

ЗАСОБИ ЗАХИСТУ ІНФОРМАЦІЇ

УДК 638.235.231

ІДЕНТИФІКАЦІЯ НЕЛІНІЙНИХ РОЗСІЮВАЧІВ ЗА ХАОТИЧНИМ СИГНАЛОМ

Зінченко М. В., аспірант

Зінковський Ю. Ф., д.т.н., професор

Національний технічний університет України

"Київський політехнічний інститут"

У нелінійній радіолокації можлива ідентифікація нелінійних розсіювачів (НРс) за другорядними ознаками. Це пов'язано зі спотворенням ВАХ кремнієвих напівпровідникових структур під час зондування нелінійним радіолокатором. На ВАХ з'являється ділянка з негативним диференціальним опором, що пов'язано з ефектом розігріву вільних носіїв заряду та детекторним ефектом [5]. Проведені дослідження показали, що НРс під час зондування нелінійним радіолокатором представляють випадкові генератори, які згідно теорії [1, 4] здатні генерувати квазігармонічні сигнали. Але згідно проведених експериментів, реальні НРс завдяки наявності елементів з інерційними властивостями генерують не квазігармонічні, а так звані хаотичні коливання. Еквівалентна схема типового НРс при зондуванні засобами нелінійної радіолокації представлена на рис. 1. На даному рисунку Y_D відповідає входній провідності напівпровідникової структури в НРс при дії відносно потужного зондуючого сигналу нелінійного радіолокатора (ЗС НР), а інші елементи моделюють антенну структуру, на яку безпосередньо навантажений напівпровідник.

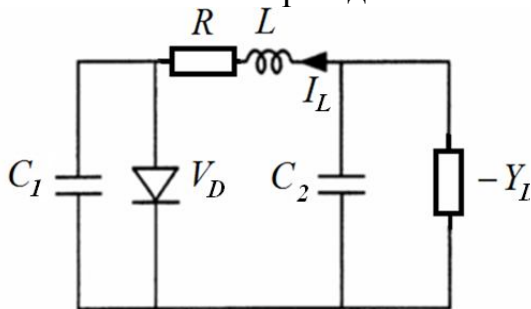


Рис. 1. Еквівалентна схема генератора хаотичних коливань на базі р-п переходу з негативним диференціальним опором

Як відомо, під детермінованим хаосом розуміється складний неперіодичний рух, породжуваний нелінійними динамічними системами. Цей рух може виникати при повній відсутності зовнішніх шумів і повністю визначається властивостями самої детермінованої динамічної системи. Динамічний хаос має чимало властивостей випадкових процесів, наприклад, суцільний спектр, експоненціально спадаючу автокореляційну функцію, непередбачуваність на великі інтервали часу.

Системи з детермінованим хаосом мають у фазовому просторі збіжні множини (атрактори), де фазові траєкторії як би збираються в єдине русло. Траєкторії хаотичних систем надзвичайно чутливі до початкових умов. У той же час самі коливальні режими джерел хаосу демонструють багатство різноманітності при зміні параметрів системи. Причому, якщо кількість істотних параметрів у системі зростає, то це, як правило, призводить до збільшення різноманітності динамічних режимів. Різноманітність хаотичних режимів може зростати також зі збільшенням розмірності динамічної системи [6].

Розглянемо питання ідентифікації нелінійних розсіювачів за допомогою хаотичних коливань. Для цього скористаємося поняттям ідентифікаційного параметра ступеня хаотичності сигналу – коефіцієнта варіабельності K . Під ним будемо розуміти відношення середнього модуля приросту сигналу до середнього модуля сигналу $X(t)$ за відомими дискретними відліками:

$$K1 = \frac{\langle \Delta X(t) \rangle}{\langle X(t) \rangle}.$$

Отримані результати дозволяють сформулювати три основних положення, які визначають інформаційний зміст коефіцієнта варіабельності як ідентифікаційного параметра:

1. Значення $K=1$ розділяє множину сигналів на два класи. Перший клас ($0 \leq K < 1$) утворюють періодичні (переважно регулярні) сигнали. Другий клас ($1 \leq K \leq 2$) – випадкові (переважно хаотичні) сигнали.

2. Збільшення частоти періодичного сигналу призводить до того, що при малій роздільній здатності, яка відповідає 4-5 відлікам на період, система починає сприймати періодичний сигнал як випадковий, оскільки значення коефіцієнта варіабельності стає рівним або більшим 1.

3. При відомій і постійній частоті періодичного сигналу значення коефіцієнта варіабельності несе інформацію про форму цього сигналу. А при відомій і постійній формі періодичного сигналу значення коефіцієнта варіабельності несе інформацію про частоту сигналу, причому ця залежність носить переважно лінійний характер.

