

УДК.621.396.61

М.Д. Рисаков, І.В. Тітов, С.А. Макаров

Харківський університет Повітряних Сил ім. І. Кожедуба, Харків

ПОСАДКОВИЙ РАДІОЛОКАТОР З АДАПТИВНИМ НАСТРОЮВАННЯМ КОГЕРЕНТНОГО НАКОПИЧУВАЧА

В статті пропонується впровадження в посадковий радіолокатор (ПРЛ) цифрових методів доплерівської фільтрації, виявлення, обробки й відображення відбитих цілями імпульсів, з метою підвищення коефіцієнта придушення пасивних завад і точності виміру координат. Розроблена методика розрахунку часових параметрів сигналу зондування для адаптивного настроювання когерентного накопичувача (КН) посадкового радіолокатора з метою забезпечення накопичення відбитих імпульсів у фільтрах з мінімальним накопиченням відбиттів від пасивних завад.

Ключові слова: посадковий радіолокатор, злітно-посадочна смуга (ЗПС), група керівництва польотами (ГрКП), керівник зони посадки (КрЗП), радіолокаційна система посадки (РСП), цифрова обробка сигналів (ЦОС), радіолокаційна інформація (РЛІ), когерентний накопичувач, доплерівський фільтр (ДФ), амплітудно-фазова характеристика (АФХ), амплітудно-частотна характеристика (АЧХ), адаптивний когерентний накопичувач (АКН).

Вступ

Постановка проблеми. Безпека польотів є основним критерієм якості керування рухом літаків. Складність керування польотами літаків на етапі його посадки на ЗПС висуває підвищені вимоги до безпеки польотів на цьому етапі. Виконання цієї вимоги ускладнюється в складних метеоумовах, в умовах поганої видимості і тим більше в умовах відсутності видимості ЗПС. Тому, як правило, заплановані польоти (перельоти) не виконуються до тих пір, поки не забезпечується певний метеомінімум на аеродромі посадки для відповідного класу літака та його екіпажу. За безпеку польотів у районі аеродрому відповідають особи ГрКП, а безпосередньо в зоні посадки - в першу чергу керівник зони посадки (КрЗП). Для рішення завдань контролю і керування посадкою літака КрЗП користується інформацією ПРЛ, яка відображається на його індикаторах.

На аеродромах використовуються ПРЛ, що входять до складу РСП, які за принципами побудови, обробки й відображення РЛІ застаріли і не відповідають сучасним вимогам забезпечення безпеки польотів на етапі посадки. Істотними недоліками ПРЛ є:

недостатній коефіцієнт придушення відбиттів від земної поверхні й метеоутворень (20 дБ);

недостатня точність виміру координат: 150 м по дальності; 0,4° за курсом; 0,25° за кутом місця;

велике значення мінімальної дальності виміру кутових координат (2200 м).

За цієї причини ПРЛ, як засіб керування, на етапі посадки застосовується лише до висоти ухвалення рішення екіпажем на самостійну посадку, яка складає 120 м.

Аналіз останніх досліджень та публікацій. Аналіз літератури присвяченої проблемам посадки літаків, не дав результатів щодо виявлення публіка-

цій стосовно питань безпосередньо удосконалювання радіолокаційного забезпечення посадки літака на аеродром. Так, у статті [1] проаналізований загальний стан засобів РСП і радіотехнічного устаткування командно-диспетчерського пункту (КДП) із вказуванням їхніх основних недоліків і перспектив їх розвитку. У доповіді [2] запропоновані дводіапазонні принципи побудови радіолокаторів РСП в інтересах підвищення їхньої завадозахищеності. У доповіді [3] висвітлені пропозиції щодо напрямків удосконалювання радіолокаторів системи РСП-10МН на основі впровадження сучасних принципів їхньої побудови й обробки РЛІ. У більш пізніх роботах [4, 5, 6] обґрунтовувалася доцільність і принципи впровадження в радіолокаторах посадки моноімпульсних каналів автосупроводження для підвищення точності керування літаком на етапі посадки. Однак пропозиції щодо побудови таких каналів базуються на аналогових принципах, тому на сьогоднішній день є застарілими.

