

В.Є. КУДРЯШОВ, канд. техн. наук, Б.А. МАКУХА, В.І. САМОКВІТ, І.А. ЯЛОЗА

ПРАВИЛА ВИЯВЛЕННЯ РАДІОМЕТРИЧНОГО СИГНАЛУ ПРИ БАГАТОКАНАЛЬНОМУ ПРИЙОМІ

Постановка проблеми

Для побудови якісних систем виявлення радіометричних (РМ) сигналів поверхонь картографування необхідно мати правила їх виявлення. При цьому потрібно врахувати, що РМ сигнали нестационарні та розподілені за вінеровським процесом [1, 2]. За правилами виявлення мають бути сформовані схеми систем багатоканального прийому, які повинні бути простими з врахуванням порогів виявлення. Таким чином, визначення правил виявлення РМ корисного сигналу на фоні нестационарних коливань, що заважають, та формування схем виявлення є важливою і актуальною задачею [4 – 10].

Аналіз публікацій [3 – 7] показує, що існують однопозиційні системи прийому РМ сигналів, але в [4 – 10] наведено недоліки щодо відсутності схем пристроїв виявлення корисних сигналів, які отримані на основі оптимальних алгоритмів обробки. Вказані системи повинні формуватися за правилами виявлення з врахуванням рівнів порогу сигналів. У роботах [9, 10] показана можливість вимірювання різниці ходу у РМ системі, що рознесена. Достатньо наближено описує РМ коливання поверхонь картографування вінеровський процес [13]. Практичну доцільність використання рознесеного прийому РМ сигналів земної поверхні наведено в [14 – 16].

Мета статті – представлення варіантів правил виявлення нестационарного РМ сигналу та формування схем виявлення, з врахуванням коливань, які заважають, та рівнів порогів в однобазовій і двохбазовій системі картографування поверхонь.

Виклад основного матеріалу

Враховуємо, що об'єкт картографування випромінює k -і коливання у вигляді випадкового нестационарного процесу. K -і сигнали достатньо широкосмугові [5 – 7]. В антенах і приймальних трактах спектр частот обмежується смугою пропускання антен і приймальних трактів. Також враховуємо, що закон розподілення миттєвих значень сигналів, що обробляються, є вінеровським процесом [1, 2]. Допускаємо також, що прийняті коливання залежать від вимірюваного параметра системи різниці хода корисного сигналу. В однобазову систему входять приймальні канали, які знаходяться в пунктах прийому p_1 та p_2 (рис. 1).

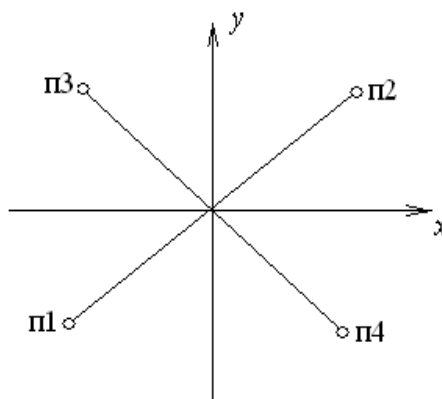


Рис. 1. Розташування приймальних каналів у багатоканальній системі прийому

Вирішуємо процедуру обробки при виявленні корисного нестационарного вінеровського процесу $s(t)$ на фоні нестационарних вінеровських власних шумів $n_I(t)$, $n_{II}(t)$ та завад $c_I(t)$, $c_{II}(t)$ по відповідних каналах p_1 та p_2 . Особистий шум існує з спектральною щільніс-

тю N_0 у межах смуги пропускання антени та приймального тракту Π . Коливання, прийняті першим каналом Π_1 , позначимо через $u_I(t)$ та другим Π_2 – $u_{II}(t)$. Якщо у вказаних коливаннях є корисний сигнал $s(t)$, то це умова $A = 1$, а якщо ні – умова $A = 0$ [4, 5]. Позначимо через $s(t), n_I(t), c_I(t), n_{II}(t), c_{II}(t)$ – реалізацію попарно некорельованих, незалежних нестационарних процесів з нульовим середнім значенням корисного сигналу, власного шуму приймальних трактів і антен та завад відповідно по пунктах прийому Π_1 і Π_2 , а також t_c, t_3 – запізнення корисного сигналу та коливань завад відповідно і τ – штучно впроваджені затримки для компенсації запізнення корисного сигналу та інтервал спостереження T , тоді:

$$u_I(t) = A s(t - t_3) + n_I(t) + c_I(t - t_c), u_{II}(t) = A s(t - \tau) + n_{II}(t) + c_{II}(t - \tau), 0 < t < T. \quad (1)$$

