

Розвиток радіотехнічного забезпечення, АСУ та зв'язку Повітряних Сил

УДК.621.396.61

М.Д. Рисаков, І.В. Тітов, О.В. Симоненко, С.М. Рот, Д.М. Воронов

Харківський національний університет Повітряних Сил імені Івана Кожедуба, Харків

ПРИНЦИПИ ПОБУДОВИ КАНАЛУ АВТОСУПРОВОДЖЕННЯ ЛІТАКА У СКЛАДІ ПОСАДКОВОГО РАДІОЛОКАТОРУ

У роботі пропонуються принципи удосконалення приймача посадкового локатору радіолокаційної системи посадки РСР-10МН з метою впровадження апаратури цифрової обробки та відображення координатної інформації. Наведені принципи побудови каналу автосупроводження окремого літака на заключному етапі посадки з доплерівською фільтрацією віддзеркалень когерентним накопичувачем і сумісної синхронізації каналів автосупроводження та черезперіодної компенсації у складі удосконаленого посадкового радіолокатору.

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

Вступ

Постановка проблеми. Посадкові радіолокатори (ПРЛ) радіолокаційних систем посадки (РСР) старого парку забезпечують контроль і управління посадкою літаків лише до висоти зниження ≥ 120 м, що відповідає віддаленню літака від розрахункової точки посадки (РТП) приблизно 2,6 км. Це пов'язано з недостатньою точністю локатору. Для гарантованого управління посадкою літаків в складних метеоумовах (СМУ) необхідно підвищити точність вимірювання їх координат та захищеність локатору від дії пасивних завад (ПЗ) і шумових завад (ШЗ) шляхом впровадження апаратури цифрової обробки сигналів (АЦОС) приймача та переведення приймача на сучасну елементну базу.

Аналіз публікацій. У роботі [1] запропоновано і обґрунтовано склад радіолокаційного посадкового комплексу (РЛПК) для автоматизованої посадки літаків в СМУ, а у статті [2] запропоновано алгоритм розрахунку і наведені значення оптимальних вагових коефіцієнтів когерентного накопичення (КН). У роботі [3] обґрунтовані вимоги до посадкового радіолокатору щодо точності вимірювання координат, а в роботі [4] запропоновані напрямки удосконалення ПРЛ для забезпечення посадки літаків в СМУ. У роботі [5] запропоновані алгоритми доплерівської фільтрації віддзеркалень літака когерентним накопичувачем з 12 фільтрів, а в [6] – особливості алгоритму синхронізації апаратури удосконаленого локатору.

Мета статті. Запропонувати принципи побудови каналу автосупроводження літака, у якому когерентним накопичувачем виконується оптимальна доплерівська фільтрація віддзеркалень.

Виклад основного матеріалу

На рис. 1 пропонується структурна схема удосконаленого приймача та каналу автосупроводження

ня (КАС) одного літака на завершальному етапі посадки. Завдання доплерівської фільтрації віддзеркалень в КАС вирішується КН, особливості алгоритму роботи якого викладені в роботі [5]. До особливостей такого КН відноситься його стробування за часом та дискретна зміна періодів повторення імпульсів запуску з метою недопущення накопичення імпульсів літаків у нульовому та сусідніх з ним фільтрів. Запропонуємо склад і принципи побудови такого каналу та його зв'язок з іншими пристроями АЦОС та приймача (ПРМ) по схемі на рис. 1.