Також при ідентифікації нелінійних розсіювачів використаємо коефіцієнт варіабельності другого порядку, який характеризує розподіл відліків приросту сигналу за часом:

$$K2 = \frac{\langle d^2 X(t) \rangle}{\langle d(dX(t)) \rangle}.$$

На практиці вихідний безперервний у часі сигнал $X(t)$ представляється після аналого-цифрового перетворення у вигляді дискретної вибіркової реалізації обсягу N і записується у файловому форматі в пам'ять комп'ютера. Операції диференціювання, визначення модуля, усереднення і обчислення ідентифікаційних параметрів $K1$ і $K2$ реалізуються на програмному рівні. У логічному аналізаторі (ЛА) реалізований алгоритм класифікації. У стру-

ктурній схемі ЛА представляє звичайну реляційну базу даних (БД), записами якої є імена файлів вибіркової реалізації сигналів, а полями – імена ідентифікаційних параметрів (K_1, K_2). У комірках БД (на перетині рядків і стовпців) записуються чисельні оцінки ідентифікаційних параметрів.

Якщо в БД є достатня множина записів, ідентифікаційні параметри яких повністю покривають діапазон можливих значень $0 \leq (K_1, K_2) \leq 2$, то таку БД будемо називати *представницькою*. Сигнали, на основі аналізу яких формується представницька БД, назвемо *еталонами* БД. Мається на увазі, що для еталонів відомі не тільки оцінки їх ідентифікаційних параметрів, але також інші характеристики, у тому числі і якісні.

Таким чином, при створенні еталонної БД для хаотичних сигналів, випромінюваних реальними НРС, причому таким чином, щоб охопити максимально можливий діапазон у напрямку еволюції цих сигналів, аж до суміші типу сигнал-шум, можливо реалізувати обернену задачу ідентифікації – визначення ідентифікаційних показників генерованого хаотичного сигналу НРС певному класу нелінійних розсіювачів.

Що стосується прямої задачі – встановлення приналежності до визначеного класу нелінійних розсіювачів досліджуваного об'єкту нелінійної радіолокації за знайденими ідентифікаційними показниками прийнятого хаотичного сигналу, то виникає актуальна проблема поділу нелінійних розсіювачів на відповідні класи.

Для вирішення поставленого завдання необхідно проаналізувати особливості розсіювання демаскуючого сигналу різними типами антенних структур з нелійними навантаженнями. Для чого необхідно провести дослідження ступеня впливу різновидів типових топологій антенних структур досліджуваних об'єктів в нелінійній радіолокації на їхні демаскуючі властивості.

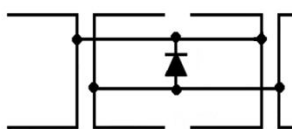


Рис. 2. Нелінійна відбиваюча решітка першого типу (НВР1)

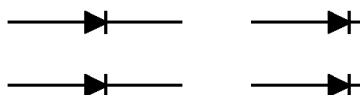


Рис. 3. Нелінійна відбиваюча решітка другого типу (НВР2) з 4-х елементів

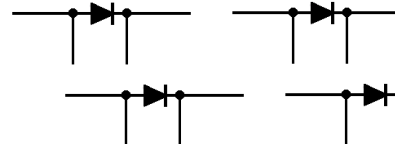


Рис. 4. Нелінійна відбиваюча решітка третього типу (НВР3) з 4-х елементів

На рис. 2–4 представлені три види нелінійних відбиваючих решіток, в основу яких покладені типові антенні структури з нелійними навантаженнями для нелінійної радіолокації. Кожна така решітка в певному наближенні може моделювати певний свій сегмент об'єктів дослідження нелінійної радіолокації.

Розглянемо модель об'єкта пошуку в нелінійній радіолокації у вигляді нескінченної плоскої вібраторної решітки. Елементами її структури є випромінювачі з лінійною поляризацією, які розташовуються у вузлах трику-

тної сітки. Випромінювач складається із двох горизонтальних симетричних плечей довжиною $2l_0$ та двох вертикальних з висотою h_0 , у центрі розташований нелінійний елемент (рис. 5). Діаметри горизонтальних і вертикальних плечей рівні $2a$ і вважаються досить малими для того, щоб розглядати струми на всіх провідниках поздовжніми. Припущення про малість радіусів всіх провідників дозволяє також знехтувати торцевими струмами горизонтальних вібраторів. Дослідження запропонованої системи спочатку проведемо без врахування впливу нелінійних елементів з метою доведення принципів відмінностей у властивостях відповідних антенних систем, що представлені на рис. 3 та 4.

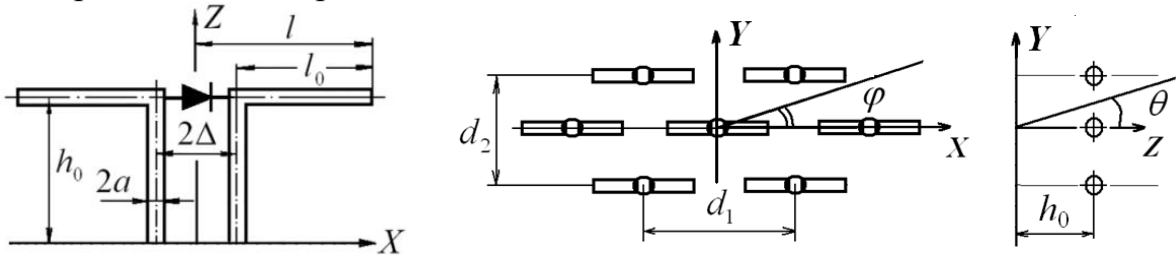


Рис. 5. Геометрія вібраторного випромінювача та розподіл випромінювачів в антенній решітці

