

УДК 638.235.231

МОДЕЛЮВАННЯ ВПЛИВУ НЕЛІНІЙНОСТЕЙ НА ФОРМУВАННЯ СИГНАЛУ В НЕЛІНІЙНІЙ РАДІОЛОКАЦІЇ

Максим Зінченко, Юрій Зінковський, Михайло Прокоф'єв

НДЦ «ТЕЗІС» НТУУ «КПІ»

Анотація: Обґрунтовано значущість особливостей розсіювання демаскуючого сигналу різними типами антенних структур з нелінійними навантаженнями в нелінійній радіолокації. Розроблено модель на основі рядів Вольтерра-Пікара для дослідження спектральної картини розсіяного демаскуючого сигналу в нелінійній радіолокації. Модель дозволяє врахувати другорядні демаскуючі внутрішні ефекти в нелінійних розсіювачах при нелінійній радіолокації та уникнути складнощів щодо формування та розв'язання складних систем інтегральних рівнянь, які характерні для класичних електродинамічних підходів.

Summary: Analyzed the importance of the features of the scattering signal unmasking different types of antenna structures with nonlinear loads in a nonlinear radar. A model based on Volterra series-Pikara to study the spectral pattern of the scattered signal in the unmasking of a nonlinear radar. The model takes into account secondary telltale internal effects in nonlinear scatterers with nonlinear radar and avoid the complexities of forming and solving complex systems of integral equations, which are characteristic of the classical electrodynamic approaches.

Ключові слова: Засоби захисту інформації, нелінійна радіолокація, вторинні нелінійні ефекти, ряди Вольтерра-Пікара.

I Вступ

Робота нелінійного радіолокатора (НР) заснована на опроміненні об'єкта з нелінійними вольт-амперними характеристиками (ВАХ), наприклад, діода, спектрально-чистим НВЧ-сигналом. При цьому певна частина поглиненої об'єктом потужності зонduючого сигналу зазнає спектрального перетворення і в простір перевипромінюється демаскуючий сигнал, спектральні складові якого відсутні в спектрі опромінюючого сигналу. НР приймає найбільш інформативні гармоніки, тобто ті, за рівнями яких можливо виявити та ідентифікувати досліджуваний об'єкт [1]. Основне призначення НР в сфері захисту інформації – пошук потай встановлених радіоелектронних закладних пристроїв (далі РЗП), які в більшості випадків є сукупністю напівпровідників, кожен з яких навантажений на статистично невизначений набір (ансамбль) елементарних вібраторів, що мають будь-які значення довжин та розташовані у просторі довільним чином. При чому, цей набір одночасно є прийнятною і випромінюючою антеною об'єкта. Складність системи та взаємодія вібраторів по всьому ансамблю створюють протидію провокуванню нелійними радіолокаторами в напівпровіднику демаскуючого сигналу відгуку. Тому актуальним залишається дослідження фізики процесів у напівпровіднику при дії на нього відносно потужного НВЧ випромінювання НР та розробка відповідної математичної моделі, яка б дозволила оцінити вплив НР на формування та розсіювання другорядних демаскуючих ознак [2].

II Постановка задачі

Одним з перспективних напрямів вдосконалення нелінійних радіолокаторів є використання в процесі пошуку додаткових алгоритмів ідентифікації напівпровідникових структур за другорядними демаскуючими ефектами в нелінійних розсіювачах [2]. Тому практично значимим постає завдання дослідження впливу основних параметрів зонduючого сигналу нелінійного радіолокатора на інтенсивність провокування другорядних внутрішніх ефектів у напівпровідникових структурах і відповідні демаскуючі властивості. Але для вирішення поставленого завдання необхідно проаналізувати особливості розсіювання демаскуючого сигналу різними типами антенних структур з нелінійними навантаженнями. Для цього необхідно провести дослідження ступеня впливу різновидів типових топологій антенних структур РЗП в нелінійній радіолокації на їхні демаскуючі властивості.



Рисунок 1 – Нелінійна відбиваюча решітка першого типу (НВРП1)

На рис. 1–3 представлені три види нелінійних відбиваючих решіток, в основу яких покладені типові антенні структури з нелінійними навантаженнями. Кожна така решітка в певному наближенні може моделювати свій сегмент об'єктів дослідження нелінійної радіолокації. Особливу увагу слід приділити решітці на рис. 3 (моделює наявність в топологіях антенних структур нелінійних розсіювачів перегинів), оскільки вона за своїми властивостями досить подібна до решітки, представленій на рис. 2. Згідно з останніми дослідженнями (див. далі), твердження щодо подібності властивостей представлених решіток є не досить коректним.

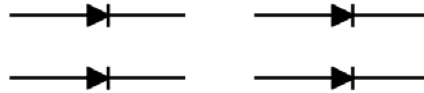


Рисунок 2 – Нелінійна відбиваюча решітка другого типу (HBR2) з 4-х елементів

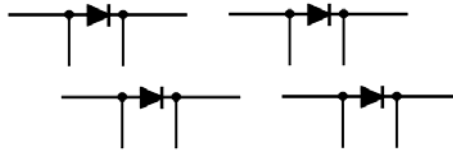


Рисунок 3 – Нелінійна відбиваюча решітка третього типу (HBR3) з 4-х елементів

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 трикутної сітки. Випромінювач складається із двох горизонтальних симетричних плечей довжиною $2l$ та двох вертикальних з висотою h_0 , у центрі розташований нелінійний елемент (рис. 4). Діаметри горизонтальних і вертикальних плечей рівні $2a$ і вважаються достатньо 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 принципових відмінностей у властивостях відповідних антенних систем, що представлені на рис. 2 та 3.

