

ЗАСОБИ ЗАХИСТУ ІНФОРМАЦІЇ

УДК 638.235.231

МОДЕЛЮВАННЯ АНСАМБЛЮ СИМЕТРИЧНИХ ВІБРАТОРІВ З НЕЛІНІЙНИМИ НАВАНТАЖЕННЯМИ РЯДАМИ ВОЛЬТЕРРА-ШКАРА

Зінченко М. В., Зінковський Ю. Ф.

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 зондуючого сигналу зазнає спектрального перетворення і в простір перевипромінюється демаскуючий сигнал, спектральні складові якого відсутні в спектрі опромінюючого потоку електромагнітних хвиль. НР приймає найбільш інформативні гармоніки, тобто ті, за рівнями яких можливо виявити та ідентифікувати досліджуваний об'єкт. Основне призначення НР в сфері захисту інформації – пошук потай встановлених радіоелектронних пристроїв несанкціонованого доступу до інформації (далі РПНД), які в більшості випадків являють собою сукупність 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 приймальною і випромінюючою антеною об'єкта. Складність системи та взаємодія вібраторів по всьому ансамблі створюють протидію провокуванню нелінійними радіолокаторами в напівпровіднику демаскуючого сигналу відгуку. Тому актуальним залишається дослідження фізики процесів у напівпровіднику при дії на нього відносно потужного НВЧ випромінювання від НР та розробка відповідної типовому об'єктові дослідження математичної моделі, яка б дозволила оцінити вплив дії НР на формування та розсіювання демаскуючого сигналу.

РПНД можна представити у вигляді $2(n + 2)$ полюсного ланцюга з n нелінійними навантаженнями (див. рис. 1)

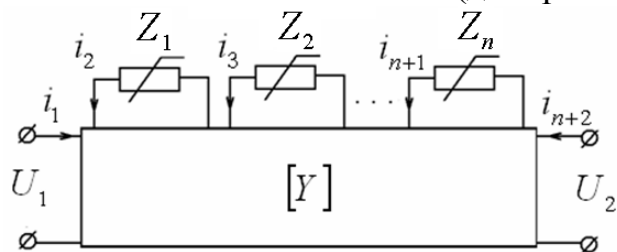


Рис. 1

Найпростіший елемент РПНД являє собою симетричний вібратор з нелінійним навантаженням, наприклад, напівпровідниковим кремнієвим діодом. Еквівалентна схема такого нелінійного розсіювача представлена на рис. 2. В ній C_A – еквівалентна ємність ан-

тени, L – індуктивність, яка вводиться для "подовження" антени, R і C – нелінійні характеристики навантаження.

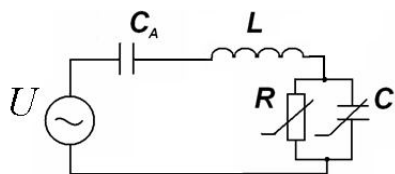


Рис. 2

Відомо [3], що випромінюване нелінійними радіолокаторами НВЧ поле впливає на характеристики струмопереносу в структурах на основі $p-n$ -переходів. Виникає ділянка з негативним диференціальним опором на ВАХ кремнієвих діодних структур при впливі на

них високого рівня НВЧ потужності. Це пояснюється розігрівом носіїв заряду і детекторним ефектом. На рис. 3 приведені експериментальні та теоретичні ВАХ кремнієвого НВЧ діода для різних значень потужності вхідного сигналу P_0 (дані характеристики відповідають частотам зондування більшості нелінійних радіолокаторів).

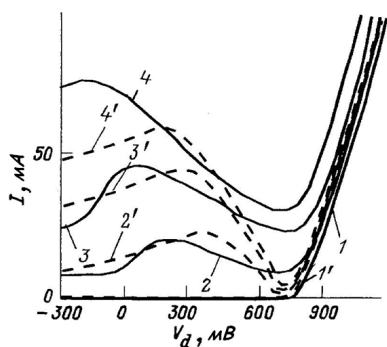


Рис. 3.