Також враховуємо, що запізнення сигналів у приймальних каналах однобазової системи вирівняно, тобто $t_3 = \tau = t_c$. Спектральні щільності завад $c_I(t), c_{II}(t)$ відомі. Позначимо:

$$\overline{s^2(t)} = \sigma_s^2, \quad \overline{n_I^2(t)} = \overline{n_{II}^2(t)} = \sigma^2, \quad \overline{c_I^2(t)} = \overline{c_{II}^2(t)} = \sigma_c^2, \quad (2)$$

де знак $\overline{\quad}$ – означає статистичне усереднення за сукупністю реалізацій.

Використовуємо властивості вінеровського випадкового процесу [1, 13]. Вхідні коливання та власні шуми каналів прийому мають незалежні прирощення, у яких різниця $\Delta u_i^2(t)$ розподілена за нормальним законом:

$$\overline{[u_{Ii}(t) - u_{I(i-1)}(t)]^2} = \Delta u_i^2 \Delta t, \quad (3)$$

де $\Delta u_i^2 = [\sigma_{s_i}^2 - \sigma_{s(i-1)}^2] + [\sigma_i^2 - \sigma_{(i-1)}^2] + [\sigma_{c_i}^2 - \sigma_{c(i-1)}^2] = \Delta\sigma_s^2 + \Delta\sigma^2 + \Delta\sigma_c^2$; Δt – інтервал часу між i та $i-1$ відрахуваннями, причому $\Delta t = 1/(2\Pi)$.

Подальші дослідження сигналів і завад визначаємо через Δt , при якому $\Delta u_i^2(t)$ нормалізується. Якщо $A = 0$ (або $\sigma_s^2 = 0$) то [4]:

$$\overline{\Delta u_{Ii}^2(t)} = \overline{\Delta u_{IIi}^2(t)} = \Delta\sigma^2 + \Delta\sigma_c^2 = \Delta\sigma / (1 - \rho_\Pi), \quad \rho_\Pi = \Delta\sigma_c^2 / (\Delta\sigma_c^2 + \Delta\sigma^2), \quad (4)$$

де ρ_Π – коефіцієнт кореляції вхідних коливань при гіпотезі про відсутність корисного сигналу і $t_3 = \tau$.

При $A = 1$:

$$\overline{\Delta u_{Ii}^2(t)} = \sigma_{\Delta u_{Ii}}^2 = \Delta\sigma_s^2 + \Delta\sigma^2 + \Delta\sigma_c^2 = \frac{\Delta\sigma}{1 - \rho}, \quad \overline{\Delta u_{IIi}^2(t)} = \sigma_{\Delta u_{IIi}}^2 = \Delta\sigma_s^2 + \Delta\sigma^2 + \Delta\sigma_c^2 = \frac{\Delta\sigma}{1 - \rho}, \quad (5)$$

де ρ – нове значення коефіцієнту кореляції вхідних коливань, але при $t_3 = \tau = t_c$

$$\rho = (\Delta\sigma_s^2 + \Delta\sigma_c^2) / (\Delta\sigma_s^2 + \Delta\sigma_c^2 + \Delta\sigma^2).$$

Прийняте коливання розкладаємо у ряд Котельникова [2], наприклад по першому каналу Π_1 :

$$\Delta u_I(t) = \sum_{i=1}^k \Delta u_{Ii} \frac{\sin \pi(t - i \Delta t) \Pi}{\pi(t - i \Delta t) \Pi}, \quad (6)$$

де $\Delta u_{Ii} = \Delta u_I(i \Delta t)$, $\Delta t = 1/(2\Pi)$, $k = T/\Delta t$.