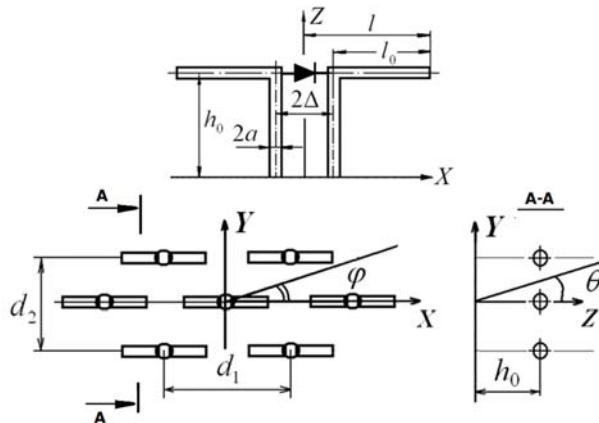


Рисунок 4 – Геометрія вібраторного випромінювача та розподіл випромінювачів в антенній решітці

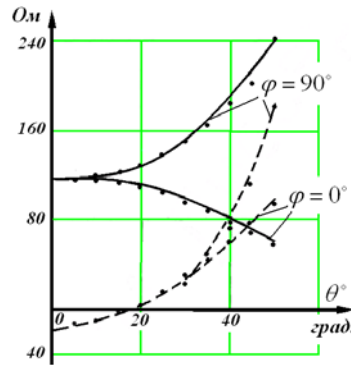


Рисунок 5 – Вхідний опір нескінченної відбиваючої решітки другого типу без нелінійних елементів, R_{ex} відповідає суцільна лінія, X_{ex} – пунктирна, точки відповідають експериментальним дослідженням

На рис. 5, 6 показані залежності активної R_{ex} і реактивної X_{ex} частин вхідного імпедансу НВР2 і НВР3 без нелінійних елементів від кута опромінення θ зонduючого сигналу. Криві побудовані для двох площин падіння зонduючого сигналу $\varphi = 0^\circ$ (площина E) і $\varphi = 90^\circ$ (площина H).

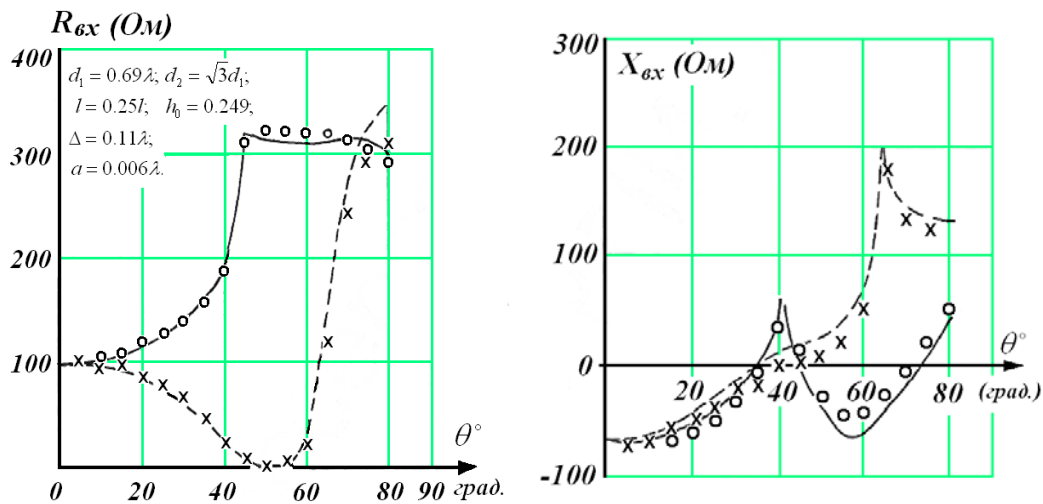


Рисунок 6 – Вхідний опір нескінченної відбиваючої решітки третього типу без нелінійних елементів. Суцільна лінія й експериментальні точки у вигляді хрестиків відповідають $\varphi = 90^\circ$, а пунктирна лінія та порожні кола – $\varphi = 0^\circ$.

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 [3]. З рис. 6 слідує, що розрахункові криві й експериментальні значення мають невеликі розходження.

Отже, згідно з рис. 5 та 6, маємо наочне підтвердження принципової неподібності розглянутих відбиваючих решіток другого та третього типів (рис. 2 та 3) 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.

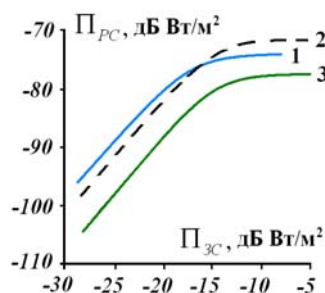


Рисунок 7 – Співвідношення щільностей потоків потужностей розсіяного та зонduючого сигналів: 1 – НВР1, 2 – НВР2 і 3 – НВР3.

На рис. 7, 8 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. Наочно видно, що вид НВР істотно впливає на її демаскуючі властивості. Також маємо підтвердження істотного розходження в поведінці демаскуючих властивостей зразків НВР1 та НВР2 порівняно з НВР3.

З [2] відомо, що на демаскуючі властивості також впливають наявні внутрішні ефекти в самих напівпровідникових структурах при дії відносно потужного НВЧ випромінювання НР. Так, наприклад, у випадку симетричного вібратора, що навантажений на кремнієвий напівпровідниковий діод, розсіювання перевипромінюваного сигналу залежить від величини рівня НВЧ потужності зонduючого сигналу – чим вище рівень НВЧ потужності зонduючого сигналу, тим більшим є ефективний радіус розсіювання досліджуваного 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-п-переходів, а саме маємо ефект виникнення негативного диференціального опору на ВАХ діодних структур завдяки розігріву носіїв заряду і детекторному ефекту [4].

