

ПРИСТРОЇ ТА СИСТЕМИ РАДІОЗВ'ЯЗКУ, РАДІОЛОКАЦІЇ, РАДІОНАВІГАЦІЇ

УДК 638.235.231

ОСОБЛИВОСТІ ВИЯВЛЕННЯ СИГНАЛУ ВІДГУКУ В НЕЛІНІЙНІЙ РАДІОЛОКАЦІЇ ПРИ НАЯВНОСТІ ЗАВАДОВИХ НЕЛІНІЙНИХ РОЗСІЮВАЧІВ

Зінченко М. В., аспірант; Зіньковський Ю. Ф., д.т.н., професор

Національний технічний університет України

"Київський політехнічний інститут", м. Київ, Україна

Робота нелінійного радіолокатора (НР) заснована на опроміненні об'єкта з нелінійними вольт-амперними характеристиками, наприклад, діода, навантаженого на певну антенну структуру, спектрально-чистим НВЧ-сигналом. При цьому певна частина поглиненої об'єктом енергії зондуючого сигналу (ЗС) зазнає спектрального перетворення та у простір перевипромінюється демаскуючий сигнал – сигнал відгуку (СВ), спектральні складові якого відсутні в спектрі опромінюючого потоку електромагнітних хвиль. НР приймає найбільш інформативні гармоніки, тобто ті, за рівнями яких можливо виявити й ідентифікувати досліджуваний об'єкт [6, 7].

Однією з найбільш складних проблем, що виникають при створенні апаратури нелінійної радіолокації, є виявлення нелінійних розсіювачів (НРс) штучного походження на фоні перевипромінювань від завадових НРс на основі структур «метал-окисел-метал» (МОМ-структур) і шуму [8].

Для ефективності використання засобів нелінійної радіолокації доцільною є оцінка щільності МОМ-структур у досліджуваному нелінійними радіолокаторами середовищі та її вплив на ефективність застосування нелінійного радіолокатора. Питання оцінки щільності завадових НРс потребує розробки спеціалізованої системи попереднього нелінійного зондування (СПНЗ). Дана система повинна провокувати під час зондування досліджуваного середовища такий сигнал відгуку від завадових НРс, щоб, на основі аналізу його спектральної картини, можна було виконати з відповідною ймовірністю оцінку щільності завадових нелінійних об'єктів. Таким чином, завдання розв'язку основних питань концепції функціонування СПНЗ потребує численних теоретичних і експериментальних досліджень.

Одним з найважливіших досліджень у створенні концепції функціонування СПНЗ є визначення характеру взаємодії сигналів відгуків від завадових нелінійних розсіювачів, які розташовані на достатньо віддалених одна від одної точках середовища та мають різну розсіювальну здатність. Вважається, що сигнали від завадових НРс у вигляді непарних гармонік моно-

гармонічного зонduючого сигналу або комбінаційних частот бігармонічного ЗС між собою не корельовані, тому забезпечення їх взаємної компенсації не представляється можливим. У зв'язку з цим, розробники нелінійних радіолокаторів особливу увагу приділяють забезпеченню високої роздільної здатності приймальних блоків НР. На жаль, дане твердження не має теоретичного обґрунтування та не підтверджене відповідними експериментами. Слід також зазначити, що сигнали відгуку в більшості випадків співрозмірні з шумом у середовищі поширення, тому проблема виявлення також актуальна.

Розглянемо завдання виявлення СПНЗ сукупного сигналу відгуку від заводових нелінійних розсіювачів за допомогою приймальної антенної решітки (АР) на фоні гаусівського шуму. Завдання виявлення може бути сформульоване як вибір однієї з двох гіпотез:

$$H_0 : \vec{x}(t) = \vec{n}(t), \quad (1)$$

$$H_1 : \vec{x}(t) = \vec{n}(t) + \vec{s}(t), \quad (2)$$

де $\vec{n}(t)$ – вектор шуму середовища поширення, прийнятого елементами приймальної АР, $\vec{s}(t)$ – вектор перевипроменених нелінійними розсіювачами сигналів відгуків від заводових НРс, прийнятих антенною решіткою при зондуванні середовища системою попереднього нелінійного зондування.

