

УДК 629.735.45.054.42

doi: 10.32620/aktt.2022.2.09

**В. К. ВОЛОСЮК, В. В. ПАВЛІКОВ, С. С. ЖИЛА, Е. О. ЦЕРНЕ, О. В. ОДОКІЄНКО,  
А. П. ДЬОМІН, А. М. ГУМЕННИЙ, А. В. ПОПОВ**

*Національний аерокосмічний університет ім. М. Є. Жуковського  
«Харківський авіаційний інститут», Україна*

## **АЛГОРИТМ ОБРОБКИ СИГНАЛІВ ДЛЯ ВЕРТОЛІТНОГО ШИРОКОСМУГОВОГО ШУМОВОГО НЕКОГЕРЕНТНОГО РАДІОВИСОТОМІРУ**

*Методом максимальної правдоподібності вперше синтезовано алгоритм вимірювання висоти польоту вертольоту або безпілотного літального апарату, заснований на обробленні широкосмугових та надширокопосмугових імпульсних стохастичних сигналів. При формуванні вихідних даних наведено математичні моделі зондуючого сигналу та прийнятого спостереження з врахуванням як різних варіантів реалізації вхідного тракту, які накладають обмеження на вигляд рівняння спостереження, так і геометрії задачі. Під час вирішення задачі знайдено та досліджено статистичні характеристики наведених моделей. Так, розрахована кореляційна функція спостереження містить інформацію і про час затримки сигналу, і про обвідну радіоімпульсу, що дозволяє отримати алгоритм визначення шуканого параметру дальності за одним з двох варіантів: диференціюванням функціоналу правдоподібності за часом затримки або за обвідною радіоімпульсу. Водночас уперше отримано рівняння обернення у частотній області для статистичних характеристик досліджуваних нестационарних процесів. Такі процеси виникають через наявність обвідної у радіоімпульсі. Важливою особливістю вирішеної задачі синтезу є використання шумового імпульсного передавача, який реалізує функцію підсвічування підстильної поверхні, а також урахування факту руйнування структури сигналу при його випроміненні, розповсюдженні та відбитті. Таке руйнування форми сигналу робить неможливим синтез радару з алгоритмами внутрішнього когерентного оброблення при роботі на одну приймальну антену та вимагає пошуку інших варіантів обробки сигналів. Також використання у системі недетермінованого сигналу ускладнює формалізацію параметру часу затримки у функціоналі правдоподібності, оскільки у такому випадку опорний сигнал неможливо представити у вигляді моделі або аналітичного запису. У відповідності з синтезованим алгоритмом, розроблена імітаційна модель імпульсного радару зі стохастичним зондуючим сигналом та наведено результати її моделювання. Так, отриманий вихідний ефект системи повністю відповідає класичним теоретичним викладкам.*

**Ключові слова:** вертолітний висотомір; широкосмугові стохастичні сигнали; алгоритм оптимального оброблення сигналів; радіовисотомір.

### **Вступ**

Забезпечення безпечного польоту літальних апаратів (літаків, вертольотів) потребує задіяння багатьох бортових систем, які працюють у оптичному і радіодіапазонах, а також штатних систем вимірювання фізичних параметрів навколишнього середовища (тиску, бічного вітру, магнітного поля тощо) та власних параметрів руху (швидкості, прискорення, крен, тангаж, кут атаки тощо). Всі ці датчики зазвичай об'єднані у єдиний бортовий комплекс, на який покладаються і завдання безпеки польоту та виконання завдання.

Серед багатьох типів літальних апаратів найбільшою складністю реалізації процесу автопілотування вирізняється гелікоптер. Це пов'язано з низкою особливостей його застосування, у тому числі можливістю польотів у широкому діапазоні висот і

швидкостей. Бортовий комплекс гелікоптера відіграє важливу роль у вирішенні задач навігації, керування рухом і прийнятті рішень щодо можливостей того чи іншого маневру.

Важливими складовими таких комплексів є прилади визначення висоти польоту – радіовисотоміри, які дозволяють з високим ступенем точності та достовірності визначати висоту над підстильною поверхнею. На сьогодні проєктувальники та розробники пропонують різноманітні методи вимірювання висоти від лідарів [1-3], заснованих на використанні і обробленні лазерного випромінювання, до використання телекомунікаційних сигналів [4, 5] та непрямих методів розрахунків з застосуванням нечіткої логіки [6] і нелінійних алгоритмів оброблення траєкторій руху [7]. Але традиційно найбільш надійними та незалежними від часу доби і метеоумов є радіовисотоміри [8-10], які працюють у радіодіапазоні

хвиль. Такі висотоміри можуть будуватися за різними схемами, але їм притаманні наступні риси: використання неперервних або імпульсних сигналів; використання вузькосмугових детермінованих сигналів. Проте сучасні досягнення в радіоелектроніці вказують на обмеження, які виникають у зв'язку з такими особливостями (вузькосмуговість, детерміновані сигнали тощо). Значний прорив у розробленні широко- і надширокосмугової радіоелектроніки дозволив реалізовувати високоточні та надійні вимірювання радарми з використанням стохастичних сигналів [11-13]. Такі радари досить цікаві з огляду на можливість створення радіосистем з високим ступенем захищеності від стороннього випромінювання. До недоліків таких радарів можна віднести суттєво зростаючу складність реалізації режиму внутрішньої когерентності при обробленні сигналів навіть за умови використання моделей корекції [14] впливу атмосфери на їх розповсюдження. Можна відмітити, що режим когерентності вдається досягти [15] лише на коротких дистанціях у декілька десятків метрів.

Слід відзначити, що використання стохастичних шумоподібних сигналів розкриває нові можливості і у проектуванні систем радіобачення [16-18] з аерокосмічних носіїв. Відповідно виникає потреба у створенні бортових радіокомплексів, які здатні отримувати необхідну інформацію з використанням стохастичних сигналів. Не виключення становлять і радіокомплекси, які розміщуватимуться на борту гелікоптера. При проектуванні таких комплексів необхідно розуміти і алгоритми оброблення сигналів і потенційні параметри точності. Для цього доцільно при розробці використовувати методи оптимального синтезу [19] радіосистем. Робота спрямована на вирішення задачі статистичного синтезу алгоритму оброблення стохастичних радіосигналів задля вимірювання висоти польоту гелікоптера або безпілотного літального апарату.

### 1. Постановка задачі

Поставлена задача вирішуватиметься з використанням методу максимальної правдоподібності. Для використання цього методу перш за все необхідно уточнити математичні моделі зондуючого та прийнятого сигналів та їх статистичні характеристики. Планується, що у якості зондуючого сигналу у передбачуваному висотомірі використовуватимуться радіоімпульси зі стохастичним заповненням. Математичну модель такого імпульсу представимо наступною формулою:

$$s(t) = \mathcal{F}_f^{-1} \left\{ \Pi(f) \int_{-\infty}^{\infty} \dot{P}(f - f_1) \dot{N}(f_1) df_1 \right\} =$$

$$= \int_{-\infty}^{\infty} \eta(t-t') p(t') n(t') dt'. \quad (1)$$

Тут  $\mathcal{F}_f^{-1}\{\cdot\}$  – операторний запис перетворення Фур'є,  $\Pi(f) = \mathcal{F}_f^{-1}\{\eta(t)\}$  – робоча смуга частот передавача,  $\dot{P}(f) = \mathcal{F}_f^{-1}\{p(t)\}$  – спектр огинаючої радіоімпульсу,  $\dot{N}(f) = \mathcal{F}_f^{-1}\{n(t)\}$  – комплексна спектральна густина амплітуди зондуючого стохастичного сигналу.

Сигнали, задані формулою (1), можуть бути генеровані та оброблені існуючою радіоелементною базою [20-22].

Для уточнення деяких математичних викладок скористаємося геометрією задачі на рис. 1. На ньому введено такі позначення:  $\vec{V}'t$  та  $\vec{V}$  – швидкість руху гелікоптера та її проекція на підстильну поверхню відповідно;  $h$  – висота польоту літального апарату;  $t$  – час;  $A$  – антена радіовисотоміра з розкритвом  $D'$ , встановлена під гелікоптером;  $D$  – область, опромінена діаграмою спрямованості антени;  $\vec{r}'$  та  $\vec{r}$  – радіус-вектори, які позначають елементарні ділянки в областях випромінювання та опромінення відповідно;  $S$  – проекція лінії шляху польоту на підстильну поверхню. Також необхідно зазначити, що у передбачуваній системі використовується одна антена на передачу і приймання сигналів, що є класичним рішенням для радарів з імпульсними зондуючими сигналами [23, 24].