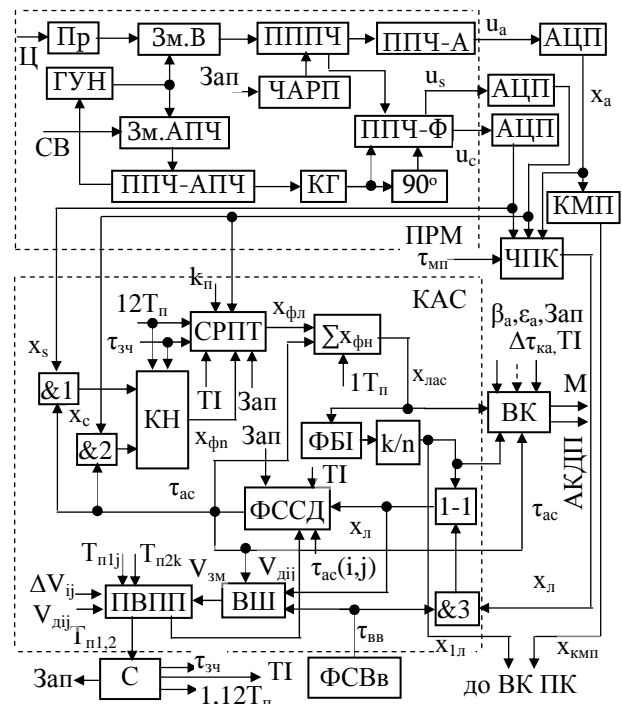


Рис. 1. Структурна схема каналу АС літака

Удосконаленій приймач (ПРМ) на схемі представлений типовими елементами ПРЛ [7]: преселектором (Пр), змішувачами сигналів віддзеркалень (Зм. В) та каналу автоматичного підстроювання частоти (Зм. АПЧ), попереднім підсилювачем проміжної частоти (ПППЧ), каналом часового автоматичного регулювання підсилення (ЧАРП), підсилювачем проміжної частоти амплітудного каналу (ППЧ-А) та підсилювачем проміжної частоти фазового каналу (ППЧ-Ф) приймача і підсилювачем проміжної частоти каналу АПЧ (ППЧ-АПЧ), гетеродином та когерентним гетеродином (КГ). На вхід ПРМ (Пр) надходять сигнали віддзеркалень від антенного перемикача (АП), а на Зм. АПЧ – мала частина потужності сигналу передавача від спрямованого відгалужувача (СВ).

У якості гетеродина ПРМ пропонується використати генератор, що управляється напругою (ГУН) підсилювача ППЧ-АПЧ. В амплітудному каналі ПРМ доцільно використати ППЧ із логарифмічною амплітудною характеристикою (ППЧ-Л), а для отримання на виході ППЧ-Ф квадратурних сигналів u_s, u_c використовуються два фазових детектора та фазообертач коливачів КГ на $90^\circ - "90^\circ"$.

Вихідні сигнали амплітудного u_a та фазового u_s, u_c каналів ПРМ перетворюються аналого-цифровими перетворювачами (АЦП) в цифрові сигнали x_a, x_s, x_c і надходять до АЦОС: сигнал x_a обробляється картографом місцевих предметів (КМП), а сигнали x_s, x_c – двома каналами селекції рухомих цілей (СРЦ): каналом черезперіодної компенсації (ЧПК) та АС (КАС). З виходу КМП сигнал у вигляді контурів МП на декількох рівнях $x_{кмп}$ надходить до вимірювача координат первинного каналу (ВК ПК) з подальшим відображенням на індикаторах. Перейдемо безпосередньо до розгляду пропозицій щодо принципів побудов КАС.

За призначенням пристрої КАС можна розділити на три підканали:

1) підканал доплерівської фільтрації і обробки імпульсів літака;

2) підканал формування стробу автосупроводження по дальності;

3) підканал формування послідовності циклів по 12 двох періодів повторення $12 T_{п1j}, 12 T_{п2k}$ для виключення накопичень в доплерівських фільтрах імпульсів літака разом з пасивними завадами.

Перший підканал на схемі представлений схемами збігу &1, &2; накопичувачем КН; стабілізатором рівня помилкових тривог (СРПТ); суматором $\Sigma x_{\phi n}$ імпульсів зчитування $x_{\phi i}$ із доплерівських фільтрів КН та виділених стабілізатором СРПТ $x_{\phi l}$; формувачем бінарних імпульсів (ФБІ) та пристроєм критерійної обробки "к/п". Для обробки цим

підканалом імпульсів лише одного літака другий підканал формує часовий строб τ_{ac} , який забезпечує проходження через схеми &1, &2 на КН лише імпульсів в цьому стробі фазового каналу приймача x_s, x_c . Цей підканал представлений на схемі формувачем стробу супроводження по дальності (ФССД), логічним суматором 1-1 і схемою збігу &3. Третій підканал представлений вимірником швидкості (ВШ) і пристроєм вибору періоду повторення (ПВПП). Уточнимо принципи роботи цих підканалів.