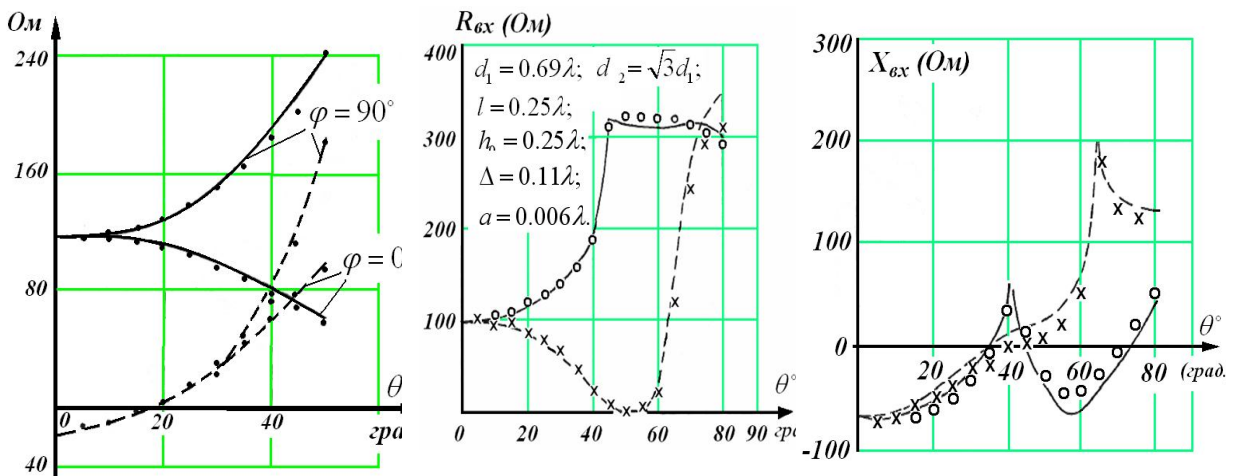


Рис. 6. Вхідний опір нескінченної відбиваючої решітки другого типу без нелінійних елементів, R_{ox} відповідає суцільна лінія, X_{ox} – пунктирна, точки відповідають експериментальним дослідженням

Рис. 7. Вхідний опір нескінченної відбиваючої решітки третього типу без нелінійних елементів. Суцільна лінія й експериментальні точки у вигляді хрестиків відповідають $\varphi = 90^\circ$, а пунктирна лінія та порожні кола – $\varphi = 0^\circ$

На рис. 6 показані залежності активної R_{ox} і реактивної X_{ox} частин вхідного імпедансу НВР2 без нелінійних елементів від кута опромінення θ зондуєчого сигналу. А на рис. 7 представлені ті ж залежності вхідного опору, але для НВР3 без нелінійних елементів. Криві побудовані для двох

площин падіння зонduючого сигналу $\varphi = 0^\circ$ (площина E) і $\varphi = 90^\circ$ (площина H).

Математичне моделювання ґрунтувалося на змішаній апроксимації розподілу струму, кусочно-параболічної або поліноміальної апроксимації для горизонтальної частини вібратора й тригонометричної для вертикальних плечей і вирішенні системи інтегральних рівнянь типу Галена [7]. З рис. 7 видно, що розрахункові криві й експериментальні значення мають невеликі розходження у випадку моногармонічного вузьконаправленого зондування.

Отже, згідно з рис. 6 та 7, маємо наочне підтвердження принципової неподібності розглянутих відбиваючих решіток другого та третього типів (рис. 3 та 4) за вхідним опором залежно від просторової орієнтації решітки відносно джерела моногармонічного зонduючого сигналу.

Експериментально були проведені також дослідження впливу типів нелінійних відбиваючих решіток на демаскуючі властивості об'єктів дослідження нелінійної радіолокації.

На рис. 8, 9 показано для трьох нелінійних відбивачів (НВР1, НВР2 і НВР3) експериментально отримані залежності щільності потоку потужності розсіювання сигналу та показника нелінійної ефективної поверхні розсіювання від щільності потоку потужності зонduючого сигналу. За даними залежностями наочно видно, що вид антенної структури елементів досліджуваної НВР істотно впливає на її демаскуючі властивості. Також маємо підтвердження істотного розходження в поведженні демаскуючих властивостей зразків НВР1 та НВР2 у порівнянні з НВР3.