Процеси $\Delta u_I(t), \Delta u_{II}(t)$ можливо представити у однозначній відповідності векторів $\vec{U}_I = \{\Delta u_{I1}, \Delta u_{I2}, \dots, \Delta u_{Ik}\}$ і $\vec{U}_{II} = \{\Delta u_{II1}, \Delta u_{II2}, \dots, \Delta u_{IIk}\}$, складові якого є коефіцієнтами розкладу (6). З \vec{U}_I та \vec{U}_{II} складаємо новий вектор \vec{U} :

$$\vec{U} = \{\Delta u_{I1}, \Delta u_{II1}, \Delta u_{I2}, \Delta u_{II2}, \dots, \Delta u_{Ik}, \Delta u_{IIk}\}. \quad (7)$$

Для пошуку оптимального правила виявлення необхідно обчислити відношення правдоподібності. Для цього знайдемо щільність імовірності розподілу складових вектору \vec{U} при двох умовах: $A=1$ та $A=0$. Сумісна щільність імовірності однойменних вибірок Δu_{Ik} та Δu_{IIk} у даному випадку описується двомірним нормальним законом розподілу [1, 2, 4]:

$$p(\Delta u_{Ik}, \Delta u_{IIk}/A=1) = \frac{(1-\rho^2)^{-1/2}}{2\pi\sigma_{\Delta u_{Ik}}\sigma_{\Delta u_{IIk}}} \exp\left\{-\frac{1}{2(1-\rho^2)}\left[\frac{\Delta u_{Ik}^2}{\sigma_{\Delta u_{Ik}}^2} + \frac{\Delta u_{IIk}^2}{\sigma_{\Delta u_{IIk}}^2} - 2\rho\frac{\Delta u_{Ik}\Delta u_{IIk}}{\sigma_{\Delta u_{Ik}}\sigma_{\Delta u_{IIk}}}\right]\right\}. \quad (8)$$

Складові вектору \vec{U} різниць Δu_{ik} при $A=1$ попарно некорельовані. Використовуємо рівність

$$p(\vec{U}/A=1) = \prod_{i=1}^k p(\Delta u_{Ik}, \Delta u_{IIk}/A=1), \quad (9)$$

а також враховуємо вирази (2) – (5):

$$p(\vec{U}/A=1) = \left(\frac{\sqrt{1-\rho}}{2\pi\Delta\sigma^2\sqrt{1+\rho}}\right)^k \exp\left\{-\frac{\sum_{i=1}^k(\Delta u_{Ik}^2 + \Delta u_{IIk}^2 - 2\rho\Delta u_{Ik}\Delta u_{IIk})}{2\Delta\sigma^2(1+\rho^2)}\right\}. \quad (10)$$

При відсутності корисного сигналу, умова $A=0$, усі складові вектору \vec{U} незалежні та мають однакові дисперсії:

$$p(\vec{U}/A=0) = \left(\frac{\sqrt{1-\rho_n}}{2\pi\Delta\sigma^2\sqrt{1+\rho_n}}\right)^k \exp\left\{-\frac{\sum_{i=1}^k(\Delta u_{Ik}^2 + \Delta u_{IIk}^2 - 2\rho_n\Delta u_{Ik}\Delta u_{IIk})}{2\Delta\sigma^2(1+\rho_n)}\right\}. \quad (11)$$

Відношення правдоподібності для першої однобазової системи прийому $\ell_1(\vec{U})$ визначається як ділення виразів (10) на (11):

$$\ell_1(\vec{U}) = \text{Vexp}\left\{\frac{1}{2\Delta\sigma^2}\left[\frac{\sum_{i=1}^k(\Delta u_{Ik}^2 + \Delta u_{IIk}^2 - 2\rho_n\Delta u_{Ik}\Delta u_{IIk})}{(1+\rho_n)} - \frac{\sum_{i=1}^k(\Delta u_{Ik}^2 + \Delta u_{IIk}^2 - 2\rho\Delta u_{Ik}\Delta u_{IIk})}{(1+\rho)}\right]\right\}, \quad (12)$$

де $B = \left\langle \left[\frac{(1-\rho)(1+\rho_n)}{(1-\rho_n)(1+\rho)} \right] \right\rangle^{(k/2)}$.