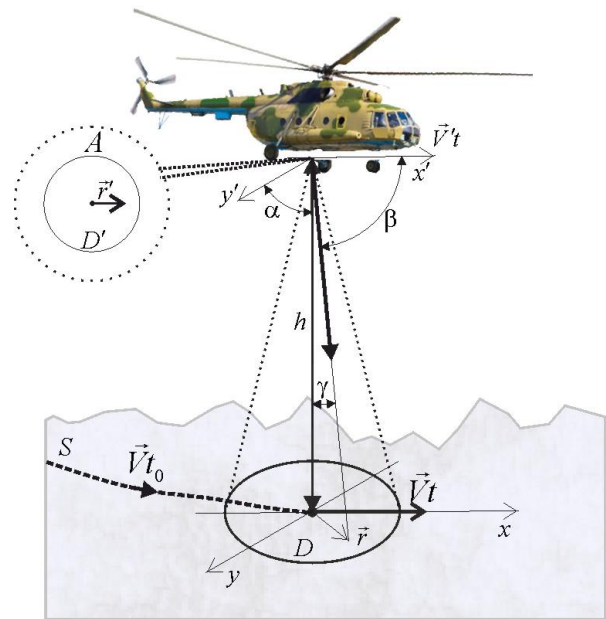


Рис. 1. Геометрія задачі

Подальші розрахунки виконуватимемо за умови, що спектральна густина стохастичного корисно-

го сигналу є гаусівським процесом з нульовим середнім  $\langle n(t) \rangle = 0$  та наступною кореляційною функцією у часовій області:

$$\langle n(t_1)n(t_2) \rangle = \frac{N}{2} \delta(t_1 - t_2). \quad (2)$$

де  $\langle \cdot \rangle$  – знак статистичного усереднення,  $\delta(\cdot)$  – дельта-функція,  $N$  – спектральна густина потужності зондуючого сигналу.

У випадку вказаних обмежень повна інформація про сигнал міститься у його кореляційній функції або спектральній густині потужності. Кореляційна функція сигналу (1) має наступний вигляд

$$\begin{aligned} R_s(t_1, t_2) &= \langle s(t_1)s(t_2) \rangle = \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \eta(t_1 - t') \eta(t_2 - t'') p(t') p(t'') \times \\ &\times \underbrace{\langle n(t')n(t'') \rangle}_{\frac{N}{2} \delta(t' - t'')} dt' dt'' = \frac{N}{2} \int_{-\infty}^{\infty} \eta(t_1 - t) \eta(t_2 - t) p^2(t) dt. \end{aligned} \quad (3)$$

Необхідно зазначити, що розрахована кореляційна функція (3) залежить  $(t_1, t_2)$ , а не від різниці  $t_1 - t_2$ , що вказує на опис нестационарного процесу.

Відповідно до теореми Хінчина-Вінера, спектральну густина потужності процесу можна знайти, виконавши перетворення Фур'є від кореляційної функції цього процесу. Тоді:

$$\begin{aligned} G_s(t_1, f) &= \mathcal{F}_\tau \left\{ R_s(t_1, t_2) \Big|_{t_2=t_1-\tau} \right\} = \\ &= \frac{N}{2} \dot{\Gamma}^*(j2\pi f) \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \dot{\Gamma}(j2\pi[f_2 + f_3 + f]) \times \\ &\times \dot{P}(j2\pi f_2) e^{j2\pi f_2 t_1} df_2 \dot{P}(j2\pi f_3) e^{j2\pi f_3 t_1} df_3. \end{aligned} \quad (4)$$

Для вирішення оптимізаційної задачі також необхідно формалізувати модель рівняння спостереження та розрахувати її статистичні характеристики з врахуванням можливих обмежень вхідного тракту [25] та геометрії задачі. Для заданого випадку математичну модель прийнятого сигналу досить точно можна представити адитивною сумішшю корисного сигналу, відбитого підстильною поверхнею, і шумів [19, 26]

$$u(t) = \int_D s_s(t, \vec{r}) d\vec{r} + n_r(t) + n(t), \quad (5)$$

де  $s_s(t, \vec{r})$  – сигнал, відбитий елементарною ділянкою підстильної поверхні з координатами центру, визначеними кінцем радіус-вектора  $\vec{r}$ ,  $n_r(t) + n(t)$  – добавка шумів, яка визначається обмеженням робочої смуги приймача і додатковим білим шумом. При подальших розрахунках частотою Доплера знехтуємо, оскільки у заданій геометрії діаграма спрямованості антени спрямована приблизно у надир гелікоптера. Для такого випадку, частота Доплера наближена до нуля [27].

Математичні моделі сигналу і шумів у (5) представимо наступним чином

$$\begin{aligned} s_s(t, \vec{r}) &= \int_{-\infty}^{\infty} \dot{\Gamma}(f) \dot{F}(\vec{r}, f) \dot{G}(\vec{r}, f) \times \\ &\times \int_{-\infty}^{\infty} \dot{P}(f - f_1) \dot{N}(f_1) df_1 e^{j2\pi f(t - t_d(\vec{r}))} df, \end{aligned} \quad (6)$$

$$n_r(t) = \int_{-\infty}^{\infty} \dot{\Gamma}(f) \dot{N}_n(f) e^{j2\pi f t} df, \quad (7)$$

$$n(t) = \int_{-\infty}^{\infty} \dot{N}_0(f) e^{j2\pi f t} df, \quad (8)$$

де  $\dot{F}(\vec{r}, f)$  – комплексний коефіцієнт відбиття підстильної поверхні (вважаємо випадковим процесом [19]), який залежить від частоти [26] при роботі з широкосмуговими сигналами,  $\dot{N}_n(f)$ ,  $\dot{N}_0(f)$  – спектральні густини комплексної амплітуди шуму приймача і додаткового білого шуму,  $G(\vec{r}, f)$  – діаграма спрямованості антени  $A$  як функція частоти, перерахована до елементів підстильної поверхні з координатами  $\vec{r} \in D$ ,  $t_d(\vec{r}) = 2c^{-1} \sqrt{h^2 + |\vec{r}|^2}$  – час затримки сигналу на розповсюдження від фазового центру антени до елементарної ділянки підстильної поверхні з координатами, які визначені кінцем вектору  $\vec{r}$ , і у зворотному напрямку.

Коефіцієнт затухання сигналу при розповсюдженні у атмосфері для міліметрового діапазону хвиль доцільно розраховувати з урахуванням локальних властивостей атмосфери [28], проте у вирішуваній задачі ним знехтуємо, вважаючи, що він може входити до комплексної діаграми спрямованості.

Вважаємо, що усі процеси, які входять у (5) є гаусівськими з нульовим середнім. За такої умови математичне очікування спостереження  $\langle u(t) \rangle = 0$ . Враховуючи взаємну некорельованість сигналу і шумів, кореляційну функцію спостереження (5) можна представити у вигляді наступної суми:

$$\begin{aligned} R_u(t_1, t_2) &= \langle u(t_1)u(t_2) \rangle = \\ &= R_s(t_1, t_2) + R_{nr}(t_1 - t_2) + R_n(t_1 - t_2). \end{aligned} \quad (9)$$

Кореляційні функції для окремих шумових процесів у (9) можна представити наступним чином:

$$\begin{aligned} R_{nr}(t_1 - t_2) &= \langle n_r(t_1)n_r(t_2) \rangle = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \langle n(t')n(t'') \rangle \times \\ &\times \eta(t_2 - t'')\eta(t_1 - t')dt'dt'' = N_r R_\eta(t_1 - t_2), \end{aligned} \quad (10)$$

$$R_n(t_1 - t_2) = \langle n(t_1)n(t_2) \rangle = N\delta(t_1 - t_2). \quad (11)$$

У кореляційній функції (10):

$$\begin{aligned} R_\eta(t_1 - t_2) &= R_\eta(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} \eta(t_1 - t')\eta(t_2 - t')dt' = \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} \eta(t)\eta(t - \tau)dt. \end{aligned}$$

Вираз для кореляційної функції сигналу знайдемо через спектральне представлення сигналу:

$$\begin{aligned} R_s(t_1, t_2) &= \frac{1}{2} \int_D \int_D \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \dot{G}(\bar{r}_1, f_a) \times \\ &\times \dot{G}^*(\bar{r}_2, f_b) \langle \dot{F}(\bar{r}_1, f_a) \dot{F}^*(\bar{r}_2, f_b) \rangle \dot{P}(f_a) \dot{P}^*(f_b) \times \\ &\times \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \dot{P}(f_a - f_1) \times \dot{P}^*(f_b - f_2) \times \\ &\times \langle \dot{N}(f_1) \dot{N}^*(f_2) \rangle df_1 df_2 e^{-j2\pi f_a(t_1 - t_d(\bar{r}_1))} \times \\ &\times e^{j2\pi f_b(t_2 - t_d(\bar{r}_2))} df_a d\bar{r}_1 df_b d\bar{r}_2 = \\ &= \frac{1}{2} N \int_D \int_D \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \dot{G}(\bar{r}, f_a) \times \\ &\times G^*(\bar{r}, f_a - \Delta f) \sigma^0(\Delta f, \bar{r}) \dot{P}(f_a) \dot{P}^*(f_a - \Delta f) \times \\ &\times \int_{-\infty}^{\infty} \dot{P}(f_a - f) \dot{P}^*(f_a - \Delta f - f) df \times \\ &\times e^{-j2\pi(\Delta f t_1 + (f_a - \Delta f)\tau)} e^{j2\pi\Delta f t_d(\bar{r})} df_a d\Delta f d\bar{r}. \end{aligned} \quad (12)$$

У (12) вважається, що кореляційна функція від комплексного коефіцієнту розсіювання є некорельованою у просторі і корельованою за частотою, тобто  $\langle \dot{F}(\bar{r}_1, f_a) \dot{F}^*(\bar{r}_2, f_b) \rangle = \sigma^0(f_a - f_b, \bar{r}_1) \times \delta(\bar{r}_1 - \bar{r}_2)$ . Таке припущення може мати місце на практиці при опроміненні реальної (не дзеркальної) підстильної поверхні міліметровим діапазоном хвиль.