Оптимальний розв'язок завдання виявлення сукупного сигналу відгуку від заводових НРс (тобто прийняття гіпотези H_0 або H_1) ґрунтується на порівнянні відношення правдоподібності

$$l(\vec{x}_1, \vec{x}_2, \dots, \vec{x}_L) = \frac{P(\vec{x}_1, \vec{x}_2, \dots, \vec{x}_L | H_1)}{P(\vec{x}_1, \vec{x}_2, \dots, \vec{x}_L | H_0)},$$

з деяким порогом h , де \vec{x}_i ($i=1, 2, \dots, L$) – вибірка вектора сукупного СВ від заводових нелінійних розсіювачів, L – розмір вибірки; $P(\vec{x}_1, \vec{x}_2, \dots, \vec{x}_L | H_0)$ – функція правдоподібності при гіпотезі H_0 ; $P(\vec{x}_1, \vec{x}_2, \dots, \vec{x}_L | H_1)$ – функція правдоподібності при гіпотезі H_1 . Якщо $l(\vec{x}_1, \vec{x}_2, \dots, \vec{x}_L) > h$, то приймається гіпотеза H_1 , тобто рішення про наявність хоча б однієї складової сукупного СВ. Якщо $l(\vec{x}_1, \vec{x}_2, \dots, \vec{x}_L) < h$, то приймається гіпотеза H_0 , тобто рішення про відсутність сукупного СВ. У випадку якщо функція правдоподібності залежить від деяких параметрів, то значення цих параметрів вибираються такими, щоб функція правдоподібності приймала максимальне значення

$$l(\vec{x}_1, \vec{x}_2, \dots, \vec{x}_L) = \frac{\max_{p_1} P(\vec{x}_1, \vec{x}_2, \dots, \vec{x}_L | H_1, p_1)}{\max_{p_0} P(\vec{x}_1, \vec{x}_2, \dots, \vec{x}_L | H_0, p_0)}, \quad (3)$$

де \vec{p}_0 – вектор невідомих параметрів при гіпотезі H_0 ; \vec{p}_1 – вектор невідомих параметрів при гіпотезі H_1 .

Припустимо, що вектор шуму середовища поширення $\vec{n}(t)$ та вектор сигналів відгуку від заводових нелінійних розсіювачів $\vec{s}(t)$ є незалежними один від одного комплексними гаусівськими багатомірними сигналами з нульовим середнім. При цьому будемо вважати, що кореляційна матриця вектора шуму середовища поширення є одиничною

$$\langle \vec{n}(t) \vec{n}(t)^H \rangle = \mathbf{E},$$

де H – знак ермітової спряженості; \mathbf{E} – одинична матриця.

У цьому випадку, функції правдоподібності для гіпотез H_0 (1) і H_1 (2) записуються у вигляді

$$P(\vec{x}_1, \vec{x}_2, \dots, \vec{x}_L | H_0) = \pi^{-LN} \exp\left(-Sp \sum_{i=1}^L \vec{x}_i \vec{x}_i^H\right),$$

$$P(\vec{x}_1, \vec{x}_2, \dots, \vec{x}_L | H_1) = \pi^{-LN} \det(\mathbf{M})^{-L} \exp\left(-Sp \left(\mathbf{M}^{-1} \sum_{i=1}^L \vec{x}_i \vec{x}_i^H\right)\right),$$

де N – кількість елементів приймальної антенної решітки; $\det(\cdot)$ – позначення детермінанта матриці; \mathbf{M} – кореляційна матриця вектора $\vec{x}(t)$ при гіпотезі H_1 ; Sp – позначення сліду матриці [2].