До включення КАС синхронізатор (С) локатору формує послідовність імпульсів запуску "Зап" тривалістю $\tau_i = 0,4 \mu s$ у режимі вобуляції періодів повторення $T_{п1} = 420 \mu s, T_{п2} = 330 \mu s$, а також послідовність тактових імпульсів ТІ з дискретністю $\tau_d < \tau_i$. З метою вводу і подальшої обробки імпульсів одного літака необхідно сформувати часовий строб вводу $\tau_{вв}$. Для цього оператор використовує формувач стробу вводу (ФСВв), який формує строб $\tau_{вв} = (3-4)\tau_i$, та суміщає цій строб з міткою потрібного літака на моніторі, що отримана у результаті відображення сигналів x_d каналу або амплітудного каналу приймача. Таким чином забезпечується пропуск к формувачу ФССД імпульсів x_d літака через схеми &3, 1-1, а також пропуск цих імпульсів до ВШ для визначення початкової координати дальності $D_n = D_{вв}$. Строб вводу $\tau_{вв}$ і наступні строби автосупроводження τ_{ac} безпосередньо формуються у ФССД шляхом запам'ятовування віддалення t_d кожного імпульсу x_d на вісі часу. При цьому початок цих стробів повинен відповідним чином випереджати зміряну дальність [4].

Тривалість τ_{ac} стробу вводу повинна перекривати найбільшу дальність ΔD_m можливого переміщення літака за період оновлення $T_{он}$ інформації ($T_{он} = 0,6 s$ [7]). В роботі [6] обґрунтовано доцільність формування такого стробу тривалістю $\tau_{вв} = 1,5 \mu s$. Перехід до подальших стробів τ_{ac} пропонується здійснювати при збігу зміряною у ВШ швидкості $V_{зм}$ з якою-небудь контрольною швидкістю $V_{дij}$ – зі швидкістю, при якій змінюються значення періодів повторення [5]:

$$V_{зм} = V_{дij} = 99, 83, 68 \text{ м/с} . \quad (1)$$

Розрахунок тривалості стробів τ_{ac} для кожної контрольної швидкості $V_{дij}$ можна здійснювати за виразом:

$$\tau_{ac}(i, j) = \frac{V_{дij} T_{он}}{C} + 2\tau_i, \quad (2)$$

а для розрахунку часу початку $t_{нас}$ стробу для на-

ступного періоду оновлення $T_{он}$ пропонується користуватись виразом:

$$t_{псac} = t_d - \frac{\tau_{ac}}{2}, \quad (3)$$

де t_d – зміряна координата часу (дальності) у поточному опромінюванні літака.

Значення тривалості стробів τ_{ac} для контрольних швидкостей $V_{дij}$, розрахованих за виразом (2), зберігаються у чарунках пам'яті ФССД та вибираються за командою $V_{дij}$, що надходить від ВШ за умови: $V_{зм} \leq V_{дij}$. Сформовані (рис. 1) строби τ_{ac} ($\tau_{вв}$) через &1 і &2 пропускають до КН імпульси

x_s , x_c фазового каналу приймача. Залежність амплітуди цих імпульсів літака від кутової координати θ_l літака і форми діаграми спрямованості $F(\theta)$ антени ілюструються на рис. 2, а. При цьому ці імпульси в КН в результаті формування синхронізатором імпульсів запуску з оптимальними періодами $12T_{п1j}$, $12T_{п2k}$ матимуть доплерівський набіг фаз, що не допускає накопичення імпульсів літаків у нульовому та сусідніх з ним фільтрах [5]. Тому ці імпульси накопичуватимуться у останніх доплерівських фільтрах без істотних накопичень пасивних завад. Уточнимо особливості алгоритму зчитування накопичень з фільтрів КН.