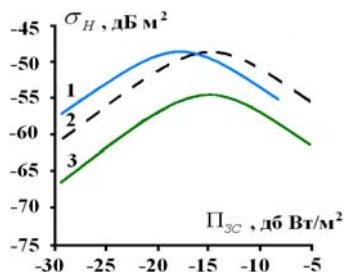


Рисунок 8 – Залежність показника нелінійної ефективної площі розсіювання від щільності потоку потужності зонduючого сигналу: 1 – НВР1, 2 – НВР2 і 3 – НВР3.

Незважаючи на якісне ґрунтовне дослідження фізики процесів у напівпровіднику при дії на нього відносно потужного НВЧ випромінювання НР, теоретичний підхід у статті [2] щодо математичного моделювання процесів формування та розсіювання демаскуючого сигналу не дозволяє проаналізувати відповідні процеси в складній системі типу НВР3. Це пов'язано зі складністю розв'язання інтегральних рівнянь, що враховують взаємодію відповідних нелінійних антенних елементів між собою. Крім того, врахування вертикальних пліч не дозволяє використовувати численні спрощення, що були допустимими для системи зі звичайних симетричних вібраторів з нелінійними навантаженнями. Це в свою чергу доводить неможливість існування універсальної теоретичної моделі, яка б дозволила аналіз довільного РЗП при дії НР. Звідси слідує, що дослідження системи типу НВР3 можливе лише експериментально-теоретичним шляхом. Тобто необхідно запропонувати інший підхід, який би дозволив отримати максимально подібний ефект, приведений у [2]. Але при цьому повинні використовуватися інші експериментально отримані вихідні дані, що дозволяють уникнути складнощів формування та розв'язання чисельних систем інтегральних рівнянь.

Тому основною метою даної роботи є представлення принципово іншого підходу моделювання фізики процесів в РЗП при дії відносно потужного НВЧ випромінювання НР.

III Основна частина

Найпростіший РЗП є симетричним вібратором з нелінійним навантаженням, наприклад, напівпровідниковим кремнієвим діодом. Еквівалентна схема такого нелінійного розсіювача представлена на рис. 9. В ній C_A – еквівалентна ємність антени, L – індуктивність, яка вводиться для "подовження" антени, R і C – нелінійні характеристики навантаження.

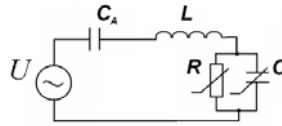


Рисунок 9 – Еквівалентна схема нелінійного розсіювача

Доцільним буде також розгляд більш складного випадку, коли на певну антенну систему навантажено n - нелінійних елементів. Тобто маємо $2(n+2)$ полюсний ланцюг з n нелінійними навантаженнями (рис. 10).

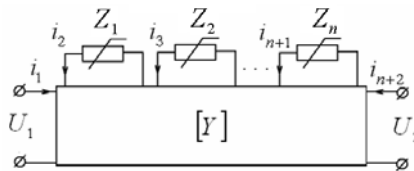


Рисунок 10 – $2(n+2)$ полюсний ланцюг з n нелінійними навантаженнями

Для нелінійних кіл ряди Вольтерра дозволяють ввести добре відоме в теорії лінійних кіл поняття передавальної функції на основі перетворення Лапласа [5].

Сигнал $y(t)$ на виході нелінійної системи може бути представлений у наступному вигляді [5; 6]:

$$\begin{aligned} y(t) = & \int_0^t h_1(\tau) x(t-\tau) d\tau + \int_0^t \int_0^t h_2(\tau_1, \tau_2) x(t-\tau_1) x(t-\tau_2) d\tau_1 d\tau_2 + \\ & + \int_0^t \int_0^t \int_0^t h_3(\tau_1, \tau_2, \tau_3) x(t-\tau_1) x(t-\tau_2) x(t-\tau_3) d\tau_1 d\tau_2 d\tau_3 + \dots + \\ & + \int_0^t \int_0^t \dots \int_0^t h_n(\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_n) \cdot \prod_{i=1}^n x(t-\tau_i) d\tau_i + \dots, \end{aligned} \quad (1)$$

де $x(t)$ – зовнішній вплив, $h_n(\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_n)$ – функції багатьох змінних, що характеризують властивості нелінійного кола (ядра ряду Вольтерра).

Пряме перетворення Лапласа [7] функції $h_K(t_1, t_2, \dots, t_K)$ переводить її в частотну область $h_K(t_1, t_2, \dots, t_K) \rightarrow H_K(S_1, S_2, \dots, S_K)$ за правилом

$$H_K(S_1, S_2, \dots, S_K) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \dots \int_{-\infty}^{\infty} h_K(t_1, t_2, \dots, t_K) \cdot \prod_{i=1}^K e^{-S_i t_i} dt_i.$$

Зворотнє перетворення $H_K(S_1, S_2, \dots, S_K) \rightarrow h_K(t_1, t_2, \dots, t_K)$,

$$h_K(t_1, t_2, \dots, t_K) = \frac{1}{(2\pi j)^K} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \dots \int_{-\infty}^{\infty} H_K(S_1, S_2, \dots, S_K) \cdot \prod_{i=1}^K e^{-S_i t_i} dS_i, \quad (2)$$

дозволяє визначати оригінал, тобто часову функцію $h_K(t)$, якщо припустити, що $t_1 = t_2 = \dots = t_K = t$.