Експериментальні (1–4) і теоретичні (1' – 4')

ВАХ діода 2A604A

при різних значеннях потужності

вхідного сигналу, мВт:

1, 1' — 0; 2, 2' — 150;

3, 3' — 350; 4, 4' — 500

Вище приведені нелінійності не дозволяють застосувати класичний електродинамічний підхід для частотного аналізу системи, представленої на рис. 1. Це пов'язано з тим, що методика визначення вторинних полів, випромінюваних системою симетричних вібраторів з нелійними навантаженнями, не дає змоги оцінити рівень перевипромінених гармонік, так як врахування експериментально виявленого ефекту виникнення негативного диференціального опору на ВАХ кремнієвих діодних структур призводить до появи нескінченної системи *нелінійних* інтегральних рівнянь [4]. Вирішення даної системи нелінійних інтегральних рівнянь досить складне, вимагає суттєвих спрощень, тому актуальним залишається застосування іншого підходу для частотного аналізу досліджуваної системи. Для нелінійних кіл ряди Вольтерра дозволяють ввести добре відоме в теорії лінійних кіл поняття передавальної функції на основі перетворення Лапласа [2].

Сигнал $y(t)$ на виході нелінійної системи може бути представлений у наступному виді [2, 7]:

$$y(t) = \int_0^t h_1(\tau)x(t-\tau)d\tau + \int_0^t \int_0^t h_2(\tau_1, \tau_2)x(t-\tau_1)x(t-\tau_2)d\tau_1 d\tau_2 + \\ + \int_0^t \int_0^t \int_0^t h_3(\tau_1, \tau_2, \tau_3)x(t-\tau_1)x(t-\tau_2)x(t-\tau_3)d\tau_1 d\tau_2 d\tau_3 + \dots +$$

$$+ \int_0^t \int_0^t \dots \int_0^t h_n(\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_n) \cdot \prod_{i=1}^n x(t - \tau_i) d\tau_i + \dots, \quad (1)$$

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 [6] 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

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

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

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

дозволяє визначити оригінал, тобто тимчасову функцію $h_K(t)$, якщо припустити, що $t_1 = t_2 = \dots = t_K = t$. Отже, функція $H_K(S_1, S_2, \dots, S_K)$ – нелінійна передавальна функція K -го порядку. Використовуючи властивість зображення багатомірної згортки, одержимо вираз в частотній області

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

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

Після підстановки (2) в (1) ряд Вольтерра запишеться за допомогою багатомірних передавальних функцій у 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 Вольтерра (1), задовольняють умовам стійкості, безперервності, фізичного впровадження та однозначності.

Проблема знаходження самих ядер Вольтерра пов'язана зі складністю знаходження розв'язку відповідних нелінійних рівнянь. Тому, виникає необхідність в такій видозміні класичного ряду Вольтерра, яка б дозволила спростити його використання в поставленій задачі. Останнє стає можливим завдяки зв'язку рядів Вольтерра з ітераціями Пікара [2]. Представлення ядер Вольтерра через ітерації Пікара дозволяє уникнути значних труднощів в процесі пошуку ядер, дає простий і тісний зв'язок ряду з парамет-

рами кола та дозволяє вирішити питання аналізу, синтезу, еквівалентних перетворень, діагностики та ідентифікації нелінійних кіл.

Метод ітерацій Пікара застосовується для вирішення нелінійних операторних рівнянь [7]

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

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 – розв'язок рівності (3).

Якщо оператор ψ є оператором стиску, 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 $y^*(t)$ рівності (3) (ітерації Пікара).

Використання методу ітерацій Пікара в нашому випадку буде доцільним, якщо швидкість збіжності ітерацій Пікара задовольнятиме умовам: $\|y^{(n)}(t) - y^*(t)\| \leq q^n \|y^{(1)}(t) - y^*(t)\|$, або $\|y^{(n)}(t) - y^*(t)\| \leq \frac{q^n}{1-q} \|y^{(1)}(t) - \psi[y^{(1)}(t)]\|$.