Формулювання мети статті. Для підвищення коефіцієнта придушення пасивних завад і точності виміру координат в ПРЛ доцільно впровадити вже реалізовані в сучасних РЛС цифрові принципи доплерівської фільтрації, виявлення, обробки й відображення відбитих цілями імпульсів. В даній статті обґрунтовуються можливі принципи реалізації доплерівської фільтрації відбитих імпульсів, які для ПРЛ мають відмінні риси по відношенню до оглядових РЛС.

Викладення основного матеріалу

Основне призначення ПРЛ зводиться до контролю виконання літаком передпосадочного маневру з метою виходу на задану лінію посадки (ЗЛП) за курсом і кутом місця (глісаді) і до керування (корек-

туванню) його рухом по ЗЛП до висоти ухвалення рішення екіпажем на самостійну посадку на ЗПС. При виконанні передпосадочного маневру радіальна складова швидкості літака (V_r) може мати малі значення. Тому на ділянках передпосадочного маневру в дальній зоні дії локатора (8-12÷20 км) режим роботи СРЦ малоефективний, а використовується пасивний (ПАС) режим роботи. По мірі наближення літака до ЗЛП підсилюється вплив, що заважає виділенню відбитих імпульсів. Тому в ближній зоні дії ПРЛ (1÷8-12 км) реалізується режим роботи СРЦ. Такий режим одержав назву "ПАС СРЦ" [7]. У складних метеоумовах, коли спостереження амплітудної мітки на тлі відбиттів від метеоутворень ускладнено, для спостереження літака на етапі передпосадочного маневру в ПРЛ передбачений активний (АКТ) режим роботи (режим вторинної радіолокації). При цьому режим АКТ по суті є режимом "ПАС АКТ" [7]. У цьому випадку, після виведення літака на ЗЛП, ПРЛ переводиться з режиму АКТ у режим СРЦ. Ці особливості потрібно враховувати при розробці нових локаторів. Мале значення коефіцієнта придушення відбиттів від земної поверхні й метеоутворень 20 дБ пов'язане з реалізацією в ПРЛ псевдо-когерентного принципу побудови локатора та з побудовою каналу СРЦ у вигляді одноканального фазового детектора з когерентним гетеродином і компенсатора на ультразвукових лініях затримки, що вирішує завдання черезперіодного віднімання результатів детектування. Такий канал забезпечує придушення відбиттів від метеоутворень лише до 15 дБ. Для додаткового послаблення (до 5 дБ) заважаючого впливу відбиттів від метеоутворень у ПРЛ передбачена можливість включення поляризаційної решітки (ПР). Однак при цьому знижується дальність дії локатора з 20 до 15-17 км через загасання в ПР потужності відбитих імпульсів до 3 дБ. Для підвищення коефіцієнта придушення пасивних завад у радіолокаціях реалізується когерентний принцип їхньої побудови, цифрова обробка сигналів (ЦОС) і цифрове відображення РЛІ [1], [8]. З позицій мінімізації вартості створення ПРЛ із істиною когерентністю й ЦОС можна відмовитися від використання фазованої антенної решітки (ФАР) і широкосмугових зондуючих сигналів [1]. Назване завдання можна вирішити шляхом реалізації когерентного принципу побудови приймально-передавальної апаратури локатора при дзеркальних антенах із цифровими датчиками їхнього кутового положення і цифрової обробки та відображення РЛІ.

На думку авторів, для підвищення значення коефіцієнта придушення пасивних завад до 40 дБ доцільно реалізувати цифрову СРЦ за принципом когерентного накопичення імпульсів у доплерівських фільтрах [8].

Когерентний накопичувач (КН) імпульсів ПРЛ потрібно будувати з урахуванням особливостей розв'язуваних локатором завдань, в тому числі радіолокаційного контролю в обмеженому секторі за курсом і глісаді. Ці особливості локатора спричиняються наступні особливості побудови КН локатора в порівнянні із КН оглядової РЛС:

1. Простий принцип рішення завдання придушення сліпої швидкості при СРЦ. Ця особливість пов'язана з тим, що радіальна складова швидкості літака за величиною близька до реальної швидкості і її поточне значення з певною точністю відома. Тому відповідним вибором періоду повторення можна виключити прояв сліпої швидкості.