Виходячи із отриманих формул (10-12), запишемо кінцевий вигляд кореляційної функції спостереження

$$R_u(t_1, t_2) = R_s(t_1, t_2) + R_{nr}(t_1 - t_2) + R_n(t_1 - t_2) =$$

$$\begin{aligned} &= \frac{1}{2} N \int_D \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \dot{G}(\bar{r}, f_a) \dot{G}^*(\bar{r}, f_a - \Delta f) \times \\ &\times \sigma^0(\Delta f, \bar{r}) \dot{P}(f_a) \dot{P}^*(f_a - \Delta f) \int_{-\infty}^{\infty} \dot{P}(f_a - f) \times \\ &\times \dot{P}^*(f_a - \Delta f - f) df e^{-j2\pi(\Delta f t_1 + (f_a - \Delta f)\tau)} \times \\ &\times e^{j2\pi\Delta f t_d(\bar{r})} df_a d\Delta f d\bar{r} + \\ &+ N_r \int_{-\infty}^{\infty} \eta(t)\eta(t - \tau)dt + N\delta(\tau). \end{aligned} \quad (13)$$

Так як, кореляційна функція (14) містить інформацію і про час затримки сигналу, і про обвідну радіоімпульсу, алгоритм обробки сигналів можна знайти у двох варіантах: диференціюванням функціоналу правдоподібності або за часом затримки, або за обвідною радіоімпульсу.

## 2. Синтез алгоритму оцінки часу затримки

Для пошуку оптимального алгоритму обробки сигналів використаємо логарифм функціоналу правдоподібності у такому вигляді:

$$\begin{aligned} \ln p[u(t) | t_d(\bar{r})] &= \ln k(t_d(\bar{r})) - \\ &- \frac{1}{2} \int_0^T \int_0^T u(t_1) W_u(t_1, t_2, t_d(\bar{r})) u(t_2) dt_1 dt_2, \end{aligned} \quad (14)$$

де  $k(t_d(\bar{r}))$  – коефіцієнт, похідна від якого залежить від інформаційного параметра,  $W_u(t_1, t_2, t_d(\bar{r}))$  – функція, обернена до кореляційної функції (13), яку можна отримати за наступною формулою:

$$\int_0^T R_u(t_1, t_2) W_u(t_2, t_3) dt_2 = \delta(t_1 - t_3). \quad (15)$$

Проте у явному вигляді вирішити рівняння обернення (15) можна для досить обмеженого класу кореляційних функцій, оскільки усі множники під інтегралами є симетричними за частотою функціями. Тому виконаємо розрахунки у частотній області [19], для чого перепишемо кореляційну функцію (13) у частотній області:

$$\begin{aligned} G_R(f, t_1) &= \mathcal{Z}_\tau \left\{ R_u(t_1, \tau) \Big|_{\sigma^0(\Delta f) \delta(\bar{r}_1 - \bar{r}_2)} \right\} = \\ &= G_s(f, t_1) + G_{nr}(f) + G_n(f). \end{aligned} \quad (16)$$

У формулі (16)

$$G_s(f, t_1) = \mathcal{F}_\tau \{R_s(t_1, \tau)\} = \frac{1}{2} N \int_D \int_{-\infty}^{\infty} \dot{G}(\bar{r}, \Delta f - f) \times \\ \times \dot{G}^*(\bar{r}, -f) \times \sigma^0(\Delta f, \bar{r}) \dot{\Pi}(\Delta f - f) \dot{\Pi}^*(-f) \times \\ \times \int_{-\infty}^{\infty} \dot{P}(\Delta f - f - f') \dot{P}^*(-f - f') df' \times \\ \times e^{-j2\pi\Delta f t_1} e^{j2\pi\Delta f t_d(\bar{r})} d\Delta f d\bar{r}, \quad (17)$$

$$G_{nr}(f) = \mathcal{F}_\tau \{R_{nr}(\tau)\} = N_r |\dot{\Pi}(f)|^2, \quad (18)$$

$$G_n(f) = \mathcal{F}_\tau \{R_n(\tau)\} = N \int_{-\infty}^{\infty} \delta(\tau) e^{-j2\pi f \tau} d\tau = N. \quad (19)$$

Рівняння обернення (15) для нестационарного процесу у спектрально-часовій області знайдено у наступному вигляді

$$\frac{1}{2} \int_{-\infty}^{\infty} G_R(t_1, f) G_W(t_3, -f) df = \int_{-\infty}^{\infty} e^{j2\pi f(t_1 - t_3)} df.$$

Вирішуючи його відносно  $G_W(t_3, -f)$ , отримаємо

$$G_W(t_3, -f) = 2 \frac{e^{j2\pi f(t_1 - t_3)}}{G_R(t_1, f)}. \quad (20)$$

Так, рівняння обернення (20) у частотній області для статистичних характеристик нестационарних процесів отримане уперше.

Пошук алгоритму оброблення сигналів виконаємо диференціюванням (14) за параметром часу затримки і прирівнюванням результату диференціювання до нуля:

$$\frac{\delta \ln p[u(t) | t_d(\bar{r})]}{\delta t'_d(\bar{r})} = 0, \quad (21)$$

де  $\frac{\delta}{\delta t'_d(\bar{r})}$  – функціональна (варіаційна) похідна за часом затримки.

Рівняння правдоподібності у часовій області запишемо у вигляді

$$-\frac{1}{2} \int_0^T \int_0^T \frac{\delta R(t_1, t_2, t_d(\bar{r}'))}{\delta t'_d(\bar{r})} W(t_1, t_2, t_d(\bar{r}')) dt_1 dt_2 - \\ - \frac{1}{2} \int_0^T \int_0^T u(t_1) \frac{\delta W(t_1, t_2, t_d(\bar{r}'))}{\delta t'_d(\bar{r})} u(t_2) dt_1 dt_2 = 0. \quad (22)$$

Для подальших розрахунків перепишемо рівняння правдоподібності (22) у частотно-часовій області:

$$-\frac{1}{2} \int_0^T \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\delta \hat{G}_R(t_1, f, t_d(\bar{r}'))}{\delta t'_d(\bar{r})} G_W(t_1, f, t_d(\bar{r}')) df dt_1 - \\ - \frac{1}{2} \int_0^T u(t_1) \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\delta G_W(t_1, f, t_d(\bar{r}'))}{\delta t'_d(\bar{r})} \times \\ \times \hat{U}^*(j2\pi f) df dt_1 = 0. \quad (23)$$

де  $\hat{U}^*(j2\pi f) = \int_0^T u(t_2) e^{j2\pi f t_2} dt_2$ , а знак « $\hat{\phantom{x}}$ » позначає оціночне значення спектру або спектральної густини, отримане по обмеженій реалізації спостереження або кореляційної функції.

Підставимо (20) у (23) і врахуємо, що

$$G_W(t_m, -f) = 2 \frac{e^{j2\pi f(t_n - t_m)}}{G_R(t_n, f)} \Big|_{m=n} = \frac{2}{G_R(t_m, f)}.$$

Тоді отримаємо

$$-\int_0^T \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\delta \hat{G}_R(t_1, f, t_d(\bar{r}'))}{\delta t'_d(\bar{r})} \frac{1}{G_R(t_1, f, t_d(\bar{r}'))} df dt_1 - \\ - \int_0^T u(t_1) \int_{-\infty}^{\infty} \left( \frac{\delta}{\delta t'_d(\bar{r})} \frac{1}{G_R(t_1, f, t_d(\bar{r}'))} \right) \times \\ \times \hat{U}^*(j2\pi f) df dt_1 = 0. \quad (24)$$

Знайдемо похідні, які входять у (24). Похідна від спектральної густини потужності (16)

$$\frac{\delta \hat{G}_R(t_1, f, t_d(\bar{r}'))}{\delta t'_d(\bar{r})} = \lim_{\alpha \rightarrow 0} \frac{d}{d\alpha} \hat{G}_R(t_1, f, t_d(\bar{r}') + \\ + \alpha \delta(t_d(\bar{r}') - t_d(\bar{r}))) = j\pi N \int_{-\infty}^{\infty} \Delta f \dot{G}(\bar{r}, \Delta f - f'') \times \\ \times \dot{G}^*(\bar{r}, -f'') \sigma^0(\Delta f, \bar{r}) \dot{\Pi}(\Delta f - f'') \dot{\Pi}^*(-f'') \times \\ \times \int_{-\infty}^{\infty} \dot{P}(\Delta f - f'' - f) \dot{P}^*(-f'' - f) df \times \\ \times e^{-j2\pi\Delta f(t_1 - t_d(\bar{r}))} d\Delta f. \quad (25)$$

