

УДК 638.235.231

АНАЛІЗ ХАОТИЧНОГО СИГНАЛУ ПРИ ЗОНДУВАННІ НЕЛІНІЙНИХ РОЗСІЮВАЧІВ**Ю. Ф. Зінковський, М. В. Зінченко**

Національний технічний університет України "Київський політехнічний інститут"

просп. Перемоги, 37, 03056, м. Київ-56, Україна. E-mail: zil157k@meta.ua

Розглянуто проблематику ефективного виявлення та ідентифікації нелінійних розсіювачів шляхом зондування неперервним моногармонічним НВЧ сигналом. Обґрунтовано, що моногармонічний НВЧ зонduючий сигнал спричиняє спотворення характеристик напівпровідникових структур нелінійних розсіювачів. Притаманні напівпровідниковим розсіювачам інерційні властивості процесів нелінійного перетворення у поєднанні з появою на ВАХ напівпровідникових структур областей з негативним диференціальним опором під час зондування слугують появі динамічних процесів – хаотичних коливань. Виявлено, що природа хаотичних коливань визначається рівнем потужності діючого сигналу зондування. Ступінь хаотичності сигналу відгуку кореляційно залежить від рівня потужності зонduючого сигналу. Запропоновано спосіб виявлення та ідентифікації нелінійних розсіювачів за кореляційною залежністю ступеня хаотичності сигналу відгуку від рівня потужності зонduючого сигналу. Для визначення параметрів хаотичності сигналу відгуку застосовується методологія з використанням коефіцієнтів варіабельності.

Ключові слова: нелінійна радіолокація, хаотичний сигнал, коефіцієнт варіабельності.

АНАЛИЗ ХАОТИЧЕСКОГО СИГНАЛА ПРИ ЗОНДИРОВАНИИ НЕЛИНЕЙНЫХ РАССЕИВАТЕЛЕЙ**Ю. Ф. Зинковский, М. В. Зинченко**

Национальный технический университет Украины "Киевский политехнический институт"

просп. Победы, 37, 03056, г. Киев-56, Украина. E-mail: zil157k@meta.ua

Рассмотрена проблематика эффективного выявления и идентификации нелинейных рассеивателей путем зондирования непрерывным моногармоническим СВЧ сигналом. Обосновано, что моногармонический СВЧ зондирующий сигнал влечет искажение характеристик полупроводниковых структур нелинейных рассеивателей. Присущие полупроводниковым рассеивателям инерционные свойства процессов нелинейного преобразования в сочетании с появлением на ВАХ полупроводниковых структур областей с отрицательным дифференциальным сопротивлением во время зондирования служат появлению динамических процессов – хаотических колебаний. Обнаружено, что природа хаотических колебаний определяется уровнем мощности действующего сигнала зондирования. Степень хаотичности сигнала отклика корреляционно зависит от уровня мощности зондирующего сигнала. Предложен способ выявления и идентификации нелинейных рассеивателей по корреляционной зависимости степени хаотичности сигнала отклика от уровня мощности зондирующего сигнала. Для определения параметров хаотичности сигнала отклика применяется методология с использованием коэффициентов вариабельности.

Ключевые слова: нелинейная радиолокация, хаотический сигнал, коэффициент вариабельности.

АКТУАЛЬНІСТЬ РОБОТИ. Нелінійні радіолокатори досить затребувані в сфері технічного захисту інформації та військовій справі. Наприклад, в Україні жодна організація, що займається атестацією приміщень на предмет захисту інформації, не отримує ліцензії, якщо не матиме у своєму арсеналі технічних засобів нелінійний радіолокатор (НР).