2. Необхідність використання ПРЛ для радіолокаційного контролю метеообстановки в зоні посадки і спостереження на екрані індикатора відбиттів від яскравих місцевих предметів, що служать для РСР орієнтирами.

3. Необхідність реалізації режиму "ПАС СДЦ" і можливість реалізації режиму "ПАС СДЦ+АКТ".

Обґрунтуємо можливості й запропонуємо принципи реалізації в КН цих особливостей з урахуванням відомих і реалізованих принципів побудови КН в оглядовій трикоординатній РЛС [8].

Як відомо, КН здійснює розподіл по різним доплерівським фільтрам (ДФ) корисних сигналів і пасивних завад. Після КН у виявлювачі цілей здійснюється роздільне виділення імпульсів цілей на виході кожного ДФ із суміші з тією перешкодою, яка в нього проникнула. Чутливість КН до межперіодному набігу фаз φ_c , обумовленому доплерівською добавкою частоти F_d , описується виразами для АФХ доплерівських фільтрів.

Для КН з восьми ДФ ($N=8$) АФХ n -го фільтра $K_n(\varphi_c - \varphi_n)$ описується виразом:

$$K_n(\varphi_c - \varphi_n) = \frac{1}{8} \frac{|\sin 4 \cdot (\varphi_c - \varphi_n)|}{|\sin 0,5 \cdot (\varphi_c - \varphi_n)|}, \quad (1)$$

де $\varphi_c = 2\pi F_d T_n$ (T_n – період слідування імпульсів на вході К – компенсуючий межперіодний зсув фази сигналів в n -му фільтрі ($0, \pm 45^\circ, \pm 90^\circ, \pm 135^\circ, \pm 180^\circ$). Графічне зображення АФХ наведено на рис. 1.

Перевагою КН у порівнянні з названим компенсатором є його універсальність забезпечення ослаблення заважаючого впливу активних шумових і пасивних перешкод, а також відсутність необхідності в схемах компенсації дії вітру.

Великий рівень бічних пелюсток АФХ фільтрів є істотним недоліком (на рис. 1 бічні пелюстки зображені лише для нульового доплерівського фільтра), тому що вплив спектральних складових пасивної завади на всі фільтри знижує можливість виділення пристроєм виявлення імпульсів цілей, які низько летять і цілей на граничних дальностях дії РЛС.

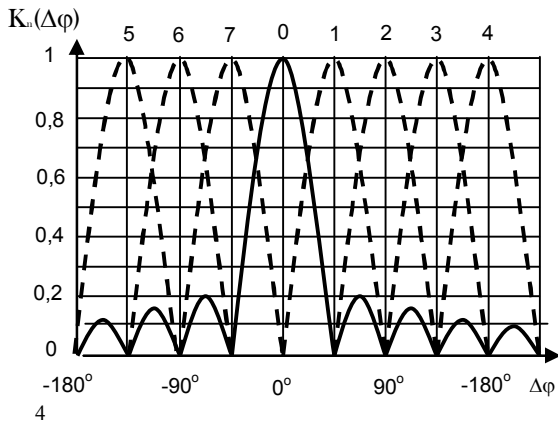


Рис. 1 АФХ ДФ когерентного накопичувача

Для зменшення рівня (згладжування) бічних пелюсток АФХ передбачається можливість здійснювати [8] додаткову вагову обробку послідовності вхідних імпульсів шляхом множення значень їхніх амплітуд U_i на вагові коефіцієнти k_i ($i=0, 1, 2, \dots, 7$) при їхньому накопичуванні у фільтрах. Тоді процес накопичування імпульсів в n -ому фільтрі можна описати виразом:

$$U_{\text{вихл}} = \left| \sum_{i=0}^{N-1} k_i U_i \exp j(\phi_c - i\phi_n) \right|, \quad (2)$$

де $U_{\text{вихл}}$ – амплітуда накопиченого імпульсу в n -му фільтрі.

Графічне зображення АФХ доплерівських фільтрів зі згладжуванням бічних пелюсток наведено на рис. 2.