Похідна від спектральної густини потужності, яка є оберненою до спектральної густини потужності спостереження з врахуванням (25)

$$\frac{\delta}{\delta t_d(\bar{r})} \frac{1}{\hat{G}_R(t_1, f, t_d(\bar{r}'))} = -\frac{j2\pi N}{\hat{G}_R^2(t_1, f, t_d(\bar{r}'))} \times$$

$$\times \int_{-\infty}^{\infty} \Delta f \dot{G}(\bar{r}, \Delta f - f'') \dot{G}^*(\bar{r}, -f'') \sigma^0(\Delta f, \bar{r}) \times$$

$$\times \dot{\Pi}(\Delta f - f'') \dot{\Pi}^*(-f'') \int_{-\infty}^{\infty} \dot{P}(\Delta f - f'' - f) \times$$

$$\dot{P}^*(-f'' - f) df e^{-j2\pi \Delta f (t_1 - t_d(\bar{r}))} d\Delta f. \quad (26)$$

Підставимо (25) і (26) у (24) і отримаємо наступне рівняння правдоподібності у частотно-часовій області

$$\int_0^T \int_{-\infty}^{\infty} \left[ \frac{\int_{-\infty}^{\infty} \Delta f \dot{G}(\bar{r}, \Delta f - f) \dot{G}^*(\bar{r}, -f) \times \sigma^0(\Delta f, \bar{r}) \dot{\Pi}(\Delta f - f) \dot{\Pi}^*(-f) \times \int_{-\infty}^{\infty} \dot{P}(\Delta f - f - f') \times \dot{P}^*(-f - f') df e^{-j2\pi \Delta f (t_1 - t_d(\bar{r}))} d\Delta f}{G_R(t_1, f, t_d(\bar{r}'))} \right] df dt_1 =$$

$$= \int_0^T u(t_1) \int_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{\hat{G}_R^2(t_1, f, t_d(\bar{r}'))} \int_{-\infty}^{\infty} \Delta f \dot{G}(\bar{r}, \Delta f - f) \times \dot{G}^*(\bar{r}, -f) \sigma^0(\Delta f, \bar{r}) \dot{\Pi}(\Delta f - f) \dot{\Pi}^*(-f) \times \int_{-\infty}^{\infty} \dot{P}(\Delta f - f - f') \dot{P}^*(-f - f') df' \times \dot{P}^*(-f'' - f) df e^{-j2\pi \Delta f (t_1 - t_d(\bar{r}))} d\Delta f. \quad (27)$$

Для подальших розрахунків введемо наступне позначення

$$Q(\bar{r}, t_d(\bar{r})) = \int_0^T \int_{-\infty}^{\infty} \left[ \frac{\dot{G}^*(\bar{r}, -f) \dot{\Pi}^*(-f) \times \int_{-\infty}^{\infty} \Delta f \dot{G}(\bar{r}, \Delta f - f) \times \sigma^0(\Delta f, \bar{r}) \dot{\Pi}(\Delta f - f) \times \int_{-\infty}^{\infty} \dot{P}(\Delta f - f - f') \times \dot{P}^*(-f - f') df' \times e^{-j2\pi \Delta f (t_1 - t_d(\bar{r}))} d\Delta f}{G_R(t_1, f, t_d(\bar{r}'))} \right] df dt_1.$$

Функція  $Q(\bar{r}, t_d(\bar{r}))$  містить інформацію про час затримки від кожної елементарної ділянки (у області опромінення діаграми спрямованості) підстильної поверхні. Проте, на практиці для висотоміру необхідно мати час затримки лише від найближчої точки, що досягається інтегруванням по області опромінення, тобто від  $Q(\bar{r}, t_d(\bar{r}))$  перейти до  $\int_D Q(\bar{r}, t_d(\bar{r})) d\bar{r} = Q(t_d)$ . У такому випадку, (27) можна переписати наступним чином:

$$Q(t_d) = \int_D \int_0^T u(t_1) \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\dot{\Pi}^*(-f) \dot{G}^*(\bar{r}, -f)}{\hat{G}_R^2(t_1, f, t_d(\bar{r}'))} \times \int_{-\infty}^{\infty} \Delta f \dot{G}(\bar{r}, \Delta f - f) \sigma^0(\Delta f, \bar{r}) \dot{\Pi}(\Delta f - f) \times \int_{-\infty}^{\infty} \dot{P}(\Delta f - f - f') \dot{P}^*(-f - f') df' \times e^{-j2\pi \Delta f (t_1 - t_d(\bar{r}))} d\Delta f \dot{U}^*(j2\pi f) df dt_1 d\bar{r}. \quad (28)$$

Для подальшої фізичної інтерпретації алгоритму оброблення сигналів у правій частині (28), введемо деякі фізично обґрунтовані припущення:

1) амплітудно-фазове розподіл струму у апертурі антени рівномірний. Тоді діаграму спрямованості антени у координатах підстильної поверхні можна представити виразом

$$G(x', f) = \frac{f x}{c} \text{sinc} \left( \pi h \frac{\cos \alpha}{\cos \gamma} \frac{f x}{c} \right),$$

де  $f x/c$  – аналог просторових частот, які у надширокосмуговому радарі залежить і від просторових координат, і від частоти,  $x \in [-X/2, X/2]$ ,  $X$  – розмір антени уздовж осі  $0x$ .

2) Функцію  $\sigma^0(\Delta f, \bar{r})$  для інтерпретації алгоритму достатньо вважати константою, тобто  $\sigma^0(\Delta f, \bar{r}) = 1$ .

3) Вважаємо, що область робочих частот обмежена функцією  $\dot{\Pi}(f)$ , яка є рівномірно пропускною у діапазоні від  $F_{\min}$  до  $F_{\max}$ :

$$\Pi(f) = \begin{cases} 1 & F_{\min} \leq |f| \leq F_{\max}; \\ 0 & |f| < F_{\min} \ \& \ |f| > F_{\max}. \end{cases}$$

4) Нехай обвідна радіоімпульсу буде рівномірною, тоді

$$\int_{-\infty}^{\infty} P(\Delta f - f - f') P(f + f') df' = T^2 \text{sinc}(\pi f T).$$

З врахуванням наведених припущень, внутрішню частину інтегралу (28) можна представити наступним чином

$$\frac{f X^2 T^2}{c^2} \text{sinc} \left( \pi h \frac{\cos \alpha}{\cos \gamma} \cdot \frac{-f X}{c} \right) \dot{\Pi}^*(-f) \times e^{-j2\pi f (t_1 - t_d(\bar{r}))} \int_{-\infty}^{\infty} \Delta f (\Delta f - f) \times \text{sinc} \left( \pi h \frac{\cos \alpha}{\cos \gamma} \cdot \frac{(\Delta f - f) X}{c} \right) \times \dot{\Pi}(\Delta f - f) \times$$

$$\times \text{sinc}(\pi(\Delta f - f)T) e^{-j2\pi(\Delta f - f)(t_1 - t_d(\vec{r}))} d\Delta f. \quad (29)$$

Функція (29) описує частину декорелюючого фільтра. Тоді (28) доцільно представити наступним чином:

$$\begin{aligned} Q(t_d) &= \int_D \int_0^T u(t_1) \int_{-\infty}^{\infty} \dot{Z}(f, \vec{r}, t_1 - t_d(\vec{r})) \dot{U}^*(j2\pi f) \times \\ &\quad \times e^{-j2\pi f(t_1 - t_d(\vec{r}))} df dt_1 d\vec{r} = \\ &= \int_D \int_0^T u(t_1) u_Z(t_1 - t_d(\vec{r})) dt_1 d\vec{r}, \quad (30) \end{aligned}$$

де  $u_Z(t_1 - t_d(\vec{r}))$  – спостереження після декореляції у фільтрі з амплітудно-частотною характеристикою

$$\begin{aligned} \dot{Z}(f, \vec{r}, t_1 - t_d(\vec{r})) &= \\ &= \frac{\dot{\Pi}^*(-f) \dot{G}^*(\vec{r}, -f)}{\hat{G}_R^2(t_1, f, t_d(\vec{r}))} \int_{-\infty}^{\infty} \Delta f \dot{G}(\vec{r}, \Delta f - f) \sigma^0(\Delta f, \vec{r}) \times \\ &\quad \times \dot{\Pi}(\Delta f - f) \int_{-\infty}^{\infty} \dot{P}(\Delta f - f - f') \dot{P}^*(-f - f') df' \times \\ &\quad \times e^{-j2\pi(\Delta f - f)(t_1 - t_d(\vec{r}))} d\Delta f. \quad (31) \end{aligned}$$

Права частина (31) містить алгоритм визначення функції, яка залежить від часу затримки. Проте необхідно зазначити, що при обробці широкосмугових шумових сигналів внутрішній кореляційний інтеграл  $\int_0^T u(t_1) u_Z(t_1 - t_d(\vec{r})) dt_1$  завжди близький