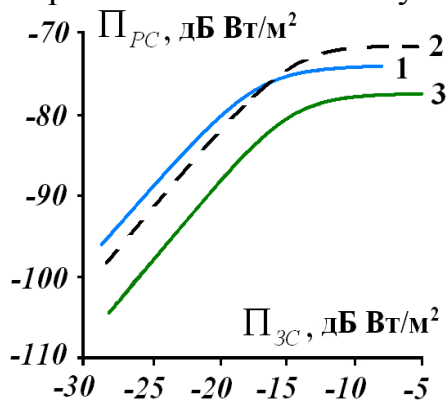


Рис. 8. Співвідношення щільностей потоків потужностей розсіяного та зонduючого сигналів: 1 – НВР1, 2 – НВР2 і 3 – НВР3

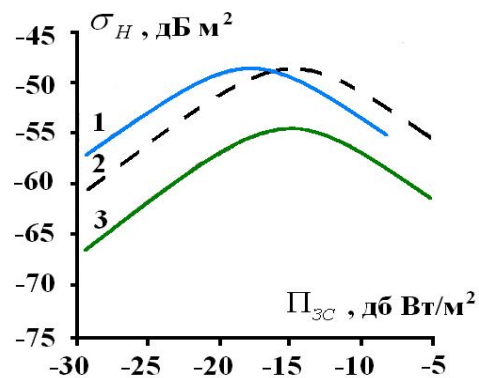


Рис. 9. Залежність показника нелінійної ефективної площі розсіювання від щільності потоку потужності зонduючого сигналу: 1 – НВР1, 2 – НВР2 і 3 – НВР3

З [5] відомо, що на демаскуючі властивості об'єктів дослідження в нелінійній радіолокації також впливають наявні внутрішні ефекти в самих напівпровідникових структурах при дії відносно потужного НВЧ випромінювання НР. Так, наприклад, у випадку симетричного вібратора, що нава-

нтажений на кремнієвий напівпровідниковий діод розсіювання перевипромінюваного сигналу залежить від величини рівня НВЧ потужності зондуючого сигналу – чим вище рівень НВЧ потужності зондуючого сигналу, тим більшим є ефективний радіус розсіювання досліджуваним об'єктом демаскуючого сигналу за кутом місця в зоні Фраунгофера, що в свою чергу підвищує ймовірності знаходження та вірної ідентифікації РЗП засобами нелінійної радіолокації. Це пояснюється впливом рівня потужності НВЧ випромінювання нелінійних радіолокаторів, величина якого досягає 100...800 мВт, на характеристики струмопереносу в структурах на основі р-n-переходів [5].

Оскільки при вдалому виборі початкового опису (простору ознак) завдання розпізнавання може виявитися тривіальним і, навпаки, невдало вибраний початковий опис може привести або до дуже складного подальшого аналізу інформації, або взагалі до відсутності рішення, то проведення класифікації НРС відносно їх близькості за властивостями до одного з трьох класів, утворених розглянутими нелінійними решітками, є досить складною задачею.

Зауважимо, що будь-який НРС буде змінювати свої демаскуючі властивості зі зміною потужності ЗС НР. Тому необхідно знайти такий підхід, щоб стало можливим провести класифікацію з урахуванням фізики процесів в НРС при дії ЗС НР за усередненим розподілом вихідного показника в діапазоні значень заданого параметра для збереження класифікаційних ознак.

У зв'язку з тим, що типовий НРС представляє ансамбль напівпровідників, кожен з яких навантажений на свій певний антенний елемент, а тому загальна еквівалентна схема нелінійного розсіювача являтиме структуру з відповідними кількостями входів та виходів (рис. 10).

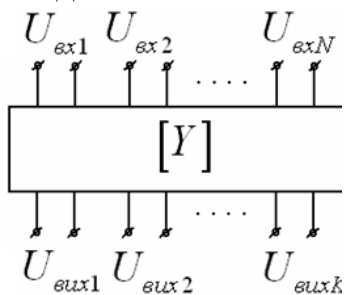


Рис. 10. Загальна еквівалентна схема нелінійного розсіювача

Представлену на рис. 10 еквівалентну схему можливо змоделювати за допомогою рядів Вольтерра. Причому особливістю даного моделювання є те, що для даної схеми математично можливо знайти ядра відносно величин, значення котрих визначаються експериментальним шляхом.

Наприклад, для нелінійного кола, що має три входи і один вихід, маємо опис реакції на вхідні впливи слідуючим рядом Вольтерра [3]:

$$y(t) = \sum_{m,n,q} \int_{-\infty}^{\infty} \dots \int h_{m;n,q}(u_1, \dots, u_m; v_1, \dots, v_n; w_1, \dots, w_q) \prod_{r=1}^m x^{(1)}(t - u_r) \prod_{r=1}^n x^{(2)}(t - v_r) \times \prod_{r=1}^q x^{(3)}(t - w_r) \prod_{r=1}^m du_r \prod_{r=1}^n dv_r \prod_{r=1}^q dw_r, \quad (1)$$

де $h_{m;n;q}(\cdot)$ – ядро Вольтерра тривходового розсіювача порядку $m+n+q$; m, n, q – цілі позитивні числа, не рівні нулю одночасно; $x^{(1)}, x^{(2)}, x^{(3)}$ – вхідні впливи, що подаються на входи 1, 2, 3 відповідно. Змінні u_r, v_r, w_r мають розмірність часу та відносяться до входів 1, 2, 3 відповідно.