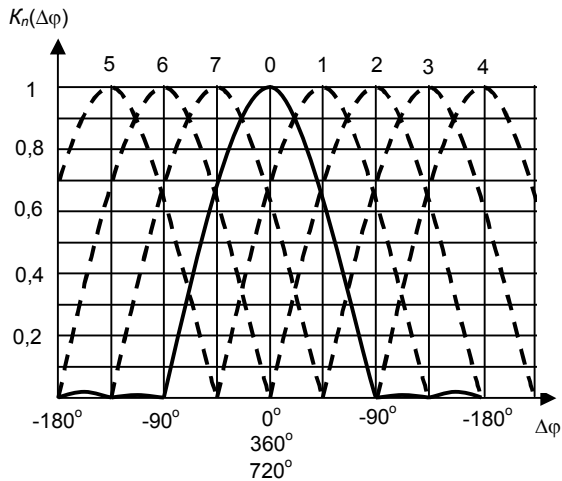


Рис. 2 АФХ ДФ зі згладжуванням бічних пелюсток

Огинаючи вагових коефіцієнтів пачки імпульсів, що накопичуються, у будь-якому фільтрі має форму Гаусовської кривої (значення вагових коефіцієнтів змінюються за законом: $k_i = 0,1; 0,4; 0,7; 1; 1; 0,7; 0,4; 0,1$). Така форма дозволяє одержати мінімально можливе розширення (в два рази) основної

пелюстки АФХ кожного фільтра при прийнятному рівні бічних пелюсток.

Як видно з рис. 2, розширення основної пелюстки АФХ кожного фільтра у два рази істотно збільшило рівень взаємного перекриття АФХ сусідніх фільтрів. Однак середній рівень бічних пелюсток істотно менше рівня бічних пелюсток АФХ без їхнього згладжування -35 дБ (рис. 2) проти -17 дБ (рис. 1).

Оскільки в оглядових РЛС необхідно забезпечити накопичування імпульсів цілей з будь-якою радіальною швидкістю V_r , виникає необхідність у КН вирішувати завдання придушення відбиттів від місцевих предметів, які накопичились головним чином в 1-ому і 7-ому фільтрах. Середній рівень таких накопичень становить 0,7 максимальної амплітуди накопичених імпульсів у цих фільтрах. В інших фільтрах накопичення відбиттів від місцевих предметів становить величину -45...50 дБ і завдання придушення цих накопичень вирішується шляхом віднімання від амплітуди накопичених імпульсів у таких фільтрах значення $1/128$ (42 дБ) або $1/256$ (48 дБ) амплітуди накопичених імпульсів в нульовому фільтрі.

В ПРЛ необхідність рішення завдання придушення відбиттів від місцевих предметів, що накопичились в 1-ому і 7-ому фільтрах, можна виключити шляхом відповідного вибору й зміни значення періоду повторення T_n зондуючих імпульсів. Такий накопичувач із адаптивним настроюванням часових параметрів зондуючих імпульсів можна умовно назвати адаптивним когерентним накопичувачем (АКН). Обґрунтуємо можливість і принципи побудови такого накопичувача.

Літак, що здійснює посадку на аеродром, повинен витримувати певний маршрут і режим польоту. При цьому після виходу на ЗЛП, для кожного типу літака повинна витримуватись (з достатньою точністю) певна швидкість зниження по мірі наближення до розрахункової точки посадки (РТП) на ЗПС. Тому можна вважати, що з певною точністю відома швидкість літака (V_c) на будь-якому його видаленні від РТП. Відповідно до типової схеми розміщення радіотехнічних засобів на аеродромі, РСРП установлюється ліворуч або праворуч від ЗПС на віддаленні 150-200 м від центру ЗПС. Тому значення радіальної швидкості (V_r) практично можна вважати рівній повітряної швидкості V_c . Дійсно найбільша відмінність V_r від V_c має з у РТП. При довжині ЗПС 2,5 км у РТП будемо мати $V_r \approx 0,97V_c$. Таким чином, можна вважати, що в ближній зоні дії ПРЛ, де будемо використовувати КН для рішення завдання СРЦ, заздалегідь відомі межі зміни швидкості V_r : від початкової швидкості V_n до кінцевої V_k ($V_n > V_k$) і закон зміни швидкості.