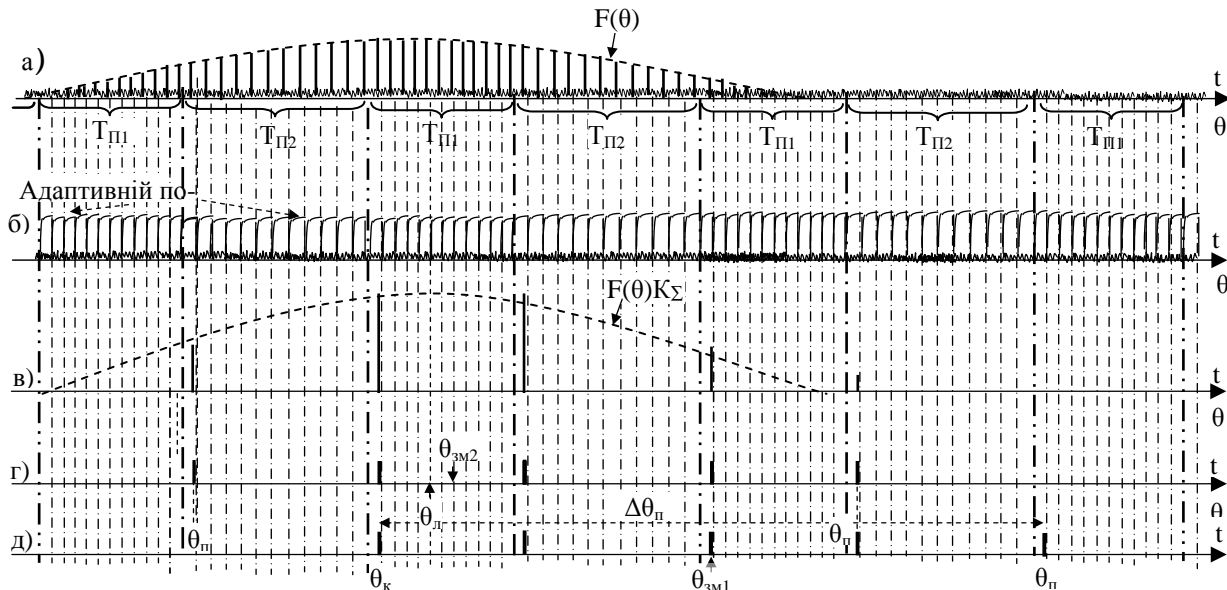


Рис. 2. Ілюстрація процесу формування пачки імпульсів накопичення

Процес накопичення пачки з 12 імпульсів завершується в останньому (дванадцятому) періоді зондування. Для виключення незначних накопичень пасивних завад із накопичень фільтрів № 2, ..., 10 віднімається 1/254 накопичень нульового фільтра та після цього результат переписується в запам'ятовуючий пристрій відповідного фільтра.

Оскільки у нашому випадку накопичення імпульсів віддзеркалення виконується лише в стробі АС τ_{ac} (або в стробі $\tau_{вв}$), то зчитування результатів накопичення доцільно здійснювати у 12-му періоді кожного циклу після стробів τ_{ac} або $\tau_{вв}$ – після завершення накопичення імпульсів у всіх фільтрах. Для цього синхронізатор у дванадцятому періоді формує часовий строб $12T_{п}$ за межами дальності АС ($> 10-12$ км) та послідовність дев'яти стробів зчитування $\tau_{зч}$ з періодичністю $T_{зч} > \tau_{зч}$ для зчитування імпульсів накопичення фільтрів № 2–10.

Результат накопичення пачки з дванадцяти імпульсів літака головним чином зосереджується в якихось двох сусідніх фільтрах з відносною амплі-

тудою $\geq 0,4$ та двох інших (сусідніх) фільтрах зі амплітудою $< 0,4$ (наприклад 4 і 5 та 3 і 6 фільтри [6], рис. 3, а). У ході накопичення віддзеркалень одночасно у всіх фільтрах шуми приймача накопичуються некогерентно та підсумовуються з віддзеркаленнями. З метою виділення із накопичень лише віддзеркалень літака результати накопичень при зчитуванні з фільтрів необхідно обмежити знизу. Це завдання вирішує СРПТ. Одночасно, з метою виключення випадкового розміщення в фільтрах імпульсів накопичення $x_{фi}$ на точність вимірювання кутової координати, доцільно після їх зчитування та обмеження знаходити сумарну амплітуду $x_{фн}$ імпульсів накопичення та розмістити ці імпульси у одному із періодів циклу. У нашому випадку таким періодом є перший період $1T_{п}$ наступного циклу. Це завдання вирішує пристрій підсумовування $\Sigma x_{фн}$. Схемні пропозиції та принцип роботи пристрів СРПТ та $\Sigma x_{фн}$ обґрунтовуються нижче.

З виходу $\Sigma x_{фн}$ імпульси $x_{лас}$ надходять на

формував бінарних імпульсів ФБІ, який кожний імпульс $x_{лас}$ перетворює в бінарний імпульс $x_{1л}$ (рис. 2, г). З виходу ФБІ імпульси $x_{1л}$ (рис. 1) надходять на пристрій “к/п”, який у кожному дискреті дальності виконує обробку пачок імпульсів по критерію “2/3”. Послідовність вихідних імпульсів пристрою “к/п” (рис. 2, д) подається на вимірювач координат (ВК) для формування потенціалу дозволу вимірювання координат і на вимірювач координат первинного каналу (ВК ПК) для формування координатної мітки на моніторі.