Якщо вхідні впливи мають вигляд:

$$x^{(1)} = \sum_{r=1}^m \exp(j\omega_r^{(1)}, t), x^{(2)} = \sum_{r=1}^m \exp(j\omega_r^{(2)}, t), x^{(3)} = \sum_{r=1}^m \exp(j\omega_r^{(3)}, t),$$

то з (1) одержимо:

$$y(t) = \sum_{m,n,q} H_{m;n;q}(\omega_1^{(1)}, \dots, \omega_m^{(1)}; \omega_1^{(2)}, \dots, \omega_n^{(2)}; \omega_1^{(3)}, \dots, \omega_q^{(3)}) \exp[j(\omega_1^{(1)} + \dots + \omega_m^{(1)} + \omega_1^{(2)} + \dots + \omega_n^{(2)} + \omega_1^{(3)} + \dots + \omega_q^{(3)})t],$$

де

$$H_{m;n;q}(\cdot) = \int \int \dots \int_{-\infty}^{\infty} h_{m;n;q}(u_1, \dots, u_m; v_1, \dots, v_n; w_1, \dots, w_q) \exp[-j(u_1\omega_1^{(1)} + \dots + u_m\omega_m^{(1)} + v_1\omega_1^{(2)} + \dots + v_n\omega_n^{(2)} + w_1\omega_1^{(3)} + \dots + w_q\omega_q^{(3)})] \prod_{r=1}^m du_r \prod_{r=1}^n dv_r \prod_{r=1}^q dw_r,$$

а самі ядра Вольтерра довільного порядку в частотній області визначаються за формулою:

$$H_{m;n;q}^{(T)} = \frac{-2^{m+n+q-1}}{(m+n+q)!} \Delta_{m;n;q}^{-1} Z_{m;n;q}(\omega_1^{(1)} + \dots + \omega_p^{(1)} + \omega_1^{(2)} + \dots + \omega_r^{(2)} + \omega_1^{(3)} + \dots + \omega_k^{(3)}) \times \\ \times \Pi \sum_{v=2}^{m+n+q} \frac{1}{2^{p+r+k-1}} I^{(v)}(0) R_{p;r;k}^{(N)}, \quad (2)$$

де $\omega_{m;n;q} = (\omega_1^{(1)} + \dots + \omega_m^{(1)} + \omega_1^{(2)} + \dots + \omega_n^{(2)} + \omega_1^{(3)} + \dots + \omega_q^{(3)})$ – частота на елементах дерева графа схеми; $Z_{m;n;q}$ – діагональна матриця комплексних опорів елементів дерева; Π – матриця головних перетинів для хорд; $I_{m;n;q}^{(N)}$ – вектор комплексних амплітуд струмів частоти $\omega_{m;n;q}$ у хордах графа; $Y_{m;n;q}^{(N)}$ – вектор комплексних амплітуд напруги частоти $\omega_{m;n;q}$ у хордах графа; X – вектор комплексних амплітуд зовнішнього впливу $v = p + r + k$; $R_{p;r;k}^{(N)}$ – вектор-стовпець, кожен рядок якого має вигляд полінома, складеного з добутків векторів H нижчих порядків, обчислених на елементах хорд графа схеми; $\Delta_{1;0;0} = [1] - Z_{1;0;0} \Pi \begin{bmatrix} \frac{\partial I_{1;0;0}^{(N)}}{\partial Y_{1;0;0}^{(N)}} \end{bmatrix} \Pi^*$, а $\Delta_{1;0;0}^{-1}$ – матриця зворотна до $\Delta_{1;0;0}$; $[1]$ – одинична матриця.

Формула (2) дозволяє визначити ядро Вольтерра в частотній області тривходового нелінійного кола порядку $m + n + q$ через параметри тривходового розсіювача.

При цьому способи визначення виду та значення вектора – стовпця $R_{p,r;k}^{(N)}$ для ядра $H_{m;n;q}^{(T)}$ довільного порядку є важливим моментом розглянутого методу визначення ядер Вольтерра.

Припустимо, що

$$\omega_{m;n;q} = \omega_1^{(1)} + \dots + \omega_p^{(1)} + \omega_1^{(2)} + \dots + \omega_r^{(2)} + \omega_1^{(3)} + \dots + \omega_k^{(3)} = \sum_{i=1}^v \omega_i,$$

де $v = p + r + k$. Тоді можна записати:

$$R_{p,r;k}^{(N)}(\omega_1, \dots, \omega_v) = \sum_{\varepsilon, \rho, v} \sum' \theta R_{\varepsilon_1}^{(N)}(\omega_1 \dots \omega_{\varepsilon_1}) R_{\varepsilon_2}^{(N)}(\omega_{\varepsilon_1+1} \dots \omega_{\varepsilon_1+\varepsilon_2}) \dots R_{\varepsilon_i}^{(N)}(\omega_{\chi} \dots \omega_v), \quad (3)$$

де $\chi = \varepsilon_1 + \varepsilon_2 + \dots + \varepsilon_{p-1} = v - \varepsilon_i$; (ε, ρ, v) – означає суму по безлічі цілих чисел ε_i , для яких $\varepsilon_1 + \varepsilon_2 + \dots + 1 = v$, а також $1 \leq \varepsilon_1 \leq \varepsilon_2 \leq \dots \leq \varepsilon_p$, ρ – позитивне ціле число, $1 \leq \rho \leq v$.