Для уточнення принципу настроювання КН на відомі межі зміни швидкості V_r необхідно перейти від АФХ до амплітудно-швидкісних характеристик (АШХ) доплерівських фільтрів. Для цього представимо залежність набігу фаз φ_c від швидкості V_r відомою формулою:

$$\varphi_c = 4\pi \frac{V_r T_{\Pi}}{\lambda}, \quad (3)$$

де λ – довжина хвилі зондуючого сигналу.

Як видно з рис. 2, для виключення істотних накопичувань відбиттів від пасивних завад, значення набігу фаз φ_c повинне лежати в межах:

$$(0,5 + 2i)\pi \leq \varphi_c \leq (1,5 + 2i)\pi; \quad i = 0,1,2,3,\dots \quad (4)$$

Для виконання умови (4) при відомій V_r потрібно підбирати значення T_{Π} із дотриманням однозначності виміру дальності:

$$T_{\Pi} \geq \frac{2D_{\max}}{C}, \quad (5)$$

де C – швидкість світла;

D_{\max} – максимальна дальність дії РЛС.

У відповідності до умови (4) і виразу (3) маємо:

$$(0,125 + 0,5i)\lambda \leq V_r T_{\Pi} \leq (0,375 + 0,5i)\lambda. \quad (6)$$

Відповідний підбір значення T_{Π} для виконання умов (5) і (6) при відомому поточному значенні V_r і становить сутність адаптивного підбора параметрів імпульсів зондування для КН. Однак, для забезпечення оптимальної середньої потужності $P_{\text{срорт}}$ випромінювання передавачем локатора при зміні T_{Π} одночасно потрібно змінювати й тривалість τ_i імпульсів зондування за принципом: $\tau_i T_{\Pi} = n_{\text{орт}}$ ($n_{\text{орт}}$ – оптимальне відношення тривалості й періоду, що відповідає $P_{\text{срорт}}$).

При розробці ПРЛ із зазначеними особливостями доцільно передбачити сполучений режим роботи: "ПАС+СРЦ+АКТ". Для цього потрібно зберегти традиційний діапазон роботи ($\lambda \approx 3,2\text{см}$) і формувати двоімпульсний зондуючий сигнал з відповідними інтервалами між імпульсами [7].

Дійсно, наявність сигналів відповіді (СВ), сформованих літаковим відповідачем (ЛВ) у режимі РСР, і їхнє декодування дешифратором вторинного каналу ПРЛ, дозволить чітко спостерігати на моніторі імпульси дешифратора на дальностях від D_{\max} до 3 – 4 км.

При цьому РСР у складних метеоумовах і у випадку відмови приймального тракту або тракту ЦОС буде забезпечуватися необхідною РЛІ для ви-

ведення літака на ЗЛП та його супроводження до зазначеної дальності.

Для виконання умов (5) і (6), можна здійснювати дискретну зміну T_{Π} для забезпечення зазначеного накопичування імпульсів при зміні V_r від V_n до V_k . При цьому кожному j -ому значенню $T_{\Pi} - T_{\Pi j}$ буде відповідати ділянка ΔV_j швидкостей на інтервалі $\Delta V_r = V_n - V_k$.

При "розміщенні" ділянок ΔV_j на інтервалі ΔV_r потрібно врахувати, що поточна швидкість вимірюється спецвимірювачем ПРЛ лише приблизно. Тобто швидкість, що вимірюється (передбачувану) можна представити у вигляді:

$$V_{\text{вим}} = V_r \pm \Delta V, \quad (7)$$

де ΔV – помилка виміру V_r , що залежить від значення швидкості, що вимірюється.

Однак, у наступних розрахунках значення ΔV доцільно вважати фіксованою величиною, яка дорівнює передбачуваній точності виміру швидкості при першій зміні T_{Π} .

Передбачувану помилку ΔV потрібно врахувати шляхом перекриття сусідніх ділянок швидкостей на ΔV .

На основі аналізу виразу (3) і умов (4) та (7) можна запропонувати наступну методику вибору й розрахунку відповідних параметрів для дискретного адаптивного настроювання КН.