У КАС ці імпульси надходять до формувача ФССД та вимірювача швидкості ВШ, де запам'ятовується координата дальності на 12 періодів повторення.

Розглянемо пропозиції щодо побудови та роботи пристроїв каналу формування стробу автосупроводження по дальності і каналу формування послідовності пар циклів по 12 періодам повторення $12 T_{п1j}$, $12 T_{п2k}$ (рис. 1). Імпульси $x_{л}$ пристрою ЧПК, що виділені схемою &3, з приходом стробу вводу $\tau_{вв}$, або бінарні імпульси $x_{1л}$ проходять схему 1-1 і подаються до ВШ і ФССД.

ФССД по алгоритмам (2) і (3) формує і запам'ятовує часове положення стробів $\tau_{ас}$ автосупроводження. При збівпадинні зміряної швидкості $V_{зм}$ з контрольною $V_{дij}$ (1) відбувається зміна тривалості стробу.

Вимірювання швидкості у ВШ пропонується здійснювати класичним способом – шляхом вимірювання відстані $\Delta D_{зм}$, пройденої літаком за період $T_{он}$ оновлення інформації:

$$V_{зм} = \Delta D_{зм} / T_{он} \quad (4)$$

Зміряна швидкість (4) подається на ПВПП, який за наслідками вимірювань здійснює такі операції:

– вибір діапазону швидкостей набору ΔV_j , до якого відноситься швидкість $V_{зм}$ і “видачу команди” синхронізатору на формування відповідної пари імпульсів запуску в режимі вобуляції циклів по 12 періодам $12 T_{п1j}$, $12 T_{п2k}$;

– порівняння зміряної швидкості $V_{зм}$ з наступною (1) контрольною швидкістю $V_{дij}$ і при виконанні умови $V_{зм} \geq V_{дij}$ видачу синхронізатору команди на формування наступної пари імпульсів запуску [6] $12 T_{п1j+1}$, $12 T_{п2k}$ або $12 T_{п1j}$, $12 T_{п2k+1}$, а формувачу ФССД – значення контрольної швидкості $V_{дij}$ для розрахунку за алгоритмами (2) і (3) нової тривалості $\tau_{ас}$ та часового положення $t_{пас}$ стробу автосупроводження.

Для вирішення названих завдань в каналах па-

м'яті ПВПП зберігаються значення періодів $T_{п1j}$, $T_{п2k}$ і швидкостей $V_{дij}$, ΔV_j . Ці значення для декількох довжин хвили λ_n отримані в роботі [6] за умови, що ВШ забезпечує вимірювання швидкості літака з точністю

$$\sigma_v \leq 3 \text{ м/с} \quad (5)$$

Обґрунтуємо можливість і умови забезпечення такої точності (5).

Точність вимірювання швидкості залежатиме від величини часового дискрета τ_d і відношення сигнал/завада. У складних погодних умовах первинне вимірювання швидкості на дальності вводу літака в АС ($\approx 10 \text{ км}$) можна здійснювати по пачці імпульсів $x_{л}$ амплітудного каналу або каналу ЧПК (рис. 1). Практична відсутність на таких віддаленнях пасивних завад і достатньо велике значення відношення сигнал/шум (≥ 8 по напрузі) дозволяє практично виключити вплив шумів і пасивних завад на точність вимірювання відстаней, а значить і швидкості. Тому точність вимірювання швидкості σ_v головним чином залежатиме від помилки часової дискретизації. Тобто помилка вимірювання швидкості описуватиметься виразом:

$$\sigma_v \approx C \tau_d / (4\sqrt{3} T_{он}) \quad (6)$$

Тоді необхідне значення часового дискрета τ_d відповідно до (6) можна визначити виходячи із заданої точності σ_v вимірювання швидкості по формулі:

$$\tau_d \leq 4\sqrt{3} T_{он} \sigma_v / C \quad (7)$$

Для $\sigma_v = 3 \text{ м/с}$ і $T_{он} = 0,6 \text{ с}$ дискрет τ_d (7) повинен задовольняти умові $\tau_d \leq 0,042 \text{ мс}$. Тому в якості прийнятного значення дискрета доцільно прийняти $\tau_{д1} = 0,04 \text{ мс}$. Оскільки величина дискрета τ_d визначає вимоги до швидкодії цифрових пристроїв і до об'єму пам'яті запам'ятовуючих пристроїв, то з метою зниження цих вимог до пристроїв ЧПК, ВК ПК значення часового дискрета $\tau_{д2}$ можна брати дещо більше, наприклад $\tau_{д2} = 0,16 \text{ с}$. Повернімося до розгляду пропозицій щодо побудови пристроїв СРПТ та $\Sigma x_{фн}$ по схемі на рис.3.