до нуля, окрім випадку, коли виконується умова  $t_1 - t_d(\vec{r}) = t_1$ . Також у отриманому алгоритмі доцільно знехтувати операцією декореляції через складність її практичної реалізації і перейти від  $u_Z(t_1 - t_d(\vec{r}))$  до  $u(t_1 - t_d(\vec{r}))$ . Тоді отримаємо:

$$\begin{aligned} Q(t_d) &= \int_D \int_0^T u^2(t_1 - t_d(\vec{r})) dt_1 d\vec{r} = \\ &= \left| \begin{array}{l} t_1 - t_d(\vec{r}) = z \\ dt_1 = dz \\ t_1 = 0 \quad z = -t_d(\vec{r}) \\ t_1 = T \quad z = T - t_d(\vec{r}) \end{array} \right| = \int_D d\vec{r} \int_{-t_d(\vec{r})}^{T - t_d(\vec{r})} u^2(z) dz. \quad (32) \end{aligned}$$

З аналізу (32) слідує, що основними алгоритмічними операціями отриманого алгоритму є розрахунок параметру, пропорційного до енергії прийнятого сигналу, та усереднення енергій сигналів, отриманих від усіх ділянок поверхні, опромінених діаграмою спрямованості антени. Водночас виникає невизначеність щодо необхідності паралельно з енергією сигналу розраховувати і поріг виявлення. Проте на практиці цей поріг можна обирати на основі евристичних міркувань.

### 3. Результати моделювання

Використана у моделюванні імітаційна модель радара, працюючого на основі алгоритму (32), зображена на рис. 2.

Імітаційна модель працює у наступний спосіб. Блок Envelop Pulse генерує огинаючу зондууючого

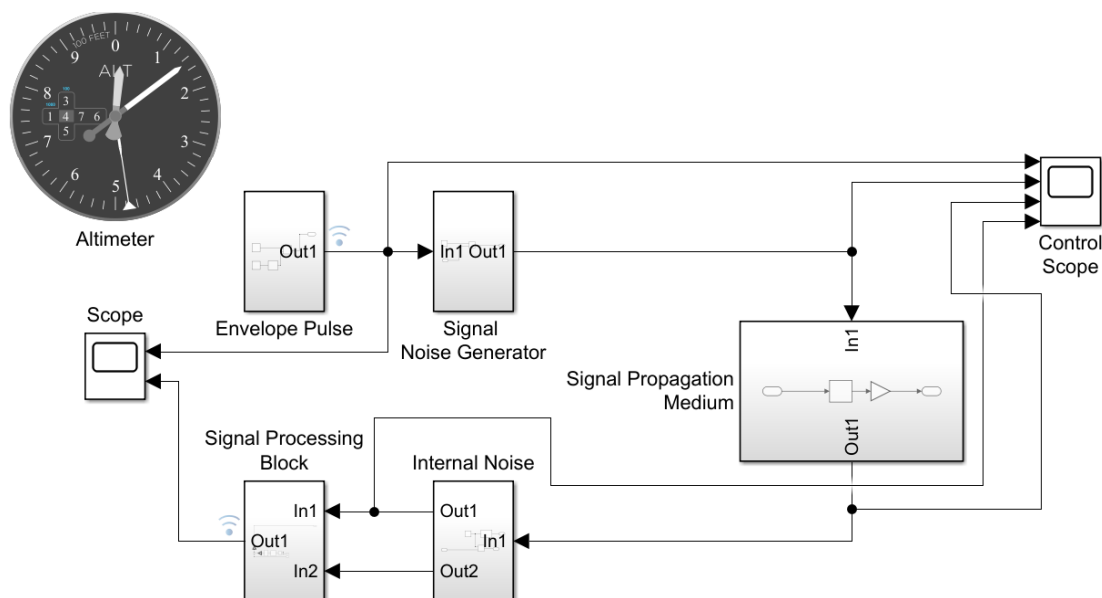


Рис. 2. Імітаційна модель радара

сигналу, на основі якої блоком Signal Noise Generator створюється широкосмуговий імпульсний стохастичний зондуєчий сигнал. Цей радіоімпульс проходить через блок Signal propagation medium, якому затримується на час, еквівалентний дальності до підстильної поверхні в 1476 футів. Затриманий сигнал зашумлюється блоком Internal noise та надходить до блоку обробки сигналів Signal processing block, який виконує перетворення у відповідності з алгоритмом (32). На виході Signal processing block спостерігається огинаюча, яка надалі виявляється і на основі якої розраховується час затримки та відповідна дальність до підстильної поверхні.

Епюри роботи схеми, які описують зазначену раніше послідовність, показані на рис. 3, а результат роботи схеми – на рис. 4.

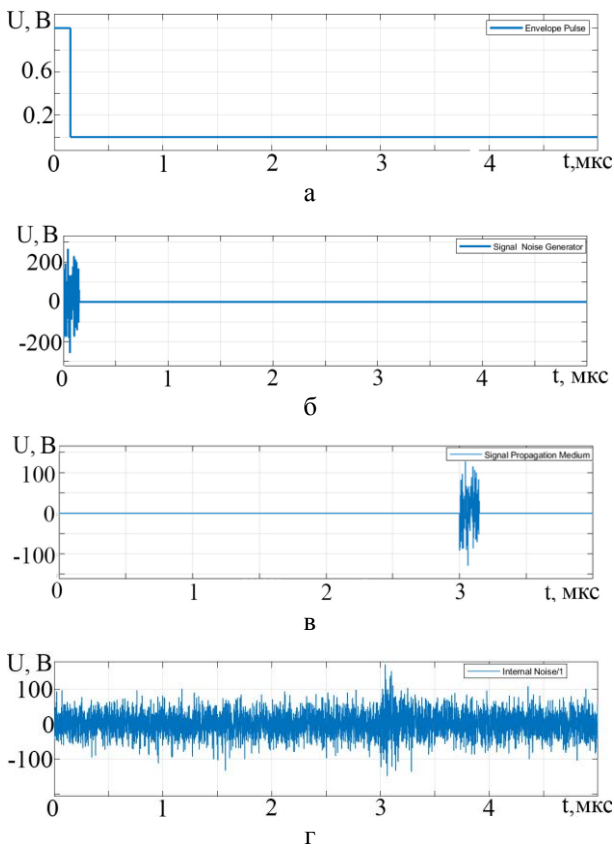


Рис. 3. Сигнали на виході блоків: а – огинаюча радіоімпульсу; б – генератор стохастичного сигналу; в – середовище розповсюдження; г – внутрішній шум приймача

У моделі на рис. 3 також є табло висотоміру, яке за виводить поточне значення висоти польоту – 1476 футів, що відповідає часу затримки сигналу приблизно 3 мкс.

Слід відзначити, що проведене моделювання вимірювання висоти не передбачало руйнування структури випроміненого сигналу, а також того факту, що сигнал відбивається не елементарною ділян-

кою, а деякою ділянкою підстильної поверхні, яка опромінена діаграмою спрямованості  $G(\vec{r}, f)$ .

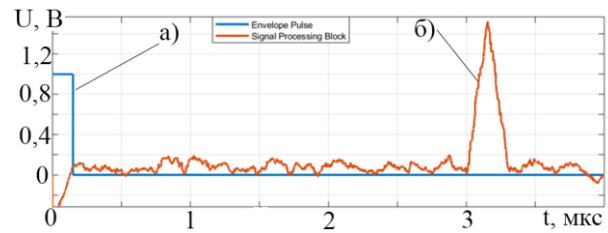


Рис. 4. Графіки:

- а – огинаючої випроміненого радіоімпульсу;
- б – вихідного ефекту радару

Проте такий випадок є досить показовим, адже дозволяє визначити, що на виході оптимального оцінювача маємо трикутний відгук системи. Така форма відгуку визначається тим, що алгоритм синтезувався у відповідності до оптимального оцінювання квадрата модуля спектра обвідної. При моделюванні обвідна радіоімпульсу вважалася рівномірною, тобто

$$p(t) = \begin{cases} 1 & T \geq t \geq 0; \\ 0 & t > T. \end{cases} \quad (33)$$

Спектр такої обвідної описується наступною формулою

$$\dot{P}(j2\pi f) = \int_{-\infty}^{\infty} p(t)e^{-j2\pi ft} dt = Te^{-j\pi f T} \text{sinc}(\pi f T),$$

а квадрат модуля

$$|\dot{P}(j2\pi f)|^2 = T^2 \text{sinc}^2(\pi f T).$$

Відомо, що зворотне перетворення Фур'є від функції  $\text{sinc}^2(\pi f T)$  описує форму трикутника, ширина якого по нулям становить  $2T$ . Тобто, вихідний ефект модельованої схеми повністю відповідає теоретичним викладкам.