Логарифмування (12) при підстановці $k=2$ ПТ, $\Delta\sigma^2 = N_0/(2\Delta t)$ та подальша заміна підсумовування на інтегрування, з врахуванням того, що, як правило, $\rho \ll 1$, отримуємо:

$$\ln l_1[\Delta u_I(t), \Delta u_{II}(t)] \approx \Pi T_H \ln\left(\frac{1+\rho_n}{1-\rho_n}\right) - \frac{\rho_n}{(1+\rho_n)N_0} \int_0^{T_H} [\Delta u_I(t) + \Delta u_{II}(t)]^2 dt. \quad (13)$$

Перша складова в (13) визначає рівень порогу $P_{пор}$ в однобазовій системі (два пункти прийому). Згідно зі здобутим виразом, правило оптимального виявлення реалізується, коли інтегрування помножується на $\rho_n/[(1+\rho_n)N_0]$. Правило виявлення першої однобазової системи прийому Z_1 дорівнює інтегралу

$$Z_1 = \int_0^{T_H} [\Delta u_I(t) + \Delta u_{II}(t)]^2 dt = \int_0^{T_H} \Delta u_{Ik}^2(t) dt + \int_0^{T_H} \Delta u_{IIk}^2(t) dt + 2 \int_0^{T_H} \Delta u_{Ik}(t) \Delta u_{IIk}(t) dt. \quad (14)$$

У підсумку у правилі виявляча на виході є дві автокореляційні функції по першому та другому пунктах прийому та одна взаємокореляційна функція (ВКФ) між пунктами прийому. Отже, знайдено правило виявлення нестационарного вінеровського випадкового сигналу при однобазовому (двохпозиційному) прийомі. Варіант загальної структурної схеми однобазового прийому представлений на рис. 2.

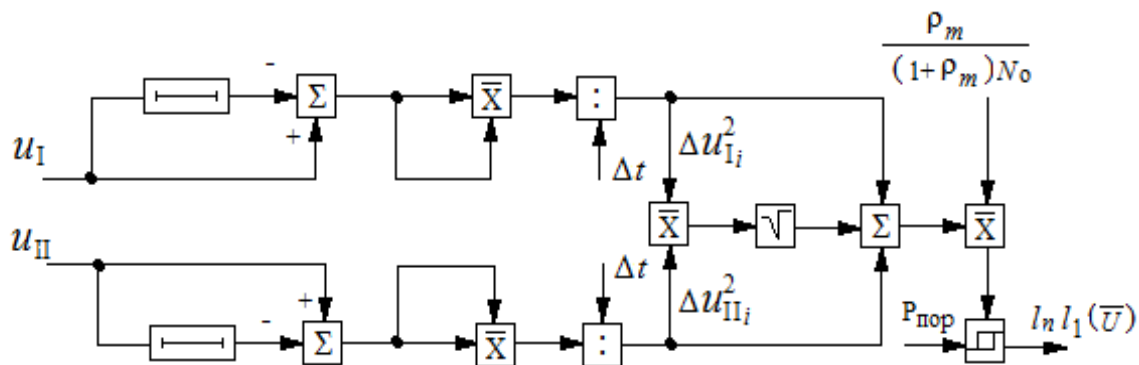


Рис. 2. Загальна структурна схема виявлення РМ сигналу при однобазовому прийомі

Аналогічно (14) визначаємо правило виявлення для другої бази Z_2 . У другу базу системи входять пункти прийому п3 та п4 (рис. 1). Вихідні сигнали першої та другої баз позначимо через $y_1(t)$, $y_2(t)$ відповідно, причому:

$$y_1(t) = A b(t-t_1) + m_1(t) + d_1(t-t_d), \quad y_2(t) = A b(t-t_2) + m_2(t) + d_2(t-t_2), \quad 0 < t < T, \quad (15)$$

де $b(t)$, $m_i(t)$, $d_i(t)$ – попарно некорельовані стаціонарно випадкові процеси, які підпорядковані нормальним законам розподілення корисного сигналу і власних шумів каналів прийому та завад відповідно по першій і другій базам системи; t_1 , t_d – взаємне запізнення корисного сигналу та коливань завад по базам системи.

Вводимо означення з аналогії (2), таким чином:

$$\overline{b^2(t)} = \sigma_b^2, \quad \overline{m_1^2(t)} = \overline{m_2^2(t)} = \sigma^2, \quad \overline{d_1^2(t)} = \overline{d_2^2(t)} = \sigma_d^2, \quad (16)$$

де знак $\overline{\quad}$ означає статистичне усереднення за сукупністю реалізацій.

Коли $A=0$ (або $\sigma_b^2=0$) тоді:

$$\overline{y_1^2(t)} = \overline{y_2^2(t)} = \sigma^2 + \sigma_d^2 = \sigma^2/(1-\rho_m), \quad (17)$$

причому $\rho_m = \sigma_d^2 / (\sigma_d^2 + \sigma^2)$, де ρ_m – коефіцієнт кореляції вхідних коливань при гіпотезі про відсутність корисного сигналу та якщо $t_1 = t_2$.

