – згладжене значення рівня МП в  $i \times k$  ( $i \times k$ ) елементі розрізнення за попереднім  $m-1$  опромінювання робочого сектору.

Тобто, згладжене значення рівня МП в кожній точці зони виявлення визначається як зважена сума поточного виміру та згладженого значення за попередній вимір.

Операцію (11) у кожному пристрою згладжування виконують суматор  $\Sigma$  та два вагові помножувачі. Вибір вагових коефіцієнтів ( $1/8$  і  $7/8$ ) в згладжувальних фільтрах такого типу визначає тривалість часу усереднення. За прийнятих в алгоритмі (11) вагових коефіцієнтів час усереднення становить 8 періодів опромінювання робочих секторів зони посадки. Тривалість перехідного процесу також визначається цим часом. Звідси впливає важливий практичний висновок про те, що із вмиканням пристрою ФКМП усталений режим його роботи настане лише через 4 періоди (4,8 с) сканування антен. Принцип роботи одного каналу ФКМП ілюструється на рис. 6.

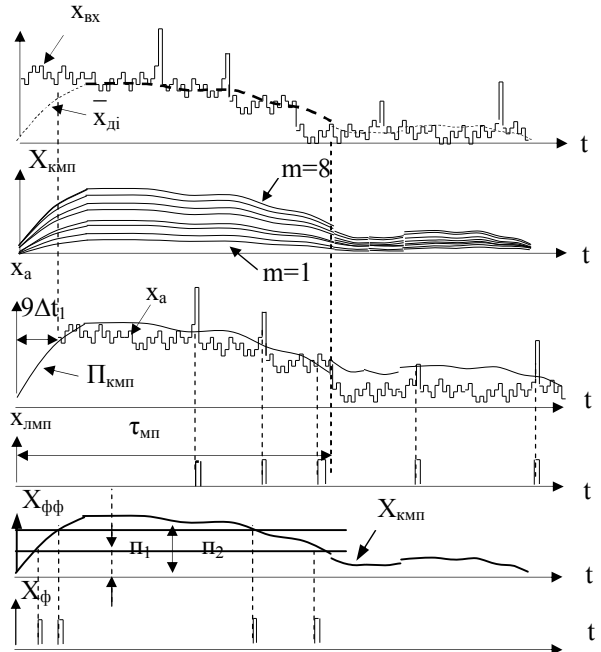


Рис. 6. Принцип роботи одного каналу ФКМП

Верхня діаграма рис. 6 ілюструє вигляд сигналу на вході стабілізатора СРПТ та принцип усереднення рівня цього сигналу стабілізатором (рис. 2). Друга діаграма  $X_{КМП}$  відображує послідовність настрійки ФКМП (після вмикання локатору) на протязі 8 періодів оновлення і отримання на 8-му періоді карти МП.

Згладжене в попередньому  $(m-1)$  періоді опромінювання робочого сектору значення віддзеркалень МП  $X_{КМП_{i,k,m-1}}$  ( $X_{КМП_{i,k,m-1}}$ ) отримала назву карти МП  $X_{КМП}$ .

Такі карти секторів курсу і глісади по чергово знімаються з виходів суматорів  $\Sigma$  кожного пристрою згладжування (рис. 4) і через пристрій комутації ПК-4 (рис. 3) надходить до ФФМП (рис. 1).

Формувач ФФМП перетворює карту МП  $X_{КМП}$  на фон пасивних завад для відображення на моніторі у вигляді контурів площадок МП з різним середнім рівнем віддзеркалень. Останніми двома діаграмами  $X_{фф}$  та  $X_{ф}$  на рис. 6 ілюструється можливий варіант формування фону у вигляді контурів двох рівнів  $p_1$ ,  $p_2$  середніх значень віддзеркалень МП для відображення на моніторі.

Послідовність зчитування значення  $X_{КМП}$  двох пристроїв згладжування визначає ПК-4, на вхід управління якого надходить сигнал управління комутатора антен у вигляді меандрового сигналу двох рівнів “+1” та “-1”. Період комутації  $\Delta t_{КА} = 0,6$  с двох рівнів сигналу є періодом  $T_0$  оновлення інформації. Аналогічну комутацію двох вхідних процесів – середнього фону МП  $\bar{x}_{ди}$   $i$ -го дискрета дальності  $\Delta D$  та цифрового сигналу  $x_a$  амплітудного каналу приймача виконують пристрої комутації ПК1 та ПК3 (рис. 3).

Одночасно згладжене в попередньому ( $m-1$ ) періоді опромінювання робочого сектору значення карти МП  $X_{\text{кмп},i,k,m-1}$  ( $X_{\text{кмп},i,k,m-1}$ ) і помножене на пороговий коефіцієнт  $k_{\text{кмп}}$ , визначає величину порога  $\Pi_{\text{кмп}}$  в  $i \times k$  ( $i \times k$ ) елементі розрізнення (рис. 6) для виявлення сигналів в поточному періоді опромінювання. Оскільки інтенсивні віддзеркалення від МП заважають виділенню імпульсів літаків в обмеженій по дальності зоні (в ближній зоні), то розмір такої зони можна задати часовим стробом  $\tau_{\text{мп}}$ . Тому величину порогового коефіцієнта  $k_{\text{кмп}}$  в стробі МП  $\tau_{\text{мп}}$  і за його межами доцільно вибирати різну.