### Висновок

У роботі вперше методом максимальної правдоподібності синтезовано алгоритм обробки широкосмугових імпульсних стохастичних сигналів у радіовисотомірі. Використання зазначених сигналів у заданій системі призвело до деяких складностей



при вирішенні задачі. Перш за все, це стосується складності формалізації параметру часу затримки у функціоналі правдоподібності для шумового опорного сигналу, оскільки він не міг бути представлений у вигляді моделі або аналітичного запису. Водночас, через нестационарність імпульсного сигналу, з'явилася необхідність розрахунку відповідного рівняння обернення, що було виконано вперше. Проте не зважаючи на формальні складності у підході до вирішення задачі, синтезований алгоритм оброблення сигналів є досить зрозумілим як для аналізу, так і для подальшої його технічної реалізації.

У відповідності з отриманим алгоритмом була розроблена імітаційна модель радару та виконано її моделювання для випадку, коли зондуєчий сигнал відбивається від елементарної ділянки підстильної поверхні. Варто зазначити, що отриманий алгоритм є непрямим і передбачає вимірювання часу затримки до фронту оцінки огинаючої, яку згодом перераховують у дальність. Тому його практична реалізація повинна передбачати додаткові алгоритми оцінки часу затримки до виявленої огинаючої. Водночас він є досить зручним для технічної реалізації.

У межах подальшої роботи планується виконати розрахунки потенційної точності роботи отриманого алгоритму.

## Література

1. *Research on Augmented Reality Technology of Helicopter Aided Navigation Based on Lidar [Text] / L. Kai, L. Jun-Jie, W. Jing and W. Xiao-Jun // 2021 IEEE 7th International Conference on Virtual Reality (ICVR), 20-22 May 2021. – Foshan, 2021. – P. 373-379.*
2. *Design on altitude control system of quad rotor based on laser radar [Text] / J. Zhao, Y. Li, D. Hu and Z. Pei // 2016 IEEE International Conference on Aircraft Utility Systems (AUS), 10-12 October 2016. – Beijing, 2016. – P. 105-109.*
3. *Autonomous Safe Landing Site Detection for a Future Mars Science Helicopter [Text] / R. Brockers et al. // 2021 IEEE Aerospace Conference (50100), 6-13 March 2021. – Big Sky, 2021. – P. 1-8.*
4. *Feasibility study of GSM network for tracking low altitude helicopter [Text] / A. M. Rahman, S Hossain, I. J. Tuku, M. Hossam-E-Haider and M. S. Amin // 2016 3rd International Conference on Electrical Engineering and Information Communication Technology (ICEEICT), 22-24 September 2016. – Dhaka, 2016. – P. 1-5.*
5. *Videmsek, A. Evaluation of RADAR altimeter-aided GPS for precision approach using flight test data [Text] / A. Videmsek, M. Uijt de Haag and T. Bleakley // Digital Avionics Systems Conference (DASC), 8-12 September 2019. – San Diego, 2019. – P. 1-10.*
6. *Integrated real time obstacle avoidance algorithm based on fuzzy logic and L1 control algorithm for unmanned helicopter [Text] / J. Zheng, B. Liu, Z. Meng and Y. Zhou // 2018 Chinese Control And Decision Conference (CCDC), 9-11 June 2018. – Shenyang, 2018. – P. 1865-1870.*
7. *Liu, B. Nonlinear path following for unmanned helicopter [Text] / B. Liu, Z. Meng and Y. Zhou // IEEE International Conference on Information and Automation, 18-20 July 2017. – Macau SAR, 2017. – P. 737-743.*
8. *IEEE Standard for Radar Definitions [Text] // IEEE Std 686-2017. – 2017. – P. 1-54.*
9. *Implementation of Compressed Wave Pulsed Radar Altimeter in Signal Processing [Text] / G. Madhupriya, K. S. Lavanya, V. Vennisa and N. R. Raajan // 2019 International Conference on Computer Communication and Informatics (ICCCI), 23-25 January 2019. – Coimbatore, 2019. – P. 1-5.*
10. *CubeSat Altimeter Constellation Systems: Performance Analysis and Methodology [Text] / Y. Li, P. Hoogeboom, P. L. Dekker, S. H. Mok, J. Guo and C. Buck // IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing. – 2022. – Vol. 60. – P. 1-19.*
11. *Mogyla, A. Estimation of the Parameters of the Stochastic Probing Radio Signal Reflected by the Target [Text] / A. Mogyla, V. Kantsedal // 2020 IEEE Ukrainian Microwave Week (UkrMW), 22 – 27 June 2020. – Kharkiv, 2020. – P. 379-383.*
12. *Analysis of spectral notching in FM noise radar using measured interference [Text] / B. Ravenscroft, S. D. Blunt, C. Allen, A. Martone and K. Sherbondy // International Conference on Radar Systems (Radar 2017), 23-26 October 2017. – Belfast, 2017. – P. 1-6.*
13. *Doppler-Spread Clutter Suppression in Single-Channel Noise Radar [Text] / C. Wasserzler, P. Wojacek, D. Cristallini, J. Worms and D. O'Hagan // 2019 International Radar Conference (RADAR 2019), 23-27 September 2019. – Toulon, 2019. – P. 1-4.*
14. *Modelling and simulation of DME navigation global service volume [Text] / I. Ostroumov, N. Kuzmenko, O. Sushchenko, V. Pavlikov, S. Zhyla, O. Solomentsev, M. Zaliskyi, et al. // Advances in Space Research. – 2021. – Vol. 68(8). – P. 3495-3507.*
15. *SAR Imaging with Noise Radar [Text] / D. Tarchi, K. Lukin, J. Fortuny-Guasch, A. Mogyla, P. Vyplavin and A. Sieber // IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems. – 2010. – Vol. 46(3). – P. 1214-1225.*
16. *Radar imaging complex with SAR and ASR for aerospace vehicle [Text] / V. Pavlikov, K. Belousov, S. Zhyla, E. Tserne, O. Shmatko, A. Sobkolov,*

D. Vlasenko, V. Kosharskyi, O. Odokienko and M. Ruzhentsev // *Radioelectronic and Computer Systems*. – 2021. – No. 3. – P. 63-78.

17. *Active-Passive Radar for Radar Imaging from Aerospace Carriers [Text]* / V. Pavlikov, V. Volosyuk, S. Zhyla, E. Tserne, O. Shmatko and A. Sobkolov // *19th International Conference on Smart Technologies (EU-ROCON 2021)*, 6 – 8 July 2021. – Lviv, 2021. – P. 18-24

18. *UWB active aperture synthesis radar the operating principle and development of the radar block diagram [Text]* / V. Pavlikov, V. Volosyuk, S. Zhyla, H. N. Van and K. N. Van // *2017 IEEE Microwaves, Radar and Remote Sensing Symposium (MRRS)*, 29-31 August 2017. – Kiev, 2017. – P. 27-30

19. Волосюк, В. К. *Статистическая теория радиотехнических систем дистанционного зондирования и радиолокации [Текст]* / В. К. Волосюк, В. Ф. Кравченко. – М. : Физматлит, 2008. – 704 с.

20. Arslan, S. *A Broadband Microwave Noise Generator Using Zener Diodes and a New Technique for Generating White Noise [Text]* / S. Arslan and B. S. Yildirim // *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*. – 2018. – Vol. 28(4). – P. 329-331.

21. Drechsel, T. *A 6–15 GHz ultra-wideband signal generator with 82 % continuous tuning range for FMCW radar [Text]* / T. Drechsel, N. Joram, F. Ellinger // *2019 15th Conference on Ph.D Research in Microelectronics and Electronics (PRIME)*, 5-18 July 2019. – Lausanne, 2019. – P. 93-96

22. *Wideband Programmable Gaussian Noise Generator on FPGA [Text]* / D. Pritsker, C. Cheung, H. S. Neoh and G. Nash // *2019 IEEE National Aerospace and Electronics Conference (NAECON)*, 15-19 July 2019. – Dayton, 2019. – P. 412-415

23. *122 GHz Monostatic Radar Altimeter for Automated UAV Landing [Text]* / P. Hugler, B. Driemeyer, T. Chaloun and C. Waldschmidt // *2018 International Conference on Electromagnetics in Advanced Applications (ICEAA)*, 10-14 September 2018. – Cartagena De Indias, 2018. – P. 161-164.

24. *A 35 GHz mm-Wave Pulse Radar with Pulse Width Modulated by SDM Realizing Sub-mm Resolution for 3D Imaging System [Text]* / S. Ma, J. Zhang, T. Wu and J. Ren // *2018 IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium (RFIC)*, 10-12 June 2018. – Philadelphia, 2018. – P. 261-263.

25. *Super-resolution SAR imaging: Optimal algorithm synthesis and simulation results [Text]* / V. F. Kravchenko, B. G. Kutuza, V. K. Volosyuk, V. V. Pavlikov and S. S. Zhyla // *2017 Progress In Electromagnetics Research Symposium (PIERS)*, 22-25 May 2017. – St. Petersburg, 2017. – P. 419-425.

26. *Active Aperture Synthesis Radar for High Spatial Resolution Imaging [Text]* / V. V. Pavlikov,

V. K. Volosyuk, S. S. Zhyla and N. Van Huu // *2018 9th International Conference on Ultrawideband and Ultra-short Impulse Signals (UWBUSIS)*, 4-7 September 2018. – Odessa, 2018. – P. 252-255.