Якщо $A=1$:

$$\overline{y_1^2(t)} = \sigma_{y_1}^2 = \sigma_b^2 + \sigma^2 + \sigma_d^2 = \frac{\sigma^2}{1-\rho_b}, \quad \overline{y_2^2(t)} = \sigma_{y_2}^2 = \sigma_b^2 + \sigma^2 + \sigma_d^2 = \frac{\sigma^2}{1-\rho_b}, \quad (18)$$

де $\rho_b = (\sigma_b^2 + \sigma_d^2) / (\sigma_b^2 + \sigma_d^2 + \sigma^2)$, ρ_b – коефіцієнт кореляції процесів $y_1(t), y_2(t)$ при $A=1$ і $t_1 = t_2$.

На основі підходу (6) – (9), позначимо новий вектор через \vec{W} , та використовуючи вирази (15) – (18), здобудемо сумісну щільність імовірності однойменних вибірок y_{1i}, y_{2i} . Вказана щільність імовірності розподілена за двомірним нормальним законом, таким чином

$$p(\vec{W}/A=1) = \left(\frac{\sqrt{1-\rho_b}}{2\pi\sigma^2\sqrt{1+\rho_b}} \right)^k \exp \left\{ - \frac{\sum_{i=1}^k (y_{1i}^2 + y_{2i}^2 - 2\rho_b y_{1i} y_{2i})}{2\sigma^2(1+\rho_b^2)} \right\}. \quad (19)$$

При $A=0$ всі складові вектору \vec{W} незалежні та мають однакові дисперсії, тобто:

$$p(\vec{W}/A=0) = \left(\frac{\sqrt{1-\rho_m}}{2\pi\sigma^2\sqrt{1+\rho_m}} \right)^k \exp \left\{ - \frac{\sum_{i=1}^k (\Delta y_{1i}^2 + y_{2i}^2 - 2\rho_m y_{1i} y_{2i})}{2\sigma^2(1+\rho_m)} \right\}. \quad (20)$$

Як і попереднє, $k=2\text{ПТ}$, $\Delta\sigma^2 = N_0/(2\Delta t)$ та $\rho_b \ll 1$. Логарифм відношення правдоподібності $\ln \ell_{12}(\vec{W})$ для двохбазової системи прийому отримали заміною підсумовування на інтегрування:

$$\ln \ell_{12}[y_1(t), y_2(t)] \approx \text{ПТ}_H \ln \left(\frac{1+\rho_m}{1-\rho_m} \right) - \frac{\rho_m}{(1+\rho_m)N_0} \int_0^{T_H} [y_1(t) + y_2(t)]^2 dt. \quad (21)$$

Перша складова у (21) визначає рівень порогу $R_{\text{пор}}$ у двохбазовій системі виявлення. Значення $R_{\text{пор}}$ залежить лише від рівня ρ_m . Результат інтегрування використовується при множенні його на вагу $\rho_m / [(1+\rho_m)N_0]$. Правило виявлення у двохбазовій системі виявлення РМ сигналу вирішується за інтегралом Z_{12} :

$$Z_{12} = \int_0^{T_H} [y_1(t) + y_2(t)]^2 dt = \int_0^{T_H} y_1^2(t) dt + \int_0^{T_H} y_2^2(t) dt + 2 \int_0^{T_H} y_1(t) y_2(t) dt. \quad (22)$$

Для збереження енергії корисного сигналу потрібно прийняті коливання по першій та другій базам піднести до квадрата і інтегрувати за часом T_H . Третя складова виразу (22)

визначає рівносигнальний напрямок РМ корисного сигналу, як ВКФ між коливаннями першої та другої баз виявляча. Один з варіантів загальної структурної схеми виявляча, при наявності частотних відмінностей (або за простором) між корисними сигналами та коливаннями завад, показаний на рис. 3.

Здобуті схеми виявлення РМ сигналу в одно- та двохбазовій системі прийому достатньо складні, їх важко технічно реалізувати. Це пов'язано із значними смугами пропускання РМ систем у 6 (20) ГГц для міліметрового і субміліметрового діапазону довжин хвиль.