Постановка задачі. Найчастіше у нелінійній радіолокації використовується принцип виявлення та ідентифікації нелінійних розсіювачів (НРс) за первинними демаскуючими ознаками [1], а саме, для виявлення та ідентифікації нелінійних розсіювачів використовують їх властивість перевипромінювати у простір сигнал із додатковими в спектрі нелійними продуктами – кратними гармоніками або комбінаційними частотами. Як показує практика, даний підхід робить апаратуру нелінійної радіолокації дуже дорогою, оскільки забезпечення необхідних параметрів у технічному плані є досить складним завданням. Тому ведеться багато робіт зі здешевлення цих пошукових засобів з можливістю збереження необхідних експлуатаційних якостей [2, 3]. Одним з

шляхів, що дозволяють реалізувати поставлене завдання, є використання в нелінійній радіолокації зовсім іншого принципу виявлення та ідентифікації НРс, наприклад, за другорядними демаскуючими ознаками.

Метою роботи є обґрунтування можливості ідентифікації нелінійних розсіювачів за другорядними демаскуючими ознаками.

МАТЕРІАЛ І РЕЗУЛЬТАТИ ДОСЛІДЖЕНЬ. На практиці типовий нелінійний розсіювач знаходиться в середовищі, що містить діелектрик із металевими включеннями. Тому можемо вважати, що НРс перебуває на поверхні шару композитного матеріалу певної товщини.

Розглянемо особливості поглинання НВЧ-хвиль на прикладі моделі проходження електромагнітних хвиль через пластину з композитного матеріалу (рис. 1).

Для розрахунків електромагнітних полів у всіх трьох областях використаємо метод матриці переносу [4, 5], яка для площин з координатами z_1 та z_2 , може бути записана в наступний спосіб:

$$M^{z \rightarrow z} = \begin{pmatrix} \cos\left[\frac{\omega}{c}\sqrt{\varepsilon\mu}(z_2 - z_1)\right] & -i\sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}}\cos\left[\frac{\omega}{c}\sqrt{\varepsilon\mu}(z_2 - z_1)\right] \\ -i\sqrt{\frac{\varepsilon}{\mu}}\cos\left[\frac{\omega}{c}\sqrt{\varepsilon\mu}(z_2 - z_1)\right] & \cos\left[\frac{\omega}{c}\sqrt{\varepsilon\mu}(z_2 - z_1)\right] \end{pmatrix},$$

де ε , μ – діелектрична та магнітна проникності середовища, c – швидкість світла, ω – кругова частота зонduючого сигналу (ЗС).

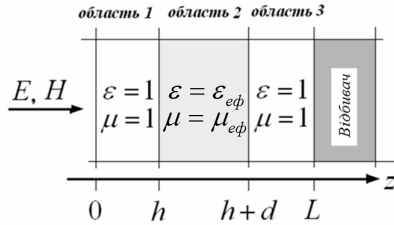


Рисунок 1 – Области 1 і 3 містять газ або вакуум, область 2 – шар композита, відбивач – ідеальне напівнескінченне покриття з високою провідністю

Нехай, e_0 , h_0 є амплітудами електричного та магнітного змінних полів падаючої хвилі від нелінійного радіолокатора, електричне поле поляризоване вздовж осі y , а магнітне – вздовж осі x , і $e_0 = h_0$, $Te_{p_0, p_k}^{z_1 - z_2}$, $Th_{p_0, p_k}^{z_1 - z_2}$ і $Re_{p_0, p_k}^{z_1 - z_2}$, $Rh_{p_0, p_k}^{z_1 - z_2}$ – амплітудні значення коефіцієнтів проходження та відбиття електричного та магнітного полів для шару $z_1 - z_2$. Тоді маємо:

$$Te_{p_0, p_k}^{z_1 - z_2} = 2p_0 \left[p_0 (M_{11}^{z_1 - z_2} + p_k M_{12}^{z_1 - z_2}) + (M_{21}^{z_1 - z_2} + p_k M_{22}^{z_1 - z_2}) \right]^{-1}, \quad Th_{p_0, p_k}^{z_1 - z_2} = \frac{p_k}{p_0} Te_{p_0, p_k}^{z_1 - z_2},$$