Дані функції зручно записати з використанням вибіркової кореляційної матриці

$$P(\vec{x}_1, \vec{x}_2, \dots, \vec{x}_L | H_0) = \pi^{-LN} \exp(-LSp\mathbf{M}) \quad (4)$$

$$P(\vec{x}_1, \vec{x}_2, \dots, \vec{x}_L | H_1) = \pi^{-LN} \det(\mathbf{M})^{-L} \exp(-LSp(\mathbf{M}^{-1}\mathbf{M})), \quad (5)$$

$$\mathbf{M} = \frac{1}{L} \sum_{i=1}^L \vec{x}_i \vec{x}_i^H.$$

Кореляційна матриця \mathbf{M} визначається структурою (розсіювальною здатністю) та щільністю в досліджуваному середовищі з заводовими нелінійними розсіювачами [1, 3].

Розглянемо три різні випадки приймання сигналів відгуку від заводових НРС при зондуванні середовища системою попереднього нелінійного зондування.

1. Сигнали відгуку від заводових НРС, прийняті елементами приймальної антенної решітки, є некорельованими та кожний з них має потужність ν . У цьому випадку кореляційна матриця вектора $\vec{x}(t)$ записується у вигляді

$$\mathbf{M}(\nu) = (1 + \nu)\mathbf{E}. \quad (6)$$

2. Сигнали відгуку від заводових НРС корельовані та відрізняються тільки фазою

$$\vec{s}(t) = a(t)\vec{s},$$

де $a(t)$ – гаусівський сигнал з нульовим середнім і потужністю ν ; вектор \vec{s} – так званий вектор-фазор, що визначає зсув фаз між сигналами сукупного СВ від заводових НРС, прийнятих елементами приймальної АР. Будемо вважати, що для вектора \vec{s} виконується нормування

$$\vec{s}^H \vec{s} = N,$$

де N – число елементів приймальної антенної решітки. При такому нормуванні ν має сенс деякої усередненої потужності сукупного сигналу відгуку по елементах приймальної АР (тобто кожний елемент АР приймає сигнал з середньою потужністю ν). У цьому випадку кореляційна матриця вектора $\vec{x}(t)$ записується у вигляді

$$\mathbf{M}(\nu) = \mathbf{E} + \nu \vec{s} \vec{s}^H. \quad (7)$$

Зазначимо, що вектор \vec{s} вважається відомим та, як і в першому випадку, матриця \mathbf{M} визначається тільки параметром ν .

3. Сигнали відгуків від заводових НРС, як і в другому випадку, корельовані, але вектор \vec{s} невідомий. Тобто конфігурація приймальної антенної решітки не має ніякого впливу на ефективність виявлення і розрізнення прийнятих сигналів, та невідомий напрямок приходу будь-якої складової сукупного СВ від заводових НРС. У цьому випадку матриця \mathbf{M} має такий же вид, як і в другому випадку (7), але вона вже залежить не тільки від параметра ν , але й від вектора \vec{s} .

$$\mathbf{M}(\nu, \vec{s}) = \mathbf{E} + \nu \vec{s} \vec{s}^H. \quad (8)$$

Розглянемо відношення правдоподібності для кожного з вищеописаних випадків.

Для випадку некогерентних сигналів відгуку (6) функція правдоподібності (5) записується у вигляді

$$P(\vec{x}_1, \vec{x}_2, \dots, \vec{x}_L | H_1, \nu) = \pi^{-LN} (1 + \nu)^{-LN} \exp\left(-\frac{1}{1 + \nu} LSp\mathbf{M}\right). \quad [1] \quad (9)$$

Оскільки функція $x^{-K} \exp(-A/x)$, де A, K – константи, досягає максимуму в точці $x = A/K$, то очевидним є те, що свого максимального значення функція правдоподібності (9) досягає за умови

$$\nu = \frac{Sp\mathbf{M}}{N} - 1.$$

Таким чином, максимальне значення функції правдоподібності для даного випадку рівне

$$\max_{\nu} P(\vec{x}_1, \vec{x}_2, \dots, \vec{x}_L | H_1, \nu) = \pi^{-LN} \left(\frac{Sp\mathbf{M}}{N} \right)^{-LN} \cdot \exp(-LN).$$