СРПТ у складі КАС являє собою пристрій виділення частини за часом сигналів накопичення $x_{фi}$ у доплерівських фільтрах, амплітуда яких перевищила сформованій адаптивній поріг обмеження Π_a . Для формування порогу Π_a адаптивного до шумів пропонується пристрій СРПТ будувати шляхом усереднення шумів на вході КН. Обґрунтуємо доцільність такого принципу формування адаптивного порогу Π_a .

Для супроводження окремого літака достатньо обробляти сигнал відзеркалень у КАС на обмеженому інтервалі часу стробом $\tau_{ас}$. Тому формування по-

рогу Π_a методом ковзного вікна [5] шляхом обробки сигналів КН може стати недостатньо точним і доцільно реалізувати інший спосіб рішення цього завдання.

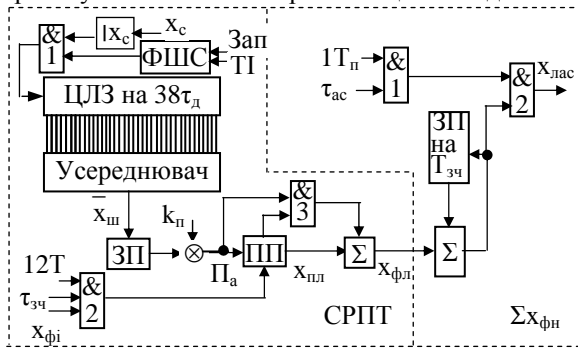


Рис. 3. Структурна схема пристроїв обробки імпульсів КН

На схемі (рис. 3) стабілізатор СРПТ представлений наступними елементами: формувачем шумового стробу (ФШС), пристроєм знаходження модулю косинусного сигналу $|x_c|$, схемами збігу &1, &2, &3, цифровою лінією затримки (ЦЛЗ) на 38 дискретів τ_d часу, усереднювачем, запам'ятовуючим пристроєм (ЗП), помножувачем \otimes , пороговим пристроєм (ПП) та суматором Σ .

З метою отримання порогу Π_a , пропорційного середньому рівню шумів на виході КН, достатньо усереднити шуми на вході КН. Для цього ФШС на основі підрахунку тактових імпульсів ТІ після імпульсу "Зап" формує строб в кінці робочої дальності локатору тривалістю $\tau_{ш} > \tau_{ас}$ (наприклад $\tau_{ш} = 38 \tau_d$). Цей строб відкриває схему &1 для проходження на ЦЛЗ модулю косинусного сигналу x_c .

Усереднювач знаходить та запам'ятовує середнє значення $\bar{x}_{ш}$ шумів за виразом:

$$\bar{x}_{ш} = \frac{1}{38} \sum_{i=1}^{38} |x_c(i)|. \quad (8)$$

Усереднене значення (8) шумів запам'ятовується на період повторення у ЗП. Зчитане із ЗП та помножене на пороговий коефіцієнт $k_{п}$ значення становить величину порога Π_a

$$\Pi_a = \bar{x}_{ш} \cdot k_{п}. \quad (9)$$

Оскільки значення, отримане за виразом (9), означає середнє значення шумів на вході КН, то при виборі значення $k_{п}$ необхідно урахувати значення шумів на виході КН, яке пов'язане з результируючим коефіцієнтом накопичення K_{Σ} і перевищує рівень вхідних шумів в $\sqrt{K_{\Sigma}}$ разів. При цьому для КН із 12 фільтрів [6] коефіцієнт $K_{\Sigma} \approx 6,42$. Для того щоб поріг Π_a перевищував рівень шумів на виході КН у 2-3 рази значення коефіцієнту $k_{п}$ доцільно підбирати у межах:

$$k_{п} = 4,5 \rightarrow 7. \quad (10)$$

Очевидно, що зі зміною рівня шумів на виході усереднювача буде автоматично змінюватися величина порога Π_a . Принцип формування порога Π_a ілюструється на рис. 2, б.