Як видно з умови (6), перше й наступне значення періоду T_{Π} можна вибирати за принципом найбільшого числа, що задовольняє умові:

$$T_{\Pi j} \leq (0,375 + 0,5i) \frac{\lambda}{V_{\Pi j}}, \quad j = 1,2,3,\dots \quad (8)$$

де j – мінімальне ціле число, що задовольняє умові (5).

При цьому, за перше значення початкової швидкості $V_{\Pi 1}$ приймається початкова швидкість V_n заданого інтервалу ΔV_r , а наступні значення розраховуються по наведеному нижче виразу. Кожне значення $T_{\Pi j}$ вибирається за принципом найбільшого числа, що задовольняє умові (8), з точністю до часового дискрету цифрового синхронізатора. Такий вибір $T_{\Pi j}$ дозволяє вирішити завдання адаптивного настроювання КН із мінімальною кількістю дискретних перебудов.

Дійсно, як впливає з (6), розміри ділянок ΔV_j обчислюються по формулі:

$$\Delta V_j = 0,25 \frac{\lambda}{T_{\Pi j}}, \quad (9)$$

та знаходяться на інтервалі ΔV_r :

$$(0,125 + 0,5i_j) \frac{\lambda}{T_{пj}} \leq V_r \leq (0,375 + 0,5i_j), \quad (10)$$

де i_j – ціле число, обране за умовою (8).

Розташування кожної ділянки швидкостей ΔV_j характеризується початковим ($V_{пj}$) і кінцевим ($V_{кj}$) значеннями.

Відповідно до (9) кінцеве значення частоти $V_{кj}$ кожної ділянки (рис. 3), при якому забезпечується накопичування імпульсів у другому фільтрі КН можна описати формулою:

$$V_{кj} = V_{пj} - \Delta V_j. \quad (11)$$

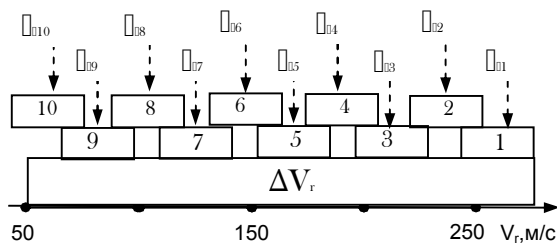


Рис. 3 Дискретне вимірювання $T_{пj}$ для адаптивного настроювання КН

При виборі другого ($T_{п2}$) і наступних ($T_{пj}$) значень $T_{пj}$ крім виконання умови (6) необхідно врахувати передбачувану точність (7) виміру швидкості шляхом забезпечення відповідного перекриття сусідніх ділянок ΔV_j .

Для цього початкове значення швидкості $V_{п(j+1)}$ наступної ділянки вибирається з такої умови:

$$V_{п(j+1)} \geq V_{кj} + \Delta V. \quad (12)$$

Очевидно, що розрахунки ділянок ΔV_j відповідно до виразів (8) та (12) здійснюються до тих пір, поки відповідна ділянка не перекриє кінцеве значення $V_{кj}$ швидкості.

Наприкінці викладення сутності запропонованої методики уточнимо принцип адаптивної зміни періоду повторення імпульсів під час керування посадкою літака.

Для цього в канали пам'яті обчислювача заносяться заданий інтервал швидкостей ΔV_r , початкові $V_{пj}$ і кінцеві $V_{кj}$ значення швидкостей і відповідні їм значення періодів повторення $T_{пj}$, а також контрольні швидкості $V_{дж}$ дискретної зміни $T_{пj}$.

Значення таких швидкостей обчислюється за принципом:

$$V_{дж} = \frac{V_{кj} + V_{п(j+1)}}{2}. \quad (13)$$

В результаті обчислювання поточної швидкості літака V_r обчислювач у моменти збігу значень V_r і $V_{дж}$ видає команду синхронізатору на зміну періоду (і тривалості) імпульсів зондування в послідовності:

$$T_{пj} \rightarrow T_{п(j+1)} \rightarrow T_{п(j+2)} \rightarrow T_{п(j+3)} \rightarrow \dots$$

Скористаємося запропонованою методикою для розрахунку параметрів, необхідних для адаптивного дискретного настроювання КН на конкретному прикладі.