Використовуючи даний вираз та (4), вираз правдоподібності (3) запишеться у вигляді

$$l(\vec{x}_1, \vec{x}_2, \dots, \vec{x}_L) = \exp(-LN) \cdot \left((N^{-1}Sp\mathbf{M})^{-1} \cdot \exp(N^{-1}Sp\mathbf{M}) \right)^{LN}. \quad (10)$$

Оскільки функція $x^{-1} \exp(x)$ є монотонно зростаючою для $x > 1$, то порівняння з порогом h відношення правдоподібності (10) еквівалентно порівнянню з деяким іншим порогом h_1 наступної величини

$$l_1 = \frac{Sp\mathbf{M}}{N} = \frac{1}{L} \sum_{i=1}^L \frac{|\vec{x}_i|^2}{N}. \quad (11)$$

Даний метод виявлення сукупного сигналу відгуку як гаусівського сигналу на фоні гаусівського шуму відповідає методу χ^2 - тесту [2, 4].

Розглянемо випадок просторово корельованого сигналу (7).

Матрицю \mathbf{M} можна представити у вигляді

$$\mathbf{M} = \sum_{i=1}^N \lambda_i \vec{\varphi}_i \vec{\varphi}_i^H,$$

де $\vec{\varphi}_i$ – власні вектори, а λ_i – власні числа матриці \mathbf{M} .

Щоб знайти максимальне значення функції правдоподібності (5), в даному випадку запишемо вираз для зворотної кореляційної матриці (7)

$$[\mathbf{M}(\nu)]^{-1} = \mathbf{E} - \vec{\varphi}_1 \vec{\varphi}_1^H + (1 + N\nu)^{-1} \vec{\varphi}_1 \vec{\varphi}_1^H, \quad \vec{\varphi}_1 = \vec{s} / \sqrt{N},$$

де $\vec{\varphi}_1$ – нормований вектор \vec{s} , що є власним вектором матриці \mathbf{M} та відповідає максимальному власному числу. Використовуючи вираз для зворотної матриці, функцію правдоподібності (5) можна записати у вигляді

$$P(\vec{x}_1, \vec{x}_2, \dots, \vec{x}_L | H_1, \nu) = \pi^{-LN} (1 + N\nu)^{-L} \times$$

$$\times \exp\left(-L \operatorname{Sp}\left(\mathbf{M} - \vec{\varphi}_1 \vec{\varphi}_1^H \mathbf{M} + \frac{1}{1+N\nu} \vec{\varphi}_1 \vec{\varphi}_1^H \mathbf{M}\right)\right). \quad (12)$$

За аналогією з попереднім випадком, функція (12) досягає свого максимуму за умови

$$\nu = \frac{\operatorname{Sp}\left(\vec{\varphi}_1 \vec{\varphi}_1^H \mathbf{M}\right) - 1}{N}.$$

і даний максимум дорівнює виразу

$$\begin{aligned} \max_{\nu} P(\vec{x}_1, \vec{x}_2, \dots, \vec{x}_L | H_1, \nu) &= \pi^{-LN} \operatorname{Sp}\left(\vec{\varphi}_1 \vec{\varphi}_1^H \mathbf{M}\right)^{-L} \times \\ &\times \exp\left(-L \operatorname{Sp}\left(\mathbf{M} - \vec{\varphi}_1 \vec{\varphi}_1^H \mathbf{M}\right)\right) \cdot \exp(-L). \end{aligned}$$

Таким чином, відношення правдоподібності для випадку корельованого сигналу дорівнюватиме

$$l(\vec{x}_1, \vec{x}_2, \dots, \vec{x}_L) = \left(\operatorname{Sp}\left(\vec{\varphi}_1 \vec{\varphi}_1^H \mathbf{M}\right)^{-1} \cdot \exp\left(\operatorname{Sp}\left(\vec{\varphi}_1 \vec{\varphi}_1^H \mathbf{M}\right)\right)\right)^L \cdot \exp(-L). \quad (13)$$