Сумування в (3) виконується по числах, які є результатом розбиття v на ρ частин. Сума $\sum' \theta$ включає θ добутків складових полінома, які отримуються шляхом перестановки індексів різних частот ω . Запишемо число доданків у даній сумі θ на основі виразу:

$$\theta = \frac{v!}{\varepsilon_1! \varepsilon_2! \dots \varepsilon_p! \eta_1! \eta_2! \dots \eta_i!},$$

де η_1 – число рівних ε у першій групі нерівностей $\varepsilon_1 \leq \varepsilon_2 \leq \dots \leq \varepsilon_p$, η_2 – відповідне число в другій групі, а i - число груп.

Число добутку функцій $R_{\varepsilon_i}^{(N)}$ у виразі (2) v є числами Стірлінга $S(v, \rho)$. Як відомо, добуток $\rho! S(v, \rho)$ являтиме коефіцієнти при $x^v/v!$ у розкладанні $(e^x - 1)^\rho$.

Таким чином, використовуючи приведені вище вирази, можуть бути отримані вид і значення полінома $R_{p,r;k}^{(N)}$ для ядра $H_{m;n;q}^{(T)}$ довільного порядку, що описує нелінійне радіотехнічне коло із трьома входами.

Що стосується розпізнання за усередненим розподілом, знайденим за допомогою рядів Вольтерра, то класифікацію образів можливо здійснити в два етапи: «навчання» і «розпізнавання». «Навчання» здійснюється шляхом зіставлення окремих об'єктів з врахуванням їх приналежності тому або іншому образу. В результаті «навчання», система, що розпізнає, повинна набути здатність реагувати однаковими реакціями на всі об'єкти одного образу і різними – на всі об'єкти інших образів. Дуже важливо, щоб процес

«навчання» завершився тільки шляхом розгляду кінцевого числа об'єктів [2, 8].

У класифікаторах, що працюють за критерієм найменшої відстані, передбачається, що класи образів в просторі ознак групуються навколо відповідних середніх точок \bar{Z}_i , $i=1, 2, \dots, K$. У випадку використання деякого перетворення \mathbf{A} в першу чергу відображають початкові образи з простору ознак (C_i) в простір рішень (V_i), в якому б образи, що належать C_i , обов'язково групувалися б навколо наперед вибраної точки V_i , $i=1, 2, \dots, K$. Перетворення \mathbf{A} , яке дозволяє здійснювати це відображення з простору ознак в простір рішень, в загальному випадку вибирається таким, щоб загальна середньоквадратична похибка відображення для образів всіх класів була мінімальною (метод найменших квадратів).

Для класифікатора розпізнавання трьох класів образів за критерієм найменшої середньоквадратичної відстані \mathbf{A} визначається за формулою:

$$\mathbf{A} = \left[\sum_{j=1}^{N_i} (\mathbf{V}_i \mathbf{Z}_{ij}^T) \right] \left[\sum_{j=1}^{N_i} (\mathbf{Z}_{ij} \mathbf{Z}_{ij}^T) \right]^{-1},$$

де \mathbf{Z}_{ij} , $j=1, 2, \dots, N_i$ – безліч M -мірних образів (у загальному випадку число навчальних векторів N_i для кожного i -го класу може бути різним), які повинні відображатися в певну точку в K -мірному просторі (тут розмірність простору береться за числом класів), що позначається вектором $\mathbf{V}_i = [V_1, V_2, \dots, V_k]^T$.

Оскільки на вектора \mathbf{V}_i ніякі обмеження не накладаються, тоді виберемо в якості \mathbf{V}_i вершини трьох одиничних векторів. Позначимо апріорну вірогідність класів C_k через P_k , $k=1, 2, 3$. Зазначимо, що середньоквадратичну похибку потрібно підсумовувати для кожного вектора кожного класу.

Зокрема, для трьох класів:

$$\mathbf{A} \left[\sum_{i=1}^K \left\{ \frac{P_i}{N_i} \sum_{j=1}^{N_i} (\mathbf{Z}'_{ij} \mathbf{Z}'_{ij}^T) \right\} \right] = \sum_{i=1}^K \left\{ \frac{P_i}{N_i} \sum_{j=1}^{N_i} (\mathbf{V}_i \mathbf{Z}'_{ij}^T) \right\}.$$

Вирішуючи це рівняння відносно \mathbf{A} , отримаємо

$$\mathbf{A} = \mathbf{S}_{\mathbf{VZ}'} \mathbf{S}_{\mathbf{Z}'\mathbf{Z}'}^{-1}, \tag{4}$$

де
$$\mathbf{S}_{\mathbf{Z}'\mathbf{Z}'} = \sum_{i=1}^K \left\{ \frac{P_i}{N_i} \sum_{j=1}^{N_i} (\mathbf{Z}'_{ij} \mathbf{Z}'_{ij}^T) \right\} = E[\mathbf{Z}'\mathbf{Z}'^T],$$

$$\mathbf{S}_{\mathbf{VZ}'} = \sum_{i=1}^K \left\{ \frac{P_i}{N_i} \sum_{j=1}^{N_i} (\mathbf{V}_i \mathbf{Z}'_{ij}^T) \right\} = E[\mathbf{VZ}'^T].$$

Очевидно, що S_{VZ} і $S_{Z'Z}$ є матрицями взаємної кореляції і автокореляції відповідно. З (9) витікає, що A – матриця розміром $[3 \times (d + 1)]$.