Представимо нелінійний розсіювач (див. рис. 2) у вигляді послідовного з'єднання джерела напруги $U(t)$, лінійного двополюсника $Z(P)$ ($P = d/dt$ – оператор диференціювання) і нелінійного резистора з ВАХ

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

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

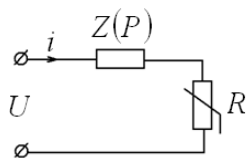


Рис. 4. Спрощена еквівалентна схема нелінійного розсіювача

Рівняння кола, показаного на рис. 4, є згідно [7]:

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

K -ту ітерацію Пікара для розв'язання (5) при умові $i(t) = y(t)$ можна записати як

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

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 багатомірний інтеграл з ядром l -го порядку. Якщо суму

членів l -го порядку на K -тій ітерації позначити через $i^{(K)}(t)$, то

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

ВАХ нелінійного резистора є відомою і задана виразом (4). Позначимо $Y(P) = 1/Z(P)$. Знайдемо ітерації Пікара для струму $i(t)$ згідно (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):

$$\begin{aligned} \int_0^t h_1(\tau)U(t-\tau)d\tau &= Y(P)U(t); \\ \int_0^t \int_0^t h_2(\tau_1, \tau_2)U(t-\tau_1)U(t-\tau_2)d\tau_1d\tau_2 &= -a_2 Y(P)[Y(P)U(t)]^2; \\ \int_0^t \int_0^t \int_0^t h_3(\tau_1, \tau_2, \tau_3)U(t-\tau_1)U(t-\tau_2)U(t-\tau_3)d\tau_1d\tau_2d\tau_3 &= \\ &= 2a_2^2 Y(P)\{[Y(P)U(t)] \cdot Y(P)[Y(P)U(t)]^2\} - a_3 Y(P)[Y(P)U(t)]^3. \end{aligned}$$

Отриманий ряд Вольтерра-Пікара (ВП) можна використати для дослідження системи, представленій на рис. 1.

Розглянемо чотирьохполюсне коло, зображене на рис. 5. Нехай для нього існує матриця провідностей короткого замикання

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

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

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

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

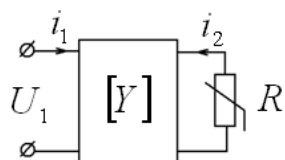


Рис. 5. Чотирьохполюсне коло з одним нелінійним резистором

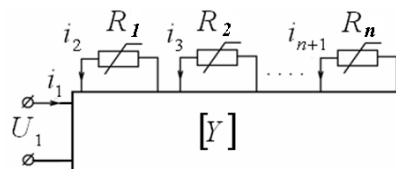


Рис. 6. Загальний вид нелінійного кола з одним входом

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

$$i_1^{(4)}(t) = y_{11}U_1 - a_2 y_{12} (y_{21}U_1)^2 + 2a_2^2 y_{12} [(y_{21}U_1) \cdot y_{22} (y_{21}U_1)^2] - a_3 y_{12} (y_{21}U_1)^3 + 3a_2 a_3 y_{12} [(y_{21}U_1)^2 \cdot y_{22} (y_{21}U_1)^2] - a_4 y_{12} (y_{21}U_1)^4 + 2a_2 a_3 y_{12} [(y_{21}U_1) \cdot y_{22} (y_{21}U_1)^3] - 4a_2^3 y_{12} \{(y_{21}U_1) \cdot y_{22} (y_{21}U_1)^2\} - a_2^3 y_{12} [y_{22} (y_{21}U_1)^2]^2. \quad (9)$$

Розглянемо загальний випадок ланцюга з одним джерелом напруги на вході (рис. 6). 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 ВАХ нелінійних резисторів допускають 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 ВП-ряд 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 по-

рядку приносять нову інформацію тільки про поліноміальні коефіцієнти ВАХ нелінійних резисторів.

Виконаємо моделювання залежності вихідної напруги від вхідної на основі ВП-рядів для розглянутих вище моделей. При цьому передбачаємо 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. 7) розглянемо чотирьохполусник (рис. 5), рівняння Y параметрів якого

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

ВП-ряд, побудований з цих рівнянь для i_1 описується (9). Використовуємо ту частину рівностей для кола, представленого на рис. 6, що дають збіжність з (11). При цьому замінимо i_1 на U_2 , а y_{ij} на B_{ij} ($i, j = 1, 2$)

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

Оскільки з рівнянь (11) виходить залежність $i_1(t)$ від $U_1(t)$ у вигляді відрізка ВП-ряда, 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.