Оскільки функція $x^{-1} \exp(x)$ є монотонно зростаючою для $x > 1$, то порівняння з порогом h відношення правдоподібності (13) еквівалентно порівнянню з деяким іншим порогом h_2 величини

$$l_2 = \operatorname{Sp}\left(\vec{\varphi}_1 \vec{\varphi}_1^H \mathbf{M}\right) = \vec{\varphi}_1^H \mathbf{M} \vec{\varphi}_1 = \frac{1}{L} \sum_{i=1}^L \left| \vec{\varphi}_1^H \vec{x}_i \right|^2. \quad (14)$$

Даний метод виявлення відповідає методу узгодженої обробки сигналу [9].

Розглянемо випадок корельованого сигналу з невідомим хвильовим фронтом (8). Оскільки кореляційна матриця в цьому випадку має такий же вид, як і для сигналу з відомим хвильовим фронтом (7), то вираз для функції правдоподібності (12) залишається вірним. Але максимум необхідно шукати не тільки по параметру ν , але й по нормованому вектору \vec{s} або $\vec{\varphi}_1$. Для знаходження максимального значення функції правдоподібності, знайдемо максимум виразу (12) при варіації вектора $\vec{\varphi}_1$. Для цього запишемо (12) у наступному виді

$$\begin{aligned} P(\vec{x}_1, \vec{x}_2, \dots, \vec{x}_L | H_1, \nu, \vec{\varphi}_1) &= \pi^{-LN} (1+N\nu)^{-L} \cdot \exp\left(-L \operatorname{Sp}\mathbf{M}\right) \times \\ &\times \exp\left(L \frac{N\nu}{1+N\nu} \operatorname{Sp}\left(\vec{\varphi}_1 \vec{\varphi}_1^H \mathbf{M}\right)\right). \end{aligned}$$

Оскільки $\exp(x)$ функція зростаюча, то очевидним є те, що дана фун-

кція правдоподібності досягає свого максимуму при варіації вектора $\vec{\varphi}_1$ тоді, коли свого максимального значення досягає величина

$$Sp\left(\vec{\varphi}_1 \vec{\varphi}_1^H \mathbf{M}\right) = \vec{\varphi}_1^H \mathbf{M} \vec{\varphi}_1.$$

Також необхідно врахувати, що на вектор $\vec{\varphi}_1$ накладається умова нормування $\vec{\varphi}_1 \vec{\varphi}_1^H = 1$. Легко показати, що в даному випадку максимум $\vec{\varphi}_1^H \mathbf{M} \vec{\varphi}_1$ рівний максимальному власному числу λ_1 матриці \mathbf{M}

$$\max_{\vec{\varphi}_1} Sp\left(\vec{\varphi}_1 \vec{\varphi}_1^H \mathbf{M}\right) = \lambda_1. \quad (15)$$

При цьому вектор $\vec{\varphi}_1$ (при якому досягається максимум) рівний відповідному власному вектору $\vec{\varphi}_1$ матриці \mathbf{M} . Таким чином, значення функції правдоподібності (12), максимізоване по векторам $\vec{\varphi}_1$ та \vec{s} буде рівним

$$\begin{aligned} \max_{\vec{\varphi}_1} P\left(\vec{x}_1, \vec{x}_2, \dots, \vec{x}_L \mid H_1, \nu, \vec{\varphi}_1\right) &= \pi^{-LN} \cdot \exp\left(-L\left(Sp\mathbf{M} - \lambda_1\right)\right) \times \\ &\times (1 + N\nu)^{-L} \cdot \exp\left(-L \frac{\lambda_1}{1 + N\nu}\right). \end{aligned} \quad (16)$$