Для класифікації образу $Z' = [z_1, z_2, \dots, z_d - 1]^T$ класифікатор в першу чергу обчислює $L = AZ'$, відображаючи Z' в простір рішень, а потім ухвалює рішення. При цьому застосовується наступне вирішальне правило згідно критерію мінімуму відстані: якщо L найбільш близький V_{i_0} , то образ Z класифікується як той, що належить до C_{i_0} .

Відстані, які обчислює класифікатор, визначаються як $D_i^2 = \|L - V_i\|^2$, де $i = 1, 2, 3$, тобто:

$$D_i^2 = \|L\|^2 - 2V_i'L + \|V_i\|^2, \quad i = 1, 2, 3 \quad (5)$$

У виразі (5) $\|V_i\|^2 = 1$, $i = 1, 2, 3$, а, отже, D_i^2 мінімальне, коли $V_i'L$ максимальне. Тому замість D_i^2 в (5) достатньо, щоб класифікатор обчислив

$$d_i = V_i'L, \quad i = 1, 2, 3 \quad (6)$$

Підставляючи $V_1' = [1 \ 0 \ 0]$, $V_2' = [0 \ 1 \ 0]$, $V_3' = [0 \ 0 \ 1]$ і $L = AZ'$ в (6), отримаємо

$$\begin{bmatrix} d_1 \\ d_2 \\ d_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} AZ' = AZ' \quad (7)$$

Якщо матриця перетворення позначається як

$$A = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} & \dots & a_{1d} & \theta_1 \\ a_{21} & a_{22} & \dots & a_{2d} & \theta_2 \\ a_{31} & a_{32} & \dots & a_{3d} & \theta_3 \end{bmatrix},$$

то з (7) маємо наступні дискримінантні функції, що визначають класифікатор: $g_i(Z) = d_i = a_{i1}z_1 + a_{i2}z_2 + \dots + a_{id}z_d - \theta_i$, $i = 1, 2, 3$.

Таким чином застосування рядів Вольтерра дозволило розробити відповідну для типового в нелінійній радіолокації радіоелектронного об'єкта дослідження математичну модель, яка дає можливість оцінити вплив дії нелінійного радіолокатора на формування демаскуючого сигналу з врахуванням фізики процесів у напівпровіднику при дії на нього відносно потужного НВЧ випромінювання. Модель дозволяє врахувати другорядні демаскуючі внутрішні ефекти в нелінійних структурах при нелінійній радіолокації та уникнути складнощів щодо класифікації нелінійних розсіювачів на відповідні класи за методом найменших квадратів. При цьому вихідними даними є внутрішні опосередковані відносно зовнішнього впливу параметри конкретної досліджуваної системи, які завжди можливо отримати екс-

периментальним шляхом.

Висновки

У нелінійній радіолокації можлива ідентифікація нелінійних розсіювачів за другорядними демаскуючими ознаками. Це пов'язано зі спотворенням ВАХ кремнієвих напівпровідникових структур нелінійних розсіювачів при зондуванні засобами нелінійної радіолокації. Поява на ВАХ ділянки з негативним диференціальним опором пов'язана з ефектом розігріву вільних носіїв заряду та детекторним ефектом. Завдяки цьому, нелінійний розсіювач не просто перевипромінює сигнал з додатковими нелійними продуктами в спектрі, але також генерує так звані хаотичні коливання. Особливістю хаотичних коливань є те, що їх наявність можливо розпізнати на тлі інших випадкових коливань завдяки ідентифікаційному параметру – коефіцієнту варіабельності K . Оскільки нелінійні розсіювачі можливо поділити на класи, то кожному класові відповідатимуть свої значення ідентифікаційних параметрів першого та другого порядків.

Застосування рядів Вольтерра дозволило розробити відповідну для типового в нелінійній радіолокації радіоелектронного об'єкта дослідження математичну модель, яка дає можливість оцінити вплив дії нелінійного радіолокатора на формування демаскуючого сигналу з врахуванням фізики процесів у напівпровіднику при дії на нього відносно потужного НВЧ випромінювання. Модель дозволяє врахувати другорядні демаскуючі внутрішні ефекти в нелінійних структурах при нелінійній радіолокації та уникнути складнощів щодо класифікації нелінійних розсіювачів на відповідні класи за методом найменших квадратів. При цьому вихідними даними є внутрішні опосередковані відносно зовнішнього впливу параметри конкретної досліджуваної системи, які завжди можливо отримати експериментальним шляхом.