Можна запропонувати, як і в СРПТ (рис. 2), значення  $k_{\text{кмп}}$  в стробі вибирати в межах

$$k_{\text{кмп}} = k_{\text{п1}} = 1, 2 \dots 1, 5,$$

а після стробу –

$$k_{\text{кмп}} = k_{\text{п2}} = 2 \dots 4.$$

Якщо сигнали  $x_a$  перевищують поріг

$$\Pi_{\text{кмп}} = X_{\text{кмп}} \cdot k_{\text{кмп}},$$

то пороговий пристрій ПП-β або ПП-ε в  $i$ -му дискреті дальності буде формувати бінарний сигнал  $X_{\text{лмп}}$ , який (рис. 1) подається на об'єднувач сигналів ОС.

Збільшення в дальній зоні значення порогового коефіцієнта дозволить скороти на виході пристроїв ПП-β, ПП-ε число шумових імпульсів, яке на вході зростає зі збільшенням дальності до літака. Діаграмами  $x_a$  та  $x_{\text{лмп}}$  на рис. 6 ілюструється принцип виділення імпульсів, що перевищили поріг  $\Pi_{\text{кмп}}$ .

Карта МП, що знімається з виходу ПК4 (рис. 3), надходить до ФФМП, де перетворюється у фон МП ( $X_{\text{ф}}$  на рис. 6).

Обмежимося уточненням призначення решти пристроїв ПРЛ (рис. 1). Залежно від сигналу обраного режиму роботи ПРЛ [2, 3] (ПАС, СРЦ або ПАС+СРЦ), об'єднувач сигналів (ОС) повинен на пристрій критерійної обробки "k/n" пропускати вихідні цифрові сигнали амплітудного (КГМП)  $X_{\text{ла}}, X_{\text{лмп}}$  або фазового  $x_{\text{лф}}$  каналів апаратури цифрової обробки. Пристрій "k/n" виконує типову для радіолокації обробку сигналів з метою придушення несинхронних імпульсних завад та шумових викидів. Суматор  $\Sigma$  забезпечує підсумовування імпульсів літаків та імпульсів контуру фону МП для сумісного відображення на моніторі (М). Для оцінки погодних умов (в режимі Погода) доцільно на монітор через  $\Sigma$  пропускати імпульси  $x_a$ , що знімаються зі СРПТ із затримкою (4).

## Висновки

В роботі обґрунтовані доцільність і можливість виділення імпульсів літаків та яскравих наземних об'єктів (орієнтирів) із фону місцевих предметів та сумісне відображення цих імпульсів та контуру фону місцевих предметів на моніторі.

## Список літератури

1. Гриб Д.А. *Озброєння та військова техніка РТВ. Частина 2. Побудова РЛС 19Ж6: навч. посіб.* / Д.А. Гриб, В.П. Голованов, В.Й. Климченко. – Х.: ХУПС, 2008. – 300 с.
2. *Технічний опис РСР-10МН.*

Надійшла до редколегії 8.04.2015

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

## ПРЕДЛОЖЕНИЯ ПО ПОСТРОЕНИЮ И АЛГОРИТМАМ РАБОТЫ КАРТОГРАФА МЕСТНЫХ ПРЕДМЕТОВ В ПОСАДОЧНОМ РАДИОЛОКАТОРЕ

Н.Д. Рысаков, И.В. Титов, В.В. Куценко, С.Н. Рот, В.А. Дорошук

*В работе проанализированы особенности использования "розы местных предметов" на экране индикатора посадочного лоатора при управлении снижением самолета в зоне посадки. Предложены схемы построения и алгоритмы работы устройств цифрового картографа местных предметов. Обоснованы возможность, целесообразность и принципы выделения импульсов самолетов и ярких наземных объектов (ориентиров) из фона местных предметов и совместимое отображение этих импульсов и карты местных предметов на мониторе.*

**Ключевые слова:** посадочный радиолокатор, карта (картограф) местных предметов, взлетно-посадочная полоса, руководитель зоны посадки, стабилизатор уровня ложных тревог, критерийная обработка.

## PROPOSALS FOR CONSTRUCTION AND ALGORITHM OF WORK CARTOGRAPHER OF LOCAL OBJECTS IN PLANTING LOCATOR

N.D. Rysakov, I.V. Titov, V.V. Kucenko, S.N. Rot, V.A. Doroshuk

*This paper analyzes the features of the use of "roses local objects" on the display screen when planting locator reduction control of the aircraft in the landing zone. A scheme of the algorithms and devices of digital cartography local objects. Justification may be appropriate, and the principles of separation of pulses planes and bright ground objects (targets) from a background of local subjects and compatible mapping of these pulses and maps of local objects on the monitor.*

**Keywords:** landing radar, map (cartography) local objects, runway, head of the landing area, the stabilizer level of false alarms.