Отже, функція $H_K(S_1, S_2, \dots, S_K)$ виступає нелінійною функцією передачі K -го порядку.

Використовуючи властивість зображення багатомірної згортки, одержимо вираз в частотній області

$$H_K(S_1, S_2, \dots, S_K) \rightarrow Y_K(S_1, S_2, \dots, S_K),$$

$$Y_K(S_1, S_2, \dots, S_K) = \sum_{i=1}^K H_K(S_1, S_2, \dots, S_K) \cdot \prod_{j=1}^i X(S_j),$$

де $X(S_j)$ – зображення функції $x(t_j)$.

Після підстановки (2) в (1) ряд Вольєрра запишеться за допомогою багатовимірних функцій передачі в часовій області:

$$y(t) = \sum_{K=1}^{\infty} \int_0^t \int_0^t \dots \int_0^t H_K(S_1, S_2, \dots, S_K) \cdot \prod_{j=1}^K X(S_j) \cdot e^{S_j t} dS_j,$$

або в частотній області:

$$y(S) = \sum_{K=1}^{\infty} \int_0^t \int_0^t \dots \int_0^t H_K(S_1, S_2, \dots, S_K) \cdot \delta\left(S - \sum_{i=1}^K S_i\right) \prod_{j=1}^K X(S_j) dS_j,$$

де $\delta(\bullet)$ – дельта-функція.

Слід зазначити, що вищесказане можливе лише тоді, коли оператори, що описують ряд Вольєрра (1), задовольняють умовам стійкості, неперервності, фізичного існування та однозначності.

Проблема знаходження самих ядер Вольєрра пов'язана зі складністю знаходження розв'язку відповідних нелінійних рівнянь. Тому, виникає необхідність в такій видозміні класичного ряду Вольєрра, яка б дозволила спростити його використання.

Представлення ядер Вольєрра ітераціями Пікара [5] дозволяє уникнути значних труднощів в процесі пошуку ядер, дає простий і тісний зв'язок ряду з параметрами кола та дозволяє вирішити питання аналізу, синтезу, еквівалентних перетворень, діагностики та ідентифікації нелінійних кіл.

Метод ітерацій Пікара застосовується для вирішення нелінійних операторних рівнянь [6]

$$y(t) = \psi(y(t)), \quad (3)$$

де

$$y(t) = [y_1(t), y_2(t), \dots, y_n(t)]^T,$$

$$\psi[y(t)] = [\psi_1[y(t)], \psi_2[y(t)], \dots, \psi_n[y(t)]]^T.$$

Індекс T вказує на транспонування.

Оператор ψ в (3) виконує роль стискаючого оператора, якщо існує таке $q < 1$, що для будь-яких двох точок $y^{(1)}(t)$, $y^{(2)}(t)$ виконується нерівність $\|\psi[y^{(1)}(t)] - \psi[y^{(2)}(t)]\| \leq q \|y^{(1)}(t) - y^{(2)}(t)\|$, де q – постійна величина.

Точка $y(t)$ є нерухомою точкою оператора ψ . Якщо $\psi[y(t)] = y(t)$, то нерухома точка – рішення рівняння (3).

Якщо оператор ψ є стискаючим оператором, то послідовні наближення $y^{(K)}(t) = \psi[y^{(K-1)}(t)]$, $K = 2, 3, \dots$ при будь-якому початковому наближенні $y^{(1)}(t)$ сходяться до єдиного рішення $y^*(t)$ рівняння (3) (ітерації Пікара).

Використання методу ітерацій Пікара в нелінійній радіолокації буде доцільним, якщо швидкість збіжності ітерацій Пікара задовольнятиме умовам:

$$\|y^{(n)}(t) - y^*(t)\| \leq q^n \|y^{(1)}(t) - y^*(t)\|, \text{ або } \|y^{(n)}(t) - y^*(t)\| \leq \frac{q^n}{1-q} \|y^{(1)}(t) - \psi[y^{(1)}(t)]\|.$$

Представимо нелінійний розсіювач (рис. 9) у вигляді послідовного з'єднання джерела напруги $U(t)$, лінійного двополюсника $Z(P)$ ($P = d/dt$ – оператор диференціювання) і нелінійного резистора з вольт-амперною характеристикою

$$U = \varphi(i) = a_2 i^2 + a_3 i^3 + \dots \quad (4)$$

При цьому передбачається, що лінійний член a_1 у розкладі (4) віднесений до лінійного двополюсника $Z(P)$ (рис. 11).

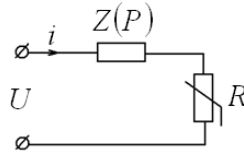


Рисунок 11 – Спрощена еквівалентна схема нелінійного розсіювача

Рівняння кола, показаного на рис. 11, є згідно з [6]:

$$Z(P)i(t) + \varphi(i) = U(t), \quad (5)$$

K -ту ітерацію Пікара для вирішення рівняння (5) за умови $i(t) = y(t)$ можна записати в наступному вигляді:

$$i^{(K)}(t) = [Z(P)]^{-1}U(t) - [Z(P)]^{-1}\varphi[i^{(K-1)}(t)], \quad i^{(1)}(t) = [Z(P)]^{-1}U(t), \quad K = 2, 3, \dots \quad (6)$$

Нехай, $i^{(K)}(t)$ – K -та ітерація Пікара для розглянутого кола, а l – натуральне число, $l \leq K$. Тоді сума членів l -го порядку, що входять в K -ту ітерацію, збігається з l -тим членом ряду Вольтерра для $i(t)$, тобто з членом, що містить багатовимірний інтеграл з ядром l -го порядку. Якщо суму членів l -го порядку на K -тій ітерації позначити через $I^{(K)}(t)$, то

$$I^{(K)}(t) = \int_0^t \int_0^t \dots \int_0^t h_l(\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_l) \cdot \prod_{i=1}^l U(t - \tau_i) d\tau_i.$$