Послідовність сигналів $x_{\phi i}$ у 12-му періоді зчитуються з чарунок пам'яті відповідних фільтрів і через схему &2, яка відкривається стробами $12 T_{п}$ та $\tau_{вв}$, надходить до ПП. Якщо значення сигналів $x_{\phi i}$ перевищить Π_a (9), то з ПП знімається сигнал, амплітуда якого являє собою різницю амплітуди вхідного сигналу $x_{\phi i}$ і значення порога Π_a :

$$x_{пп} = x_{\phi i} - \Pi_a. \quad (11)$$

З метою досягнення високої точності вимірювання кутових координат вимірювачем координат (ВК на рис. 1) доцільно зберегти амплітуду вхідних сигналів $x_{\phi i}$, що перевищили поріг Π_a та знайти суму цих амплітуд. Для цього ПП одночасно формує строб тривалістю τ_i , який за часом співпадає з тривалістю сигналу $x_{пп}$ на виході ПП. Цим стробом відкривається схема &3 для пропуску на Σ порогу Π_a . На Σ одночасно подається сигнал (11). Таким чином на виході Σ отримуємо сигнали літака $x_{\phi l}$ фільтрів, амплітуда яких співпадає з $x_{\phi i}$, що перевищили поріг Π_a :

$$x_{\phi l} = x_{пп} + \Pi_a. \quad (12)$$

Принцип зчитування послідовності сигналів $x_{\phi i}$ у дванадцятому періоді стробами $\tau_{зч}$ ілюструється на рис. 4.

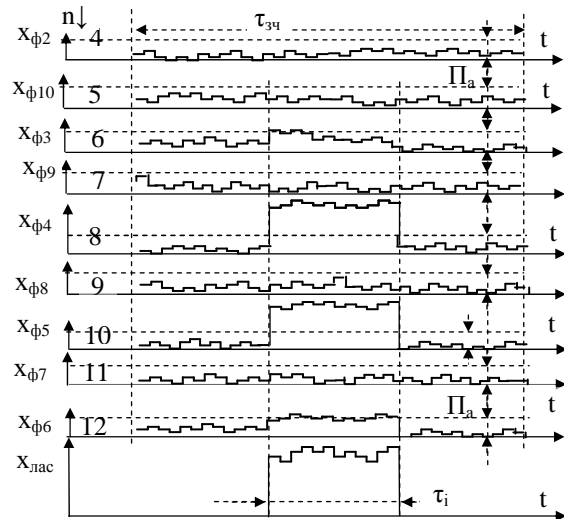


Рис. 4. Ілюстрації принципу роботи СРПТ та $\Sigma x_{\phi n}$

Послідовність сигналів $x_{\phi i}$ ($i=2, 10, 3, 9, 4, 8, 5, 7, 6$) у дванадцятому періоді зчитуються з чарунок пам'яті № 4, 5, 6, ..., 12 відповідних фільтрів і через схему &2, яка відкривається стробами $12 T_{п}$ та $\tau_{зч}$, надходить до ПП СРПТ (рис. 3). Імпульси, що перевищили поріг Π_a у сума-

торі Σ підвищуються за амплітудою на поріг Π_a і надходять до пристрою сумування $\Sigma x_{\text{фн}}$.

Таким чином на виході СРПТ у 12-му періоді кожного циклу отримуємо імпульси накопичення (12) віддзеркалень літака окремих фільтрів.

На рис. 3 пристрій $\Sigma x_{\text{фн}}$ представлений у складі суматора Σ , запам'ятовуючого пристрою на періодичність $T_{\text{зч}}$ зчитування (ЗП на $T_{\text{зч}}$) та схем збігу &1, &2. Суматор Σ та пристрій ЗП на $T_{\text{зч}}$ виконують підсумування сигналів $x_{\text{фл}}$ фільтрів КН, що перевищили поріг Π_a у СРПТ.

Результат сумування можна описати виразом:

$$x_{\text{лас}} = \sum_{n=3}^{12} x_{\text{фл}}(n), \quad (13)$$

де n – номер чарунки пам'яті відповідного фільтру. Результати сумування (13) ілюструються на рис. 4 епюром $x_{\text{лас}}$.

Для потрібного розміщення результатів підсумування (13) на вісі часу у першому періоді наступного циклу $12T_{\text{п}}$ (рис. 2, в) стробами $1T_{\text{п}}$ та $\tau_{\text{ас}}$ і схемою збігу &1 забезпечується відкривання схеми &2. При цьому сумарний сигнал (13) $x_{\text{лас}}$ з виходу Σ через &2 подається на ФБІ та вимірювач координат (ВК) (рис. 1).