Література

1. Nilsum C, Transferred electron amplifiers and oscillators. Proc, IRE, V, 50, pp. 185-189, 1962.
2. Ахмед Н., Рао К. Р. Ортогональне преобразование при обработке цифровых сигналов: Пер с англ./Под ред. И. Б. Фоменко.-М.: Связь, 1980.- 248с.
3. Зиньковский Ю. Ф., Зинченко М. В. Моделирование рассеивателей в нелинейной радиолокации рядами Вольтерра // Известия высших учебных заведений. Радиоэлектроника. Том 53, № 11. Ноябрь 2010. – С. 54-64.
4. Зінченко М. В., Зіньковський Ю. Ф. Випромінювання некротних гармонік в нелінійній радіолокації // Вісник Національного технічного університету України "Київський політехнічний інститут" Серія — Радіотехніка. Радіоапаратобудування. – 2011. – Вип. №45. – С. 159-169.
5. Зінченко М. В., Зіньковський Ю. Ф., Прокоф'єв М. І. Значущість рівня потужності зондуючого сигналу в нелінійній радіолокації // Правове, нормативне та метрологічне забезпечення системи захисту інформації в Україні. Науково-технічний збірник. – 2010. – Вип. 1(20). – С. 102-113.
6. Кликушин Ю.Н. Технологии идентификационных шкал в задаче распознавания сигналов: Монография. – Омск: Изд-во ОмГТУ, 2006. – 96 с.
7. Марков Г. Т., Сазанов Д. М. Антенны. Учебник для студентов радиотехнических специальностей вузов. Изд. 2-е, перераб. и доп. – М., «Энергия», 1975. –528 с.

8. Ту Дж., Гонсалес Р. Принципы распознавания образов: Пер с англ./ Под ред. Ю. И. Журавлева М.: Мир, 1978. – 143 с.

Зінченко М. В., Зінковський Ю. Ф. Ідентифікація нелінійних розсіювачів за хаотичним сигналом. В роботі показано, що нелінійний розсіювач не тільки перевипромінює сигнал з додатковими нелінійними продуктами в спектрі, але також генерує так звані хаотичні коливання. Запропоновано спосіб розпізнавання ступеню хаотичності випромінюваних нелінійними розсіювачами власних коливань за допомогою ідентифікаційного параметру – коефіцієнту варіабельності. Обґрунтовано можливість ідентифікації нелінійних розсіювачів відносно певних класів, яким відповідають конкретні діапазони значень ідентифікаційних параметрів першого та другого порядків. Запропоновано використовувати модель на основі рядів Вольтерра, яка дозволяє врахувати другорядні демаскуючі внутрішні ефекти в нелінійних структурах при нелінійній радіолокації та уникнути складнощів щодо класифікації нелінійних розсіювачів на відповідні класи за методом найменших квадратів.

Ключові слова: нелінійна радіолокація, нелінійний розсіювач, хаотичний сигнал, коефіцієнт варіабельності, ряди Вольтерра.

Zinchenko M. V., Zinkovskiy Y. F. Идентификация нелинейных рассеивателей по хаотическому сигналу. В работе показано, что нелинейный рассеиватель не только переизлучает сигнал с дополнительными нелинейными продуктами в спектре, но также генерирует так называемые хаотические колебания. Предложен способ распознавания степени хаотичности излучаемых нелинейными рассеивателями собственных колебаний с помощью идентификационного параметра – коэффициента вариабельности. Обоснованно возможность идентификации нелинейных рассеивателей относительно определенных классов, которым отвечают конкретные диапазоны значений идентификационных параметров первого и второго порядков. Предложено использовать модель на основе рядов Вольтерра, которая позволяет учесть второстепенные демаскирующие внутренние эффекты в нелинейных структурах при нелинейной радиолокации и избежать сложностей относительно классификации нелинейных рассеивателей на соответствующие классы по методу наименьших квадратов.

Ключевые слова: нелинейная радиолокация, нелинейный рассеиватель, хаотический сигнал, коэффициент вариабельности, ряды Вольтерра.

Zinchenko M. V., Zinkovskiy Y. F. Identification of nonlinear scatterers by a chaotic signal. It is shown in the paper that the nonlinear scatterers t.e. simply re-emit the signal with additional non-linear products in the spectrum, but also generates a so-called chaotic oscillations. Thanks to it a method of recognition the chaotic condition degree of characteristic oscillations of the emitted nonlinear scatterers with the identification parameter - the coefficient of variability, is proposed. The possibility of identification of nonlinear scatterers on certain classes, which correspond to specific ranges of values of identification parameters of the first and second order, is grounded. The use of a model based on Volterra series, which allows to take into account secondary telltale internal effects in nonlinear structures in a nonlinear radar and to avoid the complexity of the classification of nonlinear scatterers in the appropriate classes by the method of least squares is proposed.

Key words: nonlinear radar, nonlinear scatterers, the chaotic signal, coefficient of variability, Volterra series.