Вольт-амперна характеристика нелінійного резистора є відомою і задана виразом (4). Позначимо $Y(P) = 1/Z(P)$. Знайдемо ітерації Пікара для струму $i(t)$ згідно з (6), зберігаючи на K -тій ітерації тільки ті члени, що мають не більш, ніж K -й порядок. Для спрощення запису, будемо через $i^{(K)}(t)$ позначати K -ту ітерацію Пікара, в якій відкинуті всі члени, починаючи з $(K+1)$ -го порядку. Даний вираз збігається з рядом Вольтерра, що містить члени з ядрами до K -го порядку включно. Для розглянутого кола одержимо:

$$\begin{aligned} i^{(1)}(t) &= Y(P)U(t); & i^{(2)}(t) &= Y(P)U(t) - a_2 Y(P)[Y(P)U(t)]^2; \\ i^{(3)}(t) &= Y(P)U(t) - a_2 Y(P)[Y(P)U(t)]^2 + \\ &+ 2a_2^2 Y(P)[Y(P)U(t)] \cdot Y(P)[Y(P)U(t)]^2 - a_3 Y(P)[Y(P)U(t)]^3. \end{aligned} \quad (7)$$

Права частина (7) дорівнює сумі перших трьох доданків у правій частині ряду Вольтерра (1):

$$\begin{aligned} &\int_0^t h_1(\tau)U(t - \tau)d\tau = Y(P)U(t); \\ &\int_0^t \int_0^t h_2(\tau_1, \tau_2)U(t - \tau_1)U(t - \tau_2)d\tau_1 d\tau_2 = -a_2 Y(P)[Y(P)U(t)]^2; \\ &\int_0^t \int_0^t \int_0^t h_3(\tau_1, \tau_2, \tau_3)U(t - \tau_1)U(t - \tau_2)U(t - \tau_3)d\tau_1 d\tau_2 d\tau_3 = \\ &= 2a_2^2 Y(P)[Y(P)U(t)] \cdot Y(P)[Y(P)U(t)]^2 - a_3 Y(P)[Y(P)U(t)]^3. \end{aligned}$$

Отриманий ряд Вольтерра-Пікара (ВП) можна використати для дослідження системи, представленої на рис. 10.

Розглянемо чотирихполюсне коло, зображене на рис. 12. Нехай для нього існує матриця провідностей короткого замикання

$$[Y] = \begin{bmatrix} y_{11} & y_{12} \\ y_{21} & y_{22} \end{bmatrix},$$

а вольт-амперна характеристика нелінійного резистора $\varphi(i_2)$ задається виразом (8). Враховуючи, що $[Y(P)] = [Z(P)]^{-1}$, запишемо ітерації Пікара в наступний спосіб:

$$i^{(K)}(t) = Y(P)U(t) - Y(P)\varphi[i^{(K-1)}(t)], \quad K = 2, 3, \dots, \quad i^{(1)}(t) = Y(P)U(t), \quad (8)$$

де $i(t) = (i_1(t), i_2(t))'$, $U(t) = (U_1(t), 0)'$, $\varphi(i) = (0, \varphi(i_2))'$.

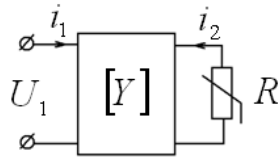


Рисунок 12 – Чотириполюсне коло з одним нелінійним резистором

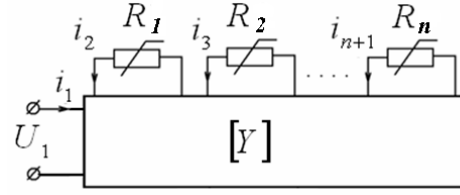


Рисунок 13 – Загальний вид нелінійного кола з одним входом

Побудуємо ряд ВП для вхідного струму $i_1(t)$ розглянутого кола, користуючись (8) з точністю до членів четвертого порядку включно.

$$i_1^{(4)}(t) = y_{11}U_1 - a_2y_{12}(y_{21}U_1)^2 + 2a_2^2y_{12}[(y_{21}U_1) \cdot y_{22}(y_{21}U_1)^2] - a_3y_{12}(y_{21}U_1)^3 + 3a_2a_3y_{12}[(y_{21}U_1)^2 \cdot y_{22}(y_{21}U_1)^2] - a_4y_{12}(y_{21}U_1)^4 + 2a_2a_3y_{12}[(y_{21}U_1) \cdot y_{22}(y_{21}U_1)^3] - 4a_2^3y_{12}\{(y_{21}U_1) \cdot y_{22}(y_{21}U_1)^2\} - a_2^3y_{12}[y_{22}(y_{21}U_1)^2]^2. \quad (9)$$

Розглянемо загальний випадок ланцюга з одним джерелом напруги на вході (рис. 13). Нехай, для цього кола існує матриця провідностей короткого замикання

$$[Y(P)] = [Z(P)]^{-1} = \begin{bmatrix} y_{11} & y_{12} & \dots & y_{1,n+1} \\ y_{21} & y_{22} & \dots & y_{2,n+1} \\ \cdot & \cdot & \dots & \cdot \\ y_{n+1,1} & y_{n+1,2} & \dots & y_{n+1,n+1} \end{bmatrix},$$