З метою досягнення високої точності вимірювання кутових координат доцільно реалізувати спеціальні алгоритми вимірювання.

Пропозиції, щодо алгоритму високоточного вимірювання кутових координат ($x_{\text{зм1}}$ на рис. 2, г) автори планують викласти у наступній роботі.

ВИСНОВКИ

У роботі обґрунтовані принципи удосконалення приймача ПРЛ та побудови каналу автосупроводження окремого літака шляхом оптимальної допле-

рівської фільтрації віддзеркалень літака когерентним накопичувачем із 12 фільтрів.

Список літератури

1. 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 Повітряних Сил Збройних Сил України. – Х.: ХУПС. – 2011. – № 2(6). – С. 115-120.

2. Рысаков Н.Д. Алгоритм расчета оптимальных значений весовых коэффициентов для когерентного накопления отражений / Н.Д. Рысаков, В.В. Куценко // Радиоэлектроника. - Известия ВУЗов. – 2015. – Т. 58, № 5. – С. 58-64.

3. Рысаков 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. Рысаков, І.В. Титов, І.Л. Костенко, В.Г. Карев, О.П. Кулик, Ю.М. Добришкін // Наука і техніка Повітряних Сил Збройних Сил України. – Х.: ХУПС. – 2015. – № 1(18). – С. 35-41.

4. Рысаков М.Д. Пропозиції щодо напрямків удосконалення посадкових радіолокаторів для забезпечення посадки літаків у складних погодних умовах / М.Д. Рысаков, І.Л. Костенко, С.М. Рот, В.Г. Карев, О.П. Кулик // Інформаційні системи: Збірник наукових праць ЖВІ. – 2015. – Вип. 12. – С. 157-167.

5. Рысаков М.Д. Особливості алгоритму роботи дванадцяти-фільтрового когерентного накопичувача у складі посадкового радіолокатора / М.Д. Рысаков І.В. Титов, І.Л. Костенко, О.П. Кулик, С.М. Рот // Збірник наукових праць ХУПС. - № 2(47). – Х.: ХУПС. – 2016. – С. 82-87.

6. Рысаков М.Д. Принципи налаштування синхронізатору удосконаленого посадкового радіолокатора для оптимальної доплерівської фільтрації віддзеркалень каналом автосупроводження літака / М.Д. Рысаков, І.В. Титов, І.Л. Костенко, В.А. Дорошук, В.Г. Карев // Наука і техніка Повітряних Сил Збройних Сил України. – Х.: ХУПС. – 2016. – № 2(23). – С. 90-95.

7. Технічний опис системи РСР-10МН.

Надійшла до редколегії 19.09.2016

Рецензент: д-р техн. наук, доц. В.І. Василішин, Харківський національний університет Повітряних сил імені Івана Кожедуба, Харків.

ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ КАНАЛА АВТОСОПРОВОЖДЕНИЯ САМОЛЕТА В СОСТАВЕ ПОСАДОЧНОГО РАДИОЛОКАТОРА

Н.Д. Рысаков, И.В. Титов, А.В. Симоненко, С.Н. Рот, Д.Н. Воронов

В работе предлагаются принципы усовершенствования приемника посадочного лоатора радиолокационной системы посадки РСР-10МН с целью внедрения и отображения координатной информации. Представлены принципы построения канала автосопровождения отдельного самолета на заключительном этапе посадки с доплеровской фильтрацией отражений когерентным накопителем и совместной синхронизации каналов автосопровождения и череспериодной компенсации в составе усовершенствованного посадочного радиолокатора.

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

PRINCIPLES OF CONSTRUCTING AUTOMATIC TRACKING CHANNEL WHICH IS PART OF PRECISION APPROACH RADAR

N.D. Rysakov, I.V. Titov, A.V. Simonenko, S.N. Rot, D.N. Voronov

This paper contains principles for improving approach radar receiver that is the part of the ground controlled approach system РСР-10МН. The purpose of these principles is introduction and display coordinate information. Automatic tracking channel principles of plane constructing are present in this article. These principles using Doppler filtering, automatic tracking channel joint channel phasing and radar clutter compensation. It may be used improved precision approach radar at the final stage of landing.

Keywords: precision approach radar, difficult weather terms, automatic tracking channel, coherent integrator, moving target indication.