Оскільки функція $x^{-K} \exp(-A/x)$ досягає максимуму в точці $x = A/K$, то максимум виразу (16) досягається за умови

$$\nu = \frac{\lambda_1 - 1}{N}.$$

Вираз для максимального значення функції правдоподібності (15) для випадку корельованого сигналу з невідомим хвильовим фронтом прийме вид

$$\max_{\vec{\varphi}_1, \nu} P\left(\vec{x}_1, \vec{x}_2, \dots, \vec{x}_L \mid H_1, \nu, \vec{\varphi}_1\right) = \pi^{-LN} \cdot \exp\left(-L\left(Sp\mathbf{M} - \lambda_1\right)\right) \cdot \lambda_1^{-L} \cdot \exp(-L), \quad (17)$$

Використовуючи (17), відношення правдоподібності (3) запишеться у вигляді

$$l\left(\vec{x}_1, \vec{x}_2, \dots, \vec{x}_L \mid H_1\right) = \left(\lambda_1^{-1} \cdot \exp\left(\lambda_1\right)\right)^L \cdot \exp(-L). \quad (18)$$

Оскільки функція $x^{-1} \exp(x)$ є монотонно зростаючою для $x > 1$, то порівняння з порогом h відношення правдоподібності (18) еквівалентно порівнянню з деяким іншим порогом h_3 наступної величини

$$l_3 = \lambda_1. \quad (19)$$

З цього слідує, що для виявлення когерентного сигналу з невідомим

хвильовим фронтом раціональним рішенням є порівняння з деяким порогом максимального власного числа вибіркової кореляційної матриці \mathbf{M} . Даний метод виявлення відповідає методу « $\max - \lambda$ » тесту [5].

Вирази (11), (14) і (19) мають наступний фізичний зміст. Вектор сигналів відгуків від завадових нелінійних розсіювачів $\vec{x}(t)$ належить N -мірному простору векторів, який тим або іншим способом можна розбити на N одномірних ортогональних підпросторів. Якщо елементи сукупного сигналу відгуку є просторово некорельованими, то його потужність рівномірно розподілена по всьому N -мірному просторі. Тому оптимальним виявленням такого сигналу є порівняння з порогом величини l_1 , яка є оцінкою потужності прийнятого АР сигналу, та поширюється на будь-який одномірний підпростір. Якщо елементи сукупного СВ є просторово корельованими, то вся його потужність зосереджена в одномірному підпросторі, визначеному вектором \vec{s} . Тому, у випадку якщо вектор \vec{s} відомий (одномірний підпростір, у якому зосереджена вся потужність сукупного СВ, відомий), оптимальним виявленням такого сигналу є порівняння з порогом величини l_2 , яка є оцінкою потужності прийнятого АР сигналу в одномірному сигнальному підпросторі, що визначається вектором \vec{s} . У випадку якщо вектор \vec{s} невідомий (підпростір, у якому зосереджена вся потужність сукупного СВ, невідомий), оптимальним виявленням є порівняння з порогом величини l_3 , яка є оцінкою потужності прийнятого АР сигналу в підпросторі, що дає максимальну оцінку цієї потужності.

Отже, для визначення з певною довірчою ймовірністю характеру взаємодії між собою складових досліджуваного сукупного сигналу відгуку від завадових НРС, які довільно рознесені в просторі та мають різну розсіювальну здатність при зондуванні середовища системою попереднього нелінійного зондування, необхідно спільно проаналізувати ефективність виявлення антенною решіткою прийнятого сукупного СВ по трьом методам – χ^2 - тест, узгоджена обробка сигналів і « $\max - \lambda$ » тест, та порівняти результати.