а вольт-амперні характеристики нелінійних резисторів допускають наступний поліноміальний запис:

$$\varphi^{(K)}(i_{K+1}) = a_2^{(K)}i_{K+1}^2 + a_3^{(K)}i_{K+1}^3 + \dots, \quad K = \overline{1, n}.$$

Тоді ряд ВП для вхідного струму $i_1(t)$ розглянутого кола з точністю до членів четвертого порядку має наступний вигляд:

$$i_1^{(4)} = y_{11}U_1 - \sum_{K=2}^{n+1} a_2^{(K-1)}y_{1K}(y_{K1}U_1)^2 + 2 \sum_{K=2}^{n+1} a_2^{(K-1)}y_{1K} \left\{ (y_{K1}U_1) \cdot \left[\sum_{j=2}^{n+1} a_2^{(j-1)}y_{Kj}(y_{j1}U_1)^2 \right] \right\} - \sum_{K=2}^{n+1} a_3^{(K-1)}y_{1K}(y_{K1}U_1)^3 - \sum_{K=2}^{n+1} a_2^{(K-1)}y_{1K} \left\{ \sum_{j=2}^{n+1} [a_2^{(K-1)} \cdot y_{Kj}(y_{K1}U_1)^2]^2 \right\} - 4 \sum_{K=2}^{n+1} a_2^{(K-1)}y_{1K} \{(y_{K1}U_1) \times \sum_{j=2}^{n+1} y_{Kj} [a_2^{(j-1)}(y_{j1}U_1) \cdot \sum_{m=2}^{n+1} a_2^{(m-1)}y_{jm}(y_{m1}U_1)^2] \} + 2 \sum_{K=2}^{n+1} y_{1K} \left\{ a_2^{(K-1)}(y_{K1}U_1) \cdot \sum_{j=2}^{n+1} a_3^{(K-1)}y_{Kj}(y_{j1}U_1)^3 \right\} + 3 \sum_{K=2}^{n+1} y_{1K} \left\{ a_3^{(K-1)}(y_{K1}U_1)^2 \cdot \sum_{j=2}^{n+1} a_2^{(K-1)}y_{Kj}(y_{j1}U_1)^2 \right\} - \sum_{K=2}^{n+1} a_4^{(K-1)}y_{1K}(y_{K1}U_1)^4, \quad (10)$$

Аналізуючи формули (9) і (10), можна помітити, що для будь-яких кіл, описуваних рівнянням виду (5), члени до третього порядку включно містять всі параметри матриці $[Y]$. Таким чином, складові вище третього порядку приносять нову інформацію тільки про поліноміальні коефіцієнти вольт-амперних характеристик нелінійних резисторів.

Виконаємо моделювання залежності вихідної напруги від вхідної на основі рядів ВП для розглянутих вище моделей. При цьому передбачимо режим холостого ходу на виході кола, тобто навантаження повинно бути віднесене до лінійної підсхеми, для якої передбачається існування однієї з дуальних матриць опорів холостого ходу $[Z]$ або провідностей короткого замикання $[Y]$. Для цього скористаємося результатами моделювання вхідних характеристик кіл, приведених раніше. Для аналізу шестиполусного кола з одним нелінійним резистором (рис. 14) розглянемо чотириполюсник (рис. 12), рівняння Y параметрів якого мають наступний вид:

$$\begin{cases} i_1 = y_{11}U_1 - y_{12}\varphi(i_2); \\ i_2 = y_{21}U_1 - y_{22}\varphi(i_2). \end{cases} \quad (11)$$

Ряд ВП, побудований з цих рівнянь для i_1 описується виразом (9). Використовуємо ту частину рівностей для кола, представленого на рис. 12, що дають збіжність з (11). При цьому замінимо i_1 на U_2 , а y_{ij} на B_{ij} ($i, j = 1, 2$)

$$\begin{cases} U_2 = B_{11}U_1 - B_{12}\phi(i_2); \\ i_2 = B_{21}U_1 - B_{22}\phi(i_2). \end{cases} \quad (12)$$

Оскільки з рівнянь (11) виходить залежність $i_1(t)$ від $U_1(t)$ у вигляді відрізка ВП-ряду, то з рівнянь (12) виходить точно така ж залежність, але вже $U_2(t)$ від $U_1(t)$, тобто шукана передавальна характеристика кола. Для знаходження зв'язку $[B]$ і $[Y]$ матриць випишемо повну систему рівностей для розглянутого кола у формі Y параметрів.

$$\begin{cases} i_1 = y_{11}U_1 - y_{12}\phi(i_2) + y_{13}U_3, \\ i_2 = y_{21}U_1 - y_{22}\phi(i_2) + y_{23}U_3, \\ i_3 = y_{31}U_1 - y_{32}\phi(i_2) + y_{33}U_3. \end{cases}$$

Враховуючи, що $i_3(t) = 0$, знайдемо необхідну залежність

$$[B] = \frac{1}{y_{33}} \begin{bmatrix} -y_{31} & -y_{32} \\ y_{21}y_{33} - y_{23}y_{31} & y_{22}y_{33} - y_{23}y_{32} \end{bmatrix}. \quad (13)$$

Отже, ряд ВП для $U_2(t)$ з точністю до членів третього порядку включно для кола з одним нелінійним резистором має наступний вигляд:

$$U_2^{(3)}(t) = B_{11}U_1 - a_2B_{12}(B_{21}U_1)^2 + 2a_2^2B_{12}[(B_{21}U_1) \cdot B_{22}(B_{21}U_1)^2] - a_3B_{12}(B_{21}U_1)^3,$$

а матриця $[B]$ пов'язана з матрицею $[Y]$ виразом (13).

Аналогічні міркування можна провести і для кіл з більшою кількістю нелінійних резисторів.