$$Re_{p_0, p_k}^{z_1 - z_2} = \frac{p_0 (M_{11}^{z_1 - z_2} + p_k M_{12}^{z_1 - z_2}) - (M_{21}^{z_1 - z_2} + p_k M_{22}^{z_1 - z_2})}{p_0 (M_{11}^{z_1 - z_2} + p_k M_{12}^{z_1 - z_2}) + (M_{21}^{z_1 - z_2} + p_k M_{22}^{z_1 - z_2})},$$

$$Rh_{p_0, p_k}^{z_1 - z_2} = -Re_{p_0, p_k}^{z_1 - z_2},$$

де $p_0 = \sqrt{\varepsilon_0/\mu_0}$, $p_k = \sqrt{\varepsilon_{eff}/\mu_{eff}}$, ε_0 , μ_0 – абсолютні діелектрична та магнітна проникності області, з якої хвиля падає на «композитний шар» і ε_{eff} ; μ_{eff} – ефективні діелектрична та магнітна проникності «композитного шару», залежать від розміру та об'ємної частки металевих частинок;

$$\varepsilon_{eff} = \varepsilon_1 + p \frac{3\varepsilon_1(\varepsilon_2 - \varepsilon_1)}{(\varepsilon_2 + 2\varepsilon_1)}, \quad \mu_{eff} = \mu_1 \left(1 + 3p \sqrt{\frac{2\mu_1 + \mu_2}{\mu_2 - \mu_1} - p} \right);$$

ε_1 , μ_1 – діелектрична та магнітна проникності основи композита; ε_2 , μ_2 – діелектрична та магнітна проникності включених в основу композита армуючих елементів – сферичних металевих часток довільного радіуса; p – об'ємна концентрація включень [4].

Для магнітної складової маємо наступний вираз:

$$H(z, p_k) = h_0 \left[Th_{p_0, p_k}^{0-z} + Th_{p_0, p_k}^{0-z} Rh_{p_0, p_k}^{z-(h+d)} + (Th_{p_0, p_k}^{L-z} + Th_{p_0, p_k}^{L-z} Rh_{p_0, p_k}^{z-h}) Th_{p_0, p_k}^{0-L} \right].$$

При розрахунках результуючого поля використаємо метод суперпозиції полів кожної частки.

Наведена на рис. 2 залежність показує, що у випадку провідних часток, коли при збільшенні об'ємної частки часток вони не створюють великих провідних кластерів і виконується умова квазістаціонарності, то безпосередньо індуковане на поверхні структури поле зменшується при збільшенні об'ємної частки провідних часток.

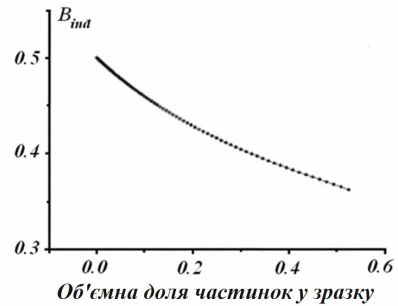


Рисунок 2 – Залежність індукованого вихровими струмами магнітного поля на поверхні зразка (100x100x10 мм), що містить сферичні провідні частинки радіусом 2.5 мм, від об'ємної частки цих часток у зразку

Це свідчить про те, що збільшення кількості часток в об'ємі зразка призводить до збільшення поглиненої ним електромагнітної енергії. Завдяки цьому можна констатувати об'ємний характер поглинання НВЧ-хвиль і внутрішнє нагрівання всього досліджуваного об'єкта. Саме внутрішнє нагрівання й призведе до зміни в часі демаскуючих властивостей НРс.

Фізичне явище дисипації енергії в об'ємі типового навколишнього середовища для НРс сприяє виникненню внутрішніх другорядних ефектів у напівпровідникових структурах, що безпосередньо