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

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, ВП-ряд 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. 8) ВП-ряд з точністю до членів третього порядку включно наступний:

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

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. 1) ВП-ряд для $U_2(t)$ визначається наступним виразом

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

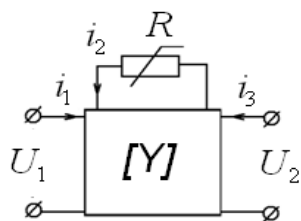


Рис. 7. Шестиполусне коло з одним нелінійним резистором

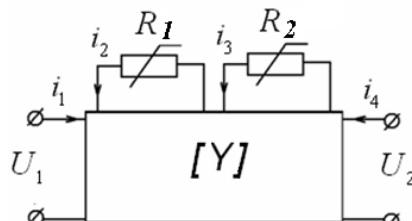


Рис. 8. Восьмиполусне коло з двома нелінійними резисторами

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

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

Отже, еквівалентна схема, представлена на рис. 1, в певному наближенні є моделлю в нелінійній радіолокації радіоелектронного об'єкта дослідження, що являє собою в більшості випадків напівпровідниковий прилад з певною антенною системою. Застосування рядів Вольтерра-Пікара дозволило розробити відповідну для даного об'єкта дослідження математичну модель, яка дає можливість оцінити вплив дії нелінійного радіолокатора на форму-

вання та розсіювання демаскуючого сигналу. Модель також дозволяє враховувати при дослідженні фізику процесів у напівпровіднику при дії на нього відносно потужного НВЧ випромінювання.

Застосування рядів Вольтерра-Пікара дозволило розробити відповідну для типового в нелінійній радіолокації радіоелектронного об'єкта дослідження математичну модель, яка дає можливість оцінити вплив дії нелінійного радіолокатора на формування та розсіювання демаскуючого сигналу. Модель також дозволяє враховувати при дослідженні фізику процесів у напівпровіднику при дії на нього відносно потужного НВЧ випромінювання.

Література

1. Ван-Трис Г.Л. Функциональные методы анализа нелинейного поведения систем фазовой автоподстройки частоты. IEEE (ТИИЭР), т.52, №8, 1964 г.
2. Данилов Л.В., Матханов П.Н., Филиппов Е.С. Теория нелинейных электрических цепей. -Л.: Энергоатомиздат, 1990, 256 с.
3. 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. – 169 с.
4. Петров Б.М. Электродинамика и распространение радиоволн. – М.: Радио и связь, 2000. – 559 с.
5. Техническая кибернетика. Теория автоматического управления. Кн.3, часть 2. Теория нестационарных, нелинейных и самонастраивающихся систем автоматического регулирования. Ред. Солодовников В.В. – М: Машиностроение, 1969 г., с. 223 - 256.
6. Chen C.F., Chiu R.F. New theorems of association of variables in multiple dimensional Laplace Transform. INT. J. SYSTEM SCI., 1973, vol. 4, no. 4, p. 647 - 664.
7. 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.

Зінченко М.В., Зінковський Ю.Ф. Моделювання ансамблю симетричних вібраторів з нелінійними навантаженнями рядами Вольтерра-Пікара Застосування рядів Вольтерра-Пікара дозволило розробити відповідну для типового в нелінійній радіолокації радіоелектронного об'єкта дослідження математичну модель, яка дає можливість оцінити вплив дії нелінійного радіолокатора на формування та розсіювання демаскуючого сигналу. Модель також дозволяє враховувати фізику процесів у напівпровіднику при дії на нього відносно потужного НВЧ випромінювання.

Ключові слова: нелінійна радіолокація, ряди Вольтерра-Пікара.

Zintchenko M.V., Zinkovsky J.F. Моделирование ансамбля симметричных вибраторов с нелинейными нагрузками рядами Вольтера-Пикара. Применение рядов Вольтерра-Пикарра позволило разработать соответствующую для типового в нелинейной радиолокации радиоэлектронного объекта исследования математическую модель, которая позволяет оценить влияние действия нелинейного радиолокатора на формирование и рассеивание демаскирующего сигнала. Модель также позволяет учесть физику процессов в полупроводнике при воздействии на него мощного СВЧ излучения.

Ключевые слова: нелинейная радиолокация, ряды Вольтерра-Пикара.

Zintchenko M.V., Zinkovsky J.F. Simulation ensemble symetrchnyh vibrators with nonlinear loads rows of Volterra-Picard. Application of Volterra-series Pikarra allowed to develop an appropriate model in a nonlinear radar avionics research object mathematical model that allows to evaluate the impact of nonlinear radar on the formation and dispersal of unmasking the signal. The model also allows to take into account the physics of processes in a semiconductor when subjected to a powerful microwave-radiation.

Key words: Nonlinear radar, Volterra series-Picard