Нехай: $D_{\max} = 30\text{км}$; $\lambda \approx 3,2\text{см}$; V_r може змінюватися від $V_{п1} = 1000\text{км/год}$ до $V_{к1} = 200\text{км/год}$, тобто $V_{п1} = V_{п1} = 278\text{м/с}$ і $V_{к1} = 56\text{м/с}$, а $\Delta V = 6\text{м/с}$. При цьому, відповідно до (5) необхідно забезпечити значення будь-якого $T_{пj}$: $T_{пj} \geq 0,2\text{м/с}$. Для цих даних можна одержати наступні значення параметрів:

- $T_{п1} = 0,215\text{м/с}$; $\Delta V_1 = 37\text{м/с}$; $V_{к1} = 242\text{м/с}$ при $V_{п1} = 278\text{м/с}$; $V_{п2} = 248\text{м/с}$;
- $T_{п2} = 0,242\text{м/с}$; $\Delta V_2 = 33\text{м/с}$; $V_{к2} = 242\text{м/с}$;
- $V_{п3} = 221\text{м/с}$;
- $T_{п3} = 0,271\text{м/с}$; $\Delta V_3 = 29\text{м/с}$; $V_{к3} = 192\text{м/с}$;
- $V_{п4} = 198\text{м/с}$;
- $T_{п4} = 0,222\text{м/с}$; $\Delta V_4 = 36\text{м/с}$; $V_{к4} = 162\text{м/с}$;
- $V_{п5} = 168\text{м/с}$;
- $T_{п5} = 0,265\text{м/с}$; $\Delta V_5 = 30\text{м/с}$; $V_{к5} = 138\text{м/с}$;
- $V_{п6} = 142\text{м/с}$;
- $T_{п6} = 0,31\text{м/с}$; $\Delta V_6 = 26\text{м/с}$; $V_{к6} = 116\text{м/с}$;
- $V_{п7} = 122\text{м/с}$;
- $T_{п7} = 0,229\text{м/с}$; $\Delta V_7 = 34\text{м/с}$; $V_{к7} = 88\text{м/с}$;
- $V_{п8} = 94\text{м/с}$;
- $T_{п8} = 0,297\text{м/с}$; $\Delta V_8 = 26\text{м/с}$; $V_{к8} = 68\text{м/с}$;
- $V_{п9} = 74\text{м/с}$;
- $T_{п9} = 0,378\text{м/с}$; $\Delta V_9 = 21\text{м/с}$; $V_{к9} = 53\text{м/с}$;
- $V_{п10} = 59\text{м/с}$;
- $T_{п10} = 0,203\text{м/с}$; $\Delta V_{10} = 39\text{м/с}$;
- $V_{к10} = 20\text{м/с}$.

Для цих даних відповідно до (13) контрольні швидкості $V_{дж}$ дискретної зміни $T_{пj}$ мають такі значення: 275, 245, 218, 195, 165, 139, 119, 91, 71, 56 та 0,215, 0,242, 0,271, 0,222, 0,265, 0,31, 0,229, 0,297, 0,378, 0,203 м/с.

Можна стверджувати, що при цих даних забезпечується накопичування відбитих імпульсів у відповідних фільтрах КН при зміні швидкості літака на етапі посадки від 278 м/с до 56 м/с. Для цього досить за умовою (6) переконатися, що для кожного $T_{пј}$ при $V_{г} = V_{кј}$ забезпечується накопичення імпульсів в другому фільтрі КН, а при $V_{г} = V_{пј}$ – в шостому фільтрі.

Висновки

Таким чином, запропонована методика розрахунку параметрів адаптивного настроювання КН для забезпечення накопичення відбитих імпульсів у фільтрах з мінімальним накопиченням відбиттів від пасивних завад. Для реалізації цієї методики цифровим обчислювачем необхідно вирішити завдання виміру обчислювачем поточної швидкості літака, а також інші завдання для забезпечення безпеки посадки в складних метеоумовах. Принципи рішення таких завдань автори статті мають намір запропонувати в наступній роботі.