Для восьмиполусного кола з двома нелінійними резисторами (рис. 15) ряд ВП з точністю до членів третього порядку включно наступний:

$$\begin{aligned} U_2(t) = & B_{11}U_1 - a_2^{(1)}B_{12}(B_{21}U_1)^2 - a_2^{(2)}B_{13}(B_{31}U_1)^2 + \\ & + 2(a_2^{(1)})^2B_{12}\{(B_{21}U_1) \cdot B_{22}(B_{21}U_1)^2\} + 2a_2^{(1)}a_2^{(2)}B_{12}\{(B_{21}U_1) \cdot B_{23}(B_{31}U_1)^2\} + \\ & + 2a_2^{(1)}a_2^{(2)}B_{13}\{(B_{31}U_1) \cdot B_{32}(B_{21}U_1)^2\} + 2(a_2^{(2)})^2B_{13}\{(B_{31}U_1) \cdot B_{33}(B_{31}U_1)^2\} - \\ & - a_3^{(1)}B_{12}(B_{21}U_1)^3 - a_3^{(2)}B_{13}(B_{31}U_1)^3. \end{aligned}$$

Зв'язок $[B]$ матриці з матрицею $[Y]$ для восьмиполусного кола з двома нелінійними резисторами матиме вигляд:

$$[B] = \frac{1}{y_{44}} \begin{bmatrix} -y_{41} & -y_{42} & -y_{43} \\ y_{21}y_{44} - y_{24}y_{41} & y_{22}y_{44} - y_{24}y_{42} & y_{23}y_{44} - y_{24}y_{43} \\ y_{31}y_{44} - y_{34}y_{41} & y_{32}y_{44} - y_{34}y_{42} & y_{33}y_{44} - y_{34}y_{43} \end{bmatrix}.$$

У загальному випадку $2(n+2)$ полюсного кола з n нелінійними резисторами (рис. 10) ряд ВП для $U_2(t)$ визначається наступним виразом

$$\begin{aligned} U_2^{(3)}(t) = & B_{11}U_1 - \sum_{K=2}^{n+1} a_2^{(K-1)}B_{1K}(B_{K1}U_1)^2 + \\ & + 2 \sum_{K=2}^{n+1} a_2^{(K-1)}B_{1K} \left\{ (B_{1K}U_1) \cdot \left[\sum_{j=2}^{n+1} a_2^{(j-1)}B_{Kj}(B_{j1}U_1)^2 \right] \right\} - \sum_{K=2}^{n+1} a_3^{(K-1)}B_{1K}(B_{K1}U_1)^3. \end{aligned}$$

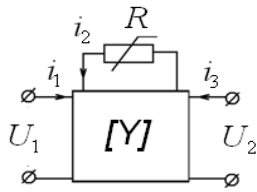


Рисунок 14 – Шестиполіусне коло з одним нелінійним резистором

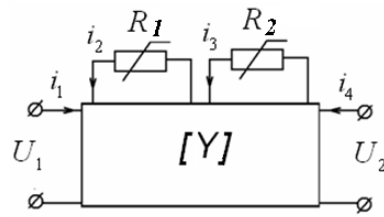


Рисунок 15 – Восьмиполіусне коло з двома нелінійними резисторами

Зв'язок матриць $[B]$ і $[Y]$ в цьому випадку наступний:

$$[B] = \frac{1}{y_{n+2,n+2}} \begin{bmatrix} -y_{n+2,1} & \dots & -y_{n+2,n+1} \\ y_{21}y_{n+2,n+2} - y_{2,n+2}y_{n+2,1} & \dots & y_{2,n+1}y_{n+2,n+2} - y_{2,n+2}y_{n+2,n+1} \\ \dots & \dots & \dots \\ y_{n+1,1}y_{n+2,n+2} - y_{n+1,n+2}y_{n+2,1} & \dots & y_{n+1,n+1}y_{n+2,n+2} - y_{n+1,n+2}y_{n+2,n+1} \end{bmatrix}.$$

Параметри відповідних матриць можна встановити лише експериментальним шляхом. Тобто в даному випадку вихідними є внутрішні опосередковані відносно зовнішнього впливу параметри конкретної досліджуваної системи. Маємо принципово інший підхід моделювання фізики процесів в РЗП при дії відносно потужного НВЧ випромінювання НР, який дозволяє уникнути складнощів формування та розв'язання відповідних фізичних рівнянь порівняно з [2].

Отже, еквівалентна схема, представлена на рис. 10, в певному наближенні є моделлю радіоелектронного об'єкта, що в більшості випадків є напівпровідниковим приладом з певною антенною системою. Застосування рядів Вольтерра-Пікара дозволило розробити математичну модель, яка дає можливість оцінити вплив дії нелінійного радіолокатора на формування та розсіювання демаскуючого сигналу з врахуванням відповідних другорядних внутрішніх ефектів в напівпровідникових структурах. Тобто, модель дозволяє врахувати фізику процесів у напівпровіднику при дії на нього відносно потужного НВЧ випромінювання та уникнути складнощів щодо формування та розв'язання інтегральних рівнянь, які характерні для класичних електродинамічних підходів.

IV Висновки

Перспективним напрямком вдосконалення нелінійних радіолокаторів є використання алгоритмів пошуку й ідентифікації напівпровідникових структур за другорядними демаскуючими ефектами в нелінійних розсіювачах. Для цього актуальним є аналіз особливостей розсіювання демаскуючого сигналу різними типами антенних структур з нелійними навантаженнями.

Застосування рядів Вольтерра-Пікара дозволило математичну модель, яка дає можливість оцінити вплив 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 формування та розв'язання систем інтегральних рівнянь, характерних для класичних електродинамічних підходів. При цьому вихідними є внутрішні опосередковані відносно зовнішнього впливу параметри конкретної досліджуваної системи.

Використовуючи отримані в роботі вирази для випадків простого розсіювача, можна знайти ядра Вольтерра в частотній області, що дозволяє отримати інформацію про спектральний склад другорядного демаскуючого сигналу в нелінійній радіолокації. Крім того, запропонований підхід дозволяє апроксимацію характеристик нелінійних елементів довільною функцією, тобто стає можливим використання будь-яких найбільш підходящих моделей, що відображають вторинні внутрішні ефекти в напівпровідникових структурах.

Література: 1. Каторин Ю. Ф. Куренков Е. В., Лысов А. В., Остапенко А. Н. *Энциклопедия промышленного шпионажа: ООО «Издательство Полигон».* - С.-Петербург, 2000. – 512 с. 2. Зінченко М. В., Зінковський Ю. Ф., Прокоф'єв М. І. *Значущість рівня потужності зондуєчого сигналу в нелінійній радіолокації // Правове, нормативне та метрологічне забезпечення системи захисту інформації в Україні. Науково-технічний збірник.* – 2010. – Вип. 1(20). – С. 102-113. 3. Dufart E. C. *A design procedure for matching volumetrically*

scanned waveguide arrays. Proc. IEEE v.56, №11, 1968, p 105-115. 4. Зінченко М. В., Зінковський Ю. Ф. Ідентифікація напівпровідників засобами нелінійної локації за двома гармоніками // Вісник Національного технічного університету України "Київський політехнічний інститут" Серія — Радіотехніка. Радіоапаратобудування. — 2009. — Вип. 38. — С. 102-111. 5. Данилов Л. В., Матханов П. Н., Филиппов Е. С. Теория нелинейных электрических цепей. — Л.: Энергоатомиздат, 1990, 256 с. 6. Ku Y. H., Wolf A. A. Volterra-Wiener Functionals for the analysis of Nonlinear Systems. J. Franklin Inst. v. 281, n.1, 1966, p. 9-26. 7. Chen C. F., Chiu R. F. New theorems of association of variables in multiple dimensional Laplace Transform. INT. J. SYSTEM CSI., 1973, vol. 4, no. 4, p. 647- 664.

УДК 621.395

РОЗРАХУНОК ПОКАЗНИКІВ ЯКОСТІ КАТЕГОРІЙНОГО ОБСЛУГОВУВАННЯ ЗАЯВОК ПРИ АБСОЛЮТНОМУ ПРІОРИТЕТІ НА ІНТЕЛЕКТУАЛЬНІЙ МЕРЕЖІ ЗВ'ЯЗКУ СПЕЦІАЛЬНОГО ПРИЗНАЧЕННЯ

Дмитро Могилевич, Валерій Правило, Олексій Бреус
ВІТІ НТУУ "КПІ"

Анотація: Розглядається розрахунок показників якості категорійного обслуговування заявок при абсолютному пріоритеті. Наведені в статті вирази дозволяють врахувати на етапі проектування інтелектуальної мережі втрати, які додатково з'являються в мережі при використанні категоріювання абонентів. Розглянутий алгоритм обслуговування заявок з абсолютним пріоритетом. Визначено, що при абсолютному пріоритеті в обслуговуванні заявок для всіх категорій користувачів (крім вищої) виникають два види втрат: втрати через зайнятість всіх каналів і втрати через пріоритетне скидання.

Summary: Considering calculation service of category quality applications to the absolute priority. Expressions quoted in the article to take into account the stage of design intelligent network, which further losses appear on the network using subscribers category. Was designated the algorithm applications service with absolute priority. Determined that, when absolute priority of service applications for all users category (except high) have two types of losses: loss of employment through all channels and loss of priority by resetting.

Ключові слова: Категорійне обслуговування, інтелектуальна мережа, абсолютний пріоритет.

І Вступ

Метою даної статті є розгляд показників якості категорійного обслуговування заявок при абсолютному пріоритеті, їх розрахунок на інтелектуальній мережі спеціального призначення (ІМСП), визначення типів втрат заявок в мережах з даним типом категорійного обслуговування та математичні показники оцінки якості обслуговування. Актуальність даної статті визначається необхідністю визначення принципів оцінки якості обслуговування заявок на ІМСП, розрахунку втрат в даній мережі та критеріїв вибору типу пріоритету для різних ділянок мережі.

II Розрахунок показників якості категорійного обслуговування заявок при абсолютному пріоритеті

Будь-яка заявка, що надійшла в мережу в момент наявності в ній хоча б одного вільного каналу, що відповідає технічним вимогам, займає цей канал і вважається на даному етапі обслуженою. Встановленому в такий спосіб з'єднанню при категорійному обслуговуванні надається певна категорія.

Рівень категорії, що надається з'єднанню, залежить від різних об'єктивних і суб'єктивних факторів. В „класичному” випадку з'єднанню надається вища категорія з категорій користувачів, що беруть участь в цьому з'єднанні.

При визначенні показників якості пріоритетного обслуговування заявок має бути визначений повний перелік вихідних даних, у тому числі і алгоритм встановлення з'єднання, особливо у випадках зайнятості всіх каналів у гілках напрямку зв'язку або в групі обслуговуючих приладів необхідної служби центру інтелектуальних послуг (ЦП).

Перелік вихідних даних незалежно від виду пріоритетного обслуговування включає:

- число категорій заявок n ;
- вид потоків заявок кожної категорії (найпростіший, примітивний);