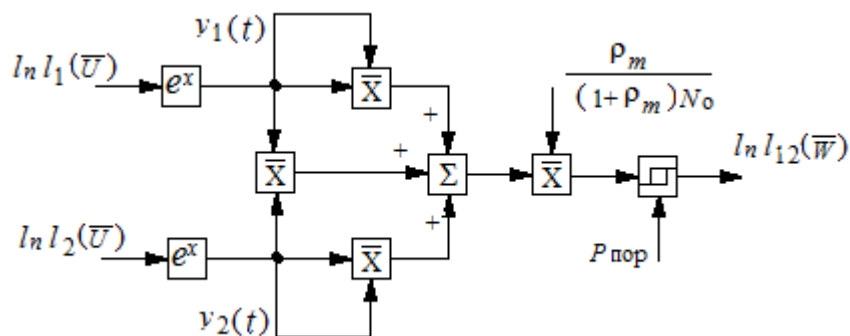


Рис. 3. Схема виявлення РМ сигналу при двохбазовому прийомі

Для спрощення схеми виявлення при багатоканальному прийомі використовуємо лише третю складову у виразах (14) та (22). Отримали спрощену, яку технічно простіше реалізувати, схему виявлення корисних сигналів (рис. 4).

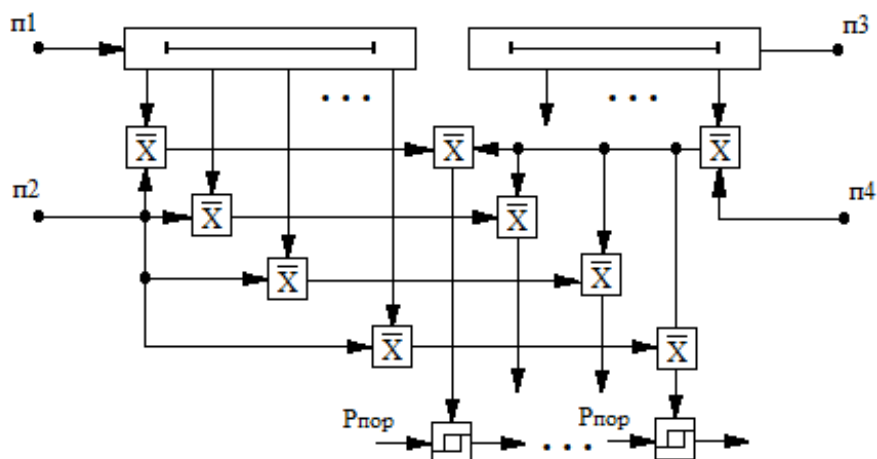


Рис. 4. Спрощена схема виявлення РМ сигналу при багатоканальному прийомі

Вхідні коливання з пункту прийому п1 (п3) проходять відповідні лінії затримки з кроком 0,5 ВКФ і поступають на кореляційні виявлячі. Кількість відведень лінії затримки n визначається дальністю дії системи та її смугою пропускання. На другий вхід виявлячів подаються коливання після ділення з пункту п2 (п4). Обробку бажано вести на проміжній частоті, або використовувати фарбування (модуляцію) сигналів, наприклад з пунктів прийому п2 і п4 [14, 15]. Вихід кожного кореляційного виявляча другої бази поділяється на m . Результати цього ділення подаються на перші входи міжбазових кореляторів. На другі їх входи поступають коливання з виявлячів першої бази РМ системи. На виходах міжбазових кореляторів встановлено порогові пристрої, вихід яких є виходом системи. Кількість виходів системи картографування дорівнює $n \times m$. Рівень порогу $P_{пор}$ може дорівнювати дисперсії на виході міжбазових кореляторів при відсутності корисного сигналу.

Для однозначного виявлення корисних сигналів необхідно мати скануючі антенні системи [11]. Ширина діаграми спрямованості антен пунктів прийому п1 – п4 обумовлена площи-

ною плями на поверхні картографування. У цій площині повинно бути, наприклад, чотири перетини різниць ходу. Реалізація схеми на рис. 4 можлива на основі високошвидкісних пристроїв [12] для забезпечення достатнього коефіцієнту стискання корисного сигналу та найбільшої дальності дії системи прийому в цілому.

Застосування спрощеної схеми можливо не тільки в міліметровому або в інфрачервоному (ІЧ) діапазонах довжин хвиль. Використання ІЧ діапазону суттєво збільшує розрізняльну здатність системи за різницею ходу. Одночасне впровадження режиму синтезованої апертури антен в міліметрах та ІЧ діапазонах дозволить якісно проводити картографування з наземної орбіти космічних об'єктів [16].