Висновки

Для ефективності використання засобів нелінійної радіолокації доцільною є оцінка щільності завадових нелінійних розсіювачів (НРС) на основі структур «метал-оксел-метал» у досліджуваному нелінійними радіолокаторами середовищі. Питання оцінки щільності завадових НРС потребує розробки спеціалізованої системи попереднього нелінійного зондування (СПНЗ). Одним з найважливіших досліджень у створенні концепції функціонування СПНЗ є визначення характеру взаємодії складових сукупного сигналу відгуку (СВ) від завадових нелінійних розсіювачів, які довільно

рознесені в просторі та мають різну розсіювальну здатність. Якщо елементи сукупного СВ від завадових НРС просторово некорельовані, то потужність прийнятого сигналу рівномірно розподілена по всьому досліджуваному просторі. Тому оптимальним виявленням такого сигналу є порівняння з порогом деякої величини l_1 , яка є оцінкою потужності прийнятого антенною решіткою (АР) сигналу, та поширюється на будь-який одномірний підпростір. Якщо складові сукупного СВ є просторово корельованими, то вся його потужність зосереджена в одномірному підпросторі, визначеному вектором \vec{s} – вектором-фазором, який відображає зсув фаз між елементами сукупного СВ від завадових НРС. Тому, у випадку якщо вектор \vec{s} відомий (одномірний підпростір, у якому зосереджена вся потужність сукупного СВ, відомий), оптимальним виявленням такого сигналу є порівняння з порогом іншої величини l_2 , яка є оцінкою потужності прийнятого АР сигналу в одномірному сигнальному підпросторі, що визначається вектором \vec{s} . У випадку якщо вектор \vec{s} невідомий (підпростір, у якому зосереджена вся потужність сукупного СВ, невідомий), оптимальним виявленням є порівняння з порогом третьої величини l_3 , яка є оцінкою потужності прийнятого АР сигналу в підпросторі, що дає максимальну оцінку цієї потужності.

Завдяки цьому, для визначення з певною довірчою ймовірністю характеру взаємодії між собою складових досліджуваного сукупного сигналу відгуку від завадових НРС, які довільно рознесені в просторі та мають різну розсіювальну здатність при зондуванні середовища системою попереднього нелінійного зондування, необхідно спільно проаналізувати ефективність виявлення антенною решіткою прийнятих сигналів відгуку по трьом методам – χ^2 - тест, погоджена обробка сигналів і «max – λ » тест, та порівняти результати.

Література

1. Zhang Q.T., Wong K.M., Yip P.C., Reilly J.P. On Information Theoretic Criteria for Detecting the Number of Signals in High Resolution Array Processing // IEEE Transaction on Acoustics, Speech and signal processing, vol. 38, No. 11, November 1990. – P. 1959.
2. Zhang Q.T., Wong K.M., Yip P.C., Reilly J.P. Statistical analysis of the Performance of Information theoretic criteria in detection of the number of signals in array processing // IEEE Transaction on Acoustics, Speech and signal processing, vol. 37, No. 10, October 1989. – P. 1557.
3. Zhang Q.T., Wong, K.M. A new information-theoretic criterion for detection of the number of signals in spatially correlated noise with unknown covariance matrix // Acoustics, Speech, and Signal Processing, ICASSP-92, 1992 IEEE Int.Conf., V. 5, 1992. – P. 381-384
4. Давенпорт В.Б., Рут В.Л. Введение в теорию случайных сигналов и шумов. – М.: Изд-во Иностранной Лит-ры, 1960. – 468 с.
5. Ермолаев В.Т., Флакман А.Г., Анурин А.А. Оценивание параметров сигналов, принимаемых антенной решеткой // Изв. вузов. Радиофизика. Т.39, - 9. - 1996. С. 1144.
6. Зінченко М.В., Зінковський Ю.Ф. Випромінювання некротних гармонік в не-

лінійній радіолокації // Вісник Нац. техн. ун-ту України "Київський політехнічний інститут" Сер.- Радіотехніка. Радіоапаратобудування. – 2011. – Вип. 45. – С.159-169.

7. Зінченко М.В., Зіньковський Ю.Ф., Прокоф'єв М.І. Значущість рівня потужності зонduючого сигналу в нелінійній радіолокації // Правове, нормативне та метрологічне забезпечення системи захисту інформації в Україні. Науково-технічний збірник. – 2010. – Вип. 1(20). – С. 102-113.