27. *Application of Bispectrum Estimation for Time-Frequency Analysis of Ground Surveillance Doppler Radar Echo Signals [Text]* / J. T. Astola et al. // *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*. – 2008. – Vol. 57(9). – P. 1949-1957.

28. *The research program of millimetric radio waves attenuation characteristics on perspective communication lines of Ukraine [Text]* / A. I. Tsopa et al. // *2016 13th International Conference on Modern Problems of Radio Engineering, Telecommunications and Computer Science (TCSET)*, 23-26 February 2016. – Lviv-Slavsko, 2016. – P. 638-642.

## References

1. Kai, L., Jun-Jie, L., Jing, W. and Xiao-Jun, W. Research on Augmented Reality Technology of Helicopter Aided Navigation Based on Lidar. *2021 IEEE 7th International Conference on Virtual Reality (ICVR)*, 2021, pp. 373-379. DOI: 10.1109/ICVR51878.2021.9483859.

2. Zhao, J., Li, Y., Hu, D., and Pei, Z. Design on altitude control system of quad rotor based on laser radar. *2016 IEEE International Conference on Aircraft Utility Systems (AUS)*, 2016, pp. 105-109. DOI: 10.1109/AUS.2016.7748029.

3. Brockers, R. Autonomous Safe Landing Site Detection for a Future Mars Science Helicopter. *2021 IEEE Aerospace Conference (50100)*, 2021, pp. 1-8. DOI: 10.1109/AERO50100.2021.9438289.

4. Rahman, A. M., Hossain, S., Tuku, I. J., Hosam-E-Haider, M. and Amin, M. S. Feasibility study of GSM network for tracking low altitude helicopter. *2016 3rd International Conference on Electrical Engineering and Information Communication Technology (ICEEICT)*, 2016, pp. 1-5. DOI: 10.1109/CEEICT.2016.7873158.

5. Videmsek, A., Uijt de Haag, M. and Bleakley, T. Evaluation of RADAR altimeter-aided GPS for precision approach using flight test data. *Digital Avionics Systems Conference (DASC)*, 2019, pp. 1-10. DOI: 10.1109/DASC43569.2019.9081778.

6. Zheng, J., Liu, B., Meng, Z. and Zhou, Y. Integrated real time obstacle avoidance algorithm based on fuzzy logic and L1 control algorithm for unmanned helicopter. *2018 Chinese Control And Decision Conference (CCDC)*, 2018, pp. 1865-1870. DOI: 10.1109/CCDC.2018.8407430.

7. Liu, B., Meng, Z. and Zhou, Y. Nonlinear path following for unmanned helicopter. *IEEE International*

*Conference on Information and Automation*, 2017, pp. 737-743. DOI: 10.1109/ICInfA.2017.8079003.

8. IEEE Standard for Radar Definitions. *IEEE Std 686-2017*, 2017, pp. 1-54. DOI: 10.1109/IEEESTD.2017.8048479.

9. Madhupriya, G., Lavanya, K. S., Vennisa, V. and Raajan, N. R. Implementation of Compressed Wave Pulsed Radar Altimeter in Signal Processing. *2019 International Conference on Computer Communication and Informatics (ICCCI)*, 2019, pp. 1-5. DOI: 10.1109/ICCCI.2019.8821863.

10. Li, Y., Hoogeboom, P., Dekker, P. L., Mok, S. H., Guo, J. and Buck, C. CubeSat Altimeter Constellation Systems: Performance Analysis and Methodology. *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, 2022, vol. 60, pp. 1-19. DOI: 10.1109/TGRS.2021.3100850.

11. Mogyla, A. and Kantsedal, V. Estimation of the Parameters of the Stochastic Probing Radio Signal Reflected by the Target. *2020 IEEE Ukrainian Microwave Week (UkrMW)*, 2020, pp. 379-383. DOI: 10.1109/UkrMW49653.2020.9252819.

12. Ravenscroft, B., Blunt, S. D., Allen, C., Martone, A. and Sherbondy, K. Analysis of spectral notching in FM noise radar using measured interference. *International Conference on Radar Systems (Radar 2017)*, 2017, pp. 1-6. DOI: 10.1049/cp.2017.0388.

13. Wasserzier, C., Wojaczek, P., Cristallini, D., Worms J. and O'Hagan, D. Doppler-Spread Clutter Suppression in Single-Channel Noise Radar. *2019 International Radar Conference (RADAR 2019)*, 2019, pp. 1-4. DOI: 10.1109/RADAR41533.2019.171219.

14. Ostroumov, I. Kuzmenko, N., Sushchenko, O., Pavlikov, V., Zhyla, S., Solomentsev, O., Zaliskyi, M. et al. Modelling and simulation of DME navigation global service volume. *Advances in Space Research*, 2021, vol. 68, no. 8, pp. 3495-3507. DOI: 10.1016/j.asr.2021.06.027.

15. Tarchi, D., Lukin, K., Fortuny-Guasch, J., Mogyla, A., Vyplavin, P. and Sieber, A. SAR Imaging with Noise Radar. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 46, no. 3, pp. 1214-1225. DOI: 10.1109/TAES.2010.5545184.

16. Pavlikov, V., Belousov, K., Zhyla, S., Tserne, E., Shmatko, O., Sobkolov, A., Vlasenko, D., Kosharskyi, V., Odokienko, O. and Ruzhentsev, M. Radar imaging complex with SAR and ASR for aerospace vehicle. *Radioelectronic and Computer Systems*, 2021, no. 3, pp. 64-78. DOI: 10.32620/reks.2021.3.06.

17. Pavlikov, V., Volosyuk, V., Zhyla, S., Tserne, E., Shmatko, O. and Sobkolov A. Active-Passive Radar for Radar Imaging from Aerospace Carriers. *19th International Conference on Smart Technologies (EUROCON 2021)*, 2021, pp. 18-24. DOI: 10.1109/EUROCON52738.2021.9535619.

18. Pavlikov, V., Volosyuk, V., Zhyla, S., Van, H. N. and Van, K. N. UWB active aperture synthesis radar the operating principle and development of the radar block diagram. *2017 IEEE Microwaves, Radar and Remote Sensing Symposium (MRRS)*, 2017, pp. 27-30. DOI: 10.1109/MRRS.2017.8075018.

19. Volosyuk, V. K., Kravchenko, V. F. *Statisticheskaya teoriya radiotekhnicheskikh sistem distantsionnogo zondirovaniya i radiolokatsii* [Statistical Theory of Radio-Engineering Systems of Remote Sensing and Radar]. Moscow, Fizmatlit Publ., 2008. 704 p.

20. Arslan, S. and Yildirim, B. S. Broadband Microwave Noise Generator Using Zener Diodes and a New Technique for Generating White Noise. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 2018, vol. 28, no. 4, pp. 329-331. DOI: 10.1109/LMWC.2018.2808422.

21. Drechsel, T., Joram, N., Ellinger, F. A 6–15 GHz ultra-wideband signal generator with 82 % continuous tuning range for FMCW radar. *2019 15th Conference on Ph.D Research in Microelectronics and Electronics (PRIME)*, 2019, pp. 93-96. DOI: 10.1109/PRIME.2019.8787826.

22. Pritsker, D., Cheung, C., Neoh, H. S. and Nash, G. Wideband Programmable Gaussian Noise Generator on FPGA. *2019 IEEE National Aerospace and Electronics Conference (NAECON)*, 2019, pp. 412-415. DOI: 10.1109/NAECON46414.2019.9058065.

23. Hugler, P., Driemeyer, B., Chaloun, T. and Waldschmidt, C. 122 GHz Monostatic Radar Altimeter for Automated UAV Landing. *2018 International Conference on Electromagnetics in Advanced Applications (ICEAA)*, 2018, pp. 161-164. DOI: 10.1109/ICEAA.2018.8520430.

24. Ma, S., Zhang, J., Wu, T. and Ren, J. A 35 GHz mm-Wave Pulse Radar with Pulse Width Modulated by SDM Realizing Sub-mm Resolution for 3D Imaging System. *2018 IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium (RFIC)*, 2018, pp. 261-263. DOI: 10.1109/RFIC.2018.8429013.

25. Kravchenko, V. F., Kutuzova, B. G., Volosyuk, V. K., Pavlikov, V. V. and Zhyla, S. S. Super-resolution SAR imaging: Optimal algorithm synthesis and simulation results. *2017 Progress In Electromagnetics Research Symposium (PIERS)*, 2017, pp. 419-425. DOI: 10.1109/PIERS.2017.8261776.

26. Pavlikov, V. V., Volosyuk, V. K., Zhyla, S. S. and Huu, V.N. Active Aperture Synthesis Radar for High Spatial Resolution Imaging. *2018 9th International Conference on Ultrawideband and Ultrashort Impulse Signals (UWBUSIS)*, 2018, pp. 252-255. DOI: 10.1109/UWBUSIS.2018.8520021.

27. Astola, J. T. et al. Application of Bispectrum Estimation for Time-Frequency Analysis of Ground Surveillance Doppler Radar Echo Signals. *IEEE Trans-*

actions on Instrumentation and Measurement, 2008, vol. 57, no. 9, pp. 1949-1957. DOI: 10.1109/TIM.2008.917192.