Список літератури

1 Висоцький О.В. Стан та перспективи розвитку радіолокаційних систем посадки / О.В. Висоцький, С.А. Макаров // Збірник наукових праць ХУПС. – Х.: ХУПС, 2005. – Вип. 1(1). – С. 53–58.

2. Многодиапазонный принцип построения радиолокаторов перспективных систем РСР // Сб. тезисов докладов науч.-техн. конф. – Х.: ХВВАУРЕ, 1991. – С. 83-84.

3. Пропозиції по подальшим напрямкам модернізації радіолокаційної системи посадки РСР-10МН // 36. тез доповідей 9-ї наук.-техн. конф. – Феодосія: ДНЦВ ЗСУ, 2009. – С. 154-155.

4. Рысаков М.Д. Об использовании принципов разнесенной импульсной радиолокации и моноимпульсной обработки сигналов в интересах повышения точности управления посадкой самолетов / М.Д. Рысаков, О.К. Хвастиев // Сборник научн.-метод. мат-лов. – Х.: ХВВАУРЕ, 1987. – С. 57-61.

5. Рысаков М.Д. Особенности построения канала подсвета цели в моноимпульсной РЛС управления посадкой самолета / М.Д. Рысаков, А.В. Мальцев // Сборник научн.-метод. мат-лов. – Х.: ХВВАУРЕ, 1988. – С.69-72.

6. О внедрении моноимпульсных принципов построения РЛС в перспективных посадочных радиолокационных комплексах // Сб. тезисов докладов науч.-техн. конф. – Х.: ХВВАУРЕ, 1991. – С. 91-93.

7. Рысаков Н.Д. Военная техника авиационной радиолокации: посадочный радиолокатор и устройства отображения РСР-6М2; конспект лекций; вып. 2 / Н.Д. Рысаков. – Х.: ХВВАУРЕ, 1990. – 139с.

8. Озброєння та військова техніка РТВ. Побудова РЛС 19Ж6 / [Гриб Д.А., Голованов В.П., Климченко В.Й. та ін.] – Х.: ХУПС, 2007. – 300 с. – (Навчальний посібник. Частина 1).

Надійшла до редколегії 14.06.2010

Рецензент: д-р техн. наук, проф. І.В. Барішев, Національний аерокосмічний університет ім. М.Є. Жуковського «ХАІ», Харків.

ПОСАДОЧНЫЙ РАДИОЛОКАТОР С АДАПТИВНОЙ НАСТРОЙКОЙ КОГЕРЕНТНОГО НАКОПИТЕЛЯ

Н.Д. Рысаков, И.В. Титов, С.А. Макаров

В статье предлагается внедрение в посадочный радиолокатор цифровых методов доплеровской фильтрации, обнаружения, обработки и отображения отраженных целями импульсов, с целью повышения коэффициента подавления пассивных помех и точности измерения координат. Разработана методика расчета временных параметров зондирующих сигналов для адаптивной настройки когерентного накопителя посадочного радиолокатора с целью обеспечения накопления отраженных импульсов в фильтрах с минимальным накоплением отражений от пассивных помех.

Ключевые слова: посадочный радиолокатор, взлетно-посадочная полоса, группа управления полетами, руководитель зоны посадки, радиолокационная система посадки, цифровая обработка сигналов, цифровая обработка сигналов, радиолокационная информация, когерентный накопитель, доплеровский фильтр, амплитудно-фазовая характеристика, амплитудно-частотная характеристика, адаптивный когерентный накопитель.

LANDINGS RADAR ADAPTIVE TUNING COHERENT DRIVE

N.D. Rysakov, I.V. Titov, S.A. Makarov

The article proposes the introduction of digital methods of planting radar Doppler filtering, detection, processing and display purposes reflected pulses in order to increase the coefficient of clutter suppression and accuracy of the coordinates. A method for calculating time parameters of probing signals for the adaptive adjustment of the coherent drive landing radar to ensure the accumulation of reflected pulses in the filters with minimal accumulation of reflections from clutter.

Keywords: landing radar, runway, flight control team, the head of landing area, landing radar system, digital signal processing, digital signal processing, radar data, the coherent drive, Doppler filter, amplitude and phase response, frequency response, an adaptive coherent drive.