8. Каргашин В.Л., Ткач В.Н., Ткачев Д.В. Нелинейная ближняя радиолокация. Новые алгоритмы идентификации электронных устройств // Специальная Техника, ОАО «Электрозавод», Москва, №6, 2006. – С. 42–48.

9. Левин Б.Р. Теоретические основы статистической радиотехники. Книга первая. – М.: Сов. Радио, 1974. – 552 с.

*Зінченко М. В., Зіньковський Ю. Ф. **Особенности виявлення сигналу відгуку в нелінійній радіолокації при наявності завадових нелінійних розсіювачів.** Розглянуто завдання виявлення спеціалізованою системою попереднього нелінійного зондування (СПНЗ) сукупного сигналу відгуку від завадових нелінійних розсіювачів (НРс) на основі структур «метал-окисел-метал» за допомогою приймальної антенної решітки на фоні гаусівського шуму. Для створення концепції функціонування СПНЗ проведено дослідження характеру взаємодії складових сукупного сигналу відгуку від завадових нелінійних розсіювачів, які довільно рознесені в просторі та мають різну розсіювальну здатність. Показано, що для визначення з певною довірчою ймовірністю характеру взаємодії між собою складових досліджуваного сукупного сигналу відгуку від завадових НРс, які довільно рознесені в просторі та мають різну розсіювальну здатність при зондуванні середовища системою попереднього нелінійного зондування, необхідно спільно аналізувати ефективність виявлення антенною решіткою прийнятих сигналів відгуку по трьом методам – χ^2 - тест, погоджена обробка сигналів і « $\max - \lambda$ » тест.*

Ключові слова: нелінійна радіолокація, завадовий нелінійний розсіювач, антенна решітка, гаусовий шум.

*Зинченко М. В., Зиньковский Ю. Ф. **Особенности обнаружения сигнала отклика в нелинейной радиолокации при наличии помеховых нелинейных рассеивателей.** Рассмотрена задача выявления специализированной системой предварительного нелинейного зондирования (СПНЗ) совокупного сигнала отклика от помеховых нелинейных рассеивателей (НРс) на основе структур «металл-окисел-металл» с помощью приемной антенной решетки на фоне гауссовского шума. Для создания концепции функционирования СПНЗ проведено исследование характера взаимодействия составляющих совокупного сигнала отклика от помеховых нелинейных рассеивателей, которые произвольно разнесены в пространстве и имеют разную рассеивающую способность. Показано, что для определения с некоторой доверительной вероятностью характера взаимодействия между собой составляющих исследуемого совокупного сигнала отклика от помеховых НРс, которые произвольно разнесены в пространстве и имеют разную рассеивающую способность при зондировании среды системой предварительного нелинейного зондирования, необходимо совместно анализировать эффективность обнаружения антенной решеткой принятых сигналов отклика по трем методам – χ^2 - тест, согласованная обработка сигналов и « $\max - \lambda$ » тест.*

Ключевые слова: нелинейная радиолокация, помеховый нелинейный рассеиватель, антенная решетка, гауссовский шум.

Zinchenko M.V., Zinkovskiy U.F. *The identification features of signal response in nonlinear radar in the presence of obstacle nonlinear scatterers. The task of detection the combined signal response by the specialized system of preliminary nonlinear probing (SPNP) from the obstacle nonlinear scatterers (NS) on the basis of structures "metal-oxide-metal" by means of receiving array antenna on a background of Gaussian noise is examined. For the creation of conception of the SPNB functioning the research of forming components of the combined signal response co-operation character from the obstacle nonlinear scatterers, which are arbitrarily carried in space and have different dispersive ability, is conducted. It is shown that for determination with some confidence probability of interaction character of the investigated combined signal response forming components from the obstacle NS, which are arbitrarily carried in space and have different dispersive ability at probing of the medium by the system of preliminary nonlinear probing, it is necessary jointly to analyze efficiency of detection the accepted signal response by array antenna with three methods – χ^2 -test, consistent treatment of signals and « max – λ » test.*

Keywords: nonlinear radar, obstacle nonlinear scatterer, array antenna, Gaussian noise.