28. Tsopa, A. I. et al. The research program of millimetric radio waves attenuation characteristics on per-

spective communication lines of Ukraine. 2016 13th International Conference on Modern Problems of Radio Engineering, Telecommunications and Computer Science (TCSET), 2016, pp. 638-642. DOI: 10.1109/TCSET.2016.7452138.

Надійшла до редакції 4.01.2022, розглянута на редколегії 15.04.2022

## АЛГОРИТМ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ ДЛЯ ВЕРТОЛЕТНОГО ШИРОКОПОЛОСНОГО ШУМОВОГО НЕКОГЕРЕНТНОГО РАДИОВЫСОТОМЕРА

*В. К. Волосюк, В. В. Павликов, С. С. Жила, Э. А. Цернэ, А. В. Одокиенко, А. П. Дёмин, А. М. Гуменный, А. В. Попов*

Методом максимального правдоподобия впервые синтезирован алгоритм измерения высоты полета вертолета или беспилотного летательного аппарата, основанный на обработке широкополосных и сверхширокополосных импульсных стохастических сигналов. При формулировании выходных данных приведены математические модели зондирующего сигнала и принятого наблюдения с учетом как различных вариантов реализации входного тракта, которые накладывают ограничения на вид уравнения наблюдения, так и геометрии задачи. При решении задачи найдены и исследованы статистические характеристики приведенных моделей. Рассчитанная корреляционная функция наблюдения содержит информацию и о времени задержки сигнала, и об огибающей радиоимпульса, что позволяет рассчитать алгоритм определения искомого параметра дальности в одном из двух вариантов: дифференцируя функционал правдоподобия по времени задержки или по огибающей радиоимпульса. В то же время, впервые получено уравнение обращения в частотной области для статистических характеристик изучаемых нестационарных процессов. Такие процессы возникают из-за наличия огибающей в радиоимпульсе. Важной особенностью решенной задачи синтеза является использование шумового импульсного передатчика, реализующего функцию подсветки подстилающей поверхности, а также учет факта разрушения структуры сигнала при его излучении, распространении и отражении. Такое разрушение формы сигнала делает невозможным синтез радара с алгоритмами внутренней когерентной обработки при работе на одну приемную антенну и требует поиска других вариантов обработки сигналов. Также усложняет формализацию параметра времени задержки в функционале правдоподобия использование в системе недетерминированного сигнала, поскольку в таком случае опорный сигнал невозможно представить в виде модели или аналитической записи. В соответствии с синтезированным алгоритмом разработана имитационная модель импульсного радара со стохастическим зондирующим сигналом и приведены результаты ее моделирования. Полученный выходной эффект системы полностью соответствует классическим теоретическим выкладкам.

**Ключевые слова:** вертолетный радиовысотомер; широкополосные стохастические сигналы; алгоритм оптимальной обработки сигналов; радиовысотомер.

## SIGNAL PROCESSING ALGORITHM FOR HELICOPTER WIDEBAND NOISE NON-COHERENT RADAR ALTIMETER

*Valeriy Volosyuk, Volodimir Pavlikov, Simeon Zhyla, Eduard Tserne, Olexiy Odokienko, Andrii Dyomin, Andrii Humennyi, Anatoliy Popov*

The algorithm for a helicopter or an unmanned aerial vehicle flight altitude measuring based on the processing of broadband and ultra-wideband pulsed stochastic signals has been synthesized for the first time by the maximum likelihood method. When formulating the initial data, mathematical models of the probing signal and the received observation are given, taking into account both various options for input path implementation, which impose restrictions on the observation equation form, and the geometry of the problem. When solving the problem, the statistical characteristics of the given models were found and studied. The calculated observation correlation function contains information about both the signal delay time and the radio pulse envelope, which makes it possible to obtain the algorithm for desired altitude parameter determining by one of two ways: differentiating the likelihood functional by the delay time or by the radio pulse envelope. At the same time, for the first time, the inversion equation for the statistical characteristics of the studied non-stationary processes in the frequency domain has been obtained. Such processes arise due to the presence of a radio pulse envelope. An important feature of the solved synthesis problem is a noise pulse transmitter use that implements the function of the underlying surface sounding, as well as taking into account the fact of the signal structure destruction during its radiation, propagation and reflection. Such a

destruction of the signal shape doesn't make it impossible to synthesize a radar with internal coherent processing algorithms when working on one receiving antenna and requires the search for other signal processing options. The use of a non-deterministic signal in the system also complicates the formalization of the delay time parameter in the likelihood function, since in this case the reference signal cannot be represented as a model or an analytical equation. Following the synthesized algorithm, a simulation model of a pulsed radar with a stochastic probing signal has been developed and the results of its modeling are presented. The obtained output effect of the system fully corresponds to the classical theoretical calculations.

**Keywords:** helicopter radar altimeter; broadband stochastic signals; highly efficient signal processing algorithm; radar altimeter.

**Волосяк Валерій Костянтинович** – д-р техн. наук, проф., проф. каф. аерокосмічних радіоелектронних систем, Національний аерокосмічний університет ім. М. С. Жуковського «Харківський авіаційний інститут», Харків, Україна.

**Павліков Володимир Володимирович** – д-р техн. наук, старш. наук. співроб., проректор з наукової роботи, Національний аерокосмічний університет ім. М. С. Жуковського «Харківський авіаційний інститут», Харків, Україна.

**Жила Семен Сергійович** – д-р техн. наук, зав. каф. аерокосмічних радіоелектронних систем, Національний аерокосмічний університет ім. М. С. Жуковського «Харківський авіаційний інститут», Харків, Україна.

**Церне Едуард Олексійович** – асист. каф. аерокосмічних радіоелектронних систем, Національний аерокосмічний університет ім. М. С. Жуковського «Харківський авіаційний інститут», Харків, Україна.

**Одокієнко Олексій Володимирович** – канд. техн. наук, декан ф-ту радіоелектронних комп'ютерних систем та інфокомунікацій, Національний аерокосмічний університет ім. М. С. Жуковського «Харківський авіаційний інститут», Харків, Україна.

**Дьомін Андрій Павлович** – заст. голов. констр. упр. по розр. і модерн. вертолітної техніки по перспективним розробкам та інноваційним проектам, АТ «МОТОР СІЧ», Запоріжжя, Україна.

**Гуменний Андрій Михайлович** – канд. техн. наук, доц., в.о. проректора з НІР, Національний аерокосмічний університет ім. М. С. Жуковського «Харківський авіаційний інститут», Харків, Україна.

**Попов Анатолій Владиславович** – д-р техн. наук, доц., доц. каф. аерокосмічних радіоелектронних систем, Національний аерокосмічний університет ім. М. С. Жуковського «Харківський авіаційний інститут», Харків, Україна.

**Valeriy Volosyuk** – D.Sc. in Radioengineering, Professor of Department of Aerospace Radio-electronic Systems, National Aerospace University "Kharkiv Aviation Institute", Kharkiv, Ukraine, e-mail: v.volosyuk@khai.edu, ORCID: 0000-0002-1442-6235.

**Volodimir Pavlikov** – D.Sc. in Radioengineering, Vice rector for Science, National Aerospace University "Kharkiv Aviation Institute", Kharkiv, Ukraine, e-mail: v.pavlikov@khai.edu, ORCID: 0000-0002-6370-1758.

**Simeon Zhyla** – PhD in Radioengineering, Head of Department of Aerospace Radio-electronic Systems, National Aerospace University "Kharkiv Aviation Institute", Kharkiv, Ukraine, e-mail: s.zhyla@khai.edu, ORCID: 0000-0003-2989-8988.

**Eduard Tserne** – Assistant of Department of Aerospace Radio-electronic Systems, National Aerospace University "Kharkiv Aviation Institute", Kharkiv, Ukraine, e-mail: e.tserne@khai.edu, ORCID: 0000-0003-0709-2238.

**Olexiy Odokiienko** – PhD in Radioengineering, National Aerospace University "Kharkiv Aviation Institute", Kharkiv, Ukraine, e-mail: o.odokiienko@khai.edu, ORCID: 0000-0002-5227-1000.

**Andrii Dyomin** – Deputy Chief Designer of advanced developments and innovative products, helicopter's production and modernization Department, MOTOR SICH JSC, Zaporizhzhia, Ukraine, e-mail: motor@motorsich.com.

**Andrii Humennyi** – Candidate of Technical Sciences, Associate Professor, Acting Vice-Rector for Research and Teaching, National Aerospace University "Kharkiv Aviation Institute", Kharkiv, Ukraine, e-mail: a.gumennyi@khai.edu, ORCID: 0000-0003-1020-6304.

**Anatoliy Popov** – Doctor of Technical Science, Associate Professor of Department of Aerospace Radio-electronic Systems, National Aerospace University "Kharkiv Aviation Institute", Kharkiv, Ukraine, e-mail: a.v.popov@khai.edu, ORCID: 0000-0003-0715-3870, Scopus Author ID: 57205357625.