Висновки

Запропоновано правила виявлення радіометричного сигналу на основі методу правдоподібності при одно- та двохбазовій системі прийому. При цьому враховано нестационарність корисних сигналів та коливань завад. За розробленими правилами виявлення сформовано схеми з врахуванням рівнів порогу сигналів та наведено спрощену схему, яка є простою для технічної реалізації.

Список літератури:

1. Левин Б.Р. Теоретические основы статистической радиотехники. Кн. 1. Москва : Сов. радио, 1969. 752 с.
2. Вентциль А.Д. Курс теории случайных процессов. Москва : Наука, 1996. 400с.
3. Справочник по радиолокации ; под ред. М. Скольника. Т. 4. Радиолокационные станции и системы ; под ред. М.М. Вейсбена. Москва : Сов. радио, 1978. 376с.
4. Алмазов В.Б. Методы пассивной радиолокации. Харьков : ВИРТА, 1974. 86 с.
5. Радиозлектронные системы: Основы построения и теория. Справочник. Изд. 2-е. перераб. и доп. ; под ред. Я.Д. Ширмана. Москва : Радиотехника, 2007. 512с.
6. Розов А.К. Обнаружение сигналов в нестационарных гидроакустических условиях. Ленинград : Судостроение, 1987. 132с.
7. Биков В.Н. Виявлення малорозмірних об'єктів радіометричною інформаційною системою мм діапазону з шумовою підсвічуванням // Радіоелектронні і комп'ютерні системи 2(10). Харків : ХАІ, 2005. С. 5-11.
8. Алмазов В.Б., Манжос В.М., Камчатний Н.И. Упрощенный алгоритм обнаружения шумового сигнала в двухпозиционной системе пассивной локации // Известия высших учебных заведений. Радиоэлектроника. 1987. Т. 30. № 11. С.20–24.
9. Lukin K.A., Kudriashov V.V., Vyplavin P.L., Palamarchuk V.P., Lukin S.K. Coherent radiometric imaging using antennas with beam synthesizing // International Journal of Microwave and Wireless Technologies, 7, Spec. Iss. 3-4, pp. 453 - 458, Cambridge University Press, 2015.
10. Kudriashov V.V. A Modified Maximum Likelihood Method for Estimation of Mutual Delay and Power of Noise Signals by Bistatic Radiometer. Comptes Rendus - Academie Bulgare des Sciences, 68, 5, pp. 631 – 640, Prof. Marin Drinov publishing house of Bulgarian Academy of Sciences, 2015.
11. Абраменко О.О., Зарицький М.М., Шевченко А.Ф., Челпанов А.В. Система керування функціональними режимами багатofункціональної РЛС з фазованою антенною решіткою. Системи озброєння та військова техніка. Харків : ХУПС, 2017. №1(49). С. 69–72.
12. Карлов В.Д., Леонов І.Г., Присяжний А.Є., Сидоренко Д.С. Системне проектування радіоелектронних пристроїв. Харків : ХУПС, 2017. 80 с.
13. Варіанти правил виявлення радіометричного сигналу при одноканальному прийомі / В.Є. Кудряшов, С.М. Тамаш, Д.С. Шамаков // Вісник ХНУ. Сер. Радіофізика та електроніка. Харків : ХНУ, 2017. Вип. 27. С. 75–79.
14. Kudriashov V.E. A Bistatic Radiometry System for Object Mapping // Telecommunications and Radio Engineering Telecommunications and Radio Engineering. Begell House. 2018. Vol. 77. Iss. 20. P. 1813–1826. DOI: 10.1615/TelecomRadEng.v77.i20.40 Link: <http://www.dl.begellhouse.com/journals/0632a9d54950b268,0beba9e05be51735,7c5ae443386bb624.html1>.
15. Кудряшов В.Є., Тамаш С.М., Шамаков Д.С. Рознесена двохпозиційна радіометрична система картографування об'єктів // Радіотехніка. 2017. Вип. 191. С. 158–166.
16. Kudriashov V., Martin-Neira M., Barat I., et al. System design for the event horizon imaging experiment using the PECMEO concept. Chin. J. Space Sci., 2019, 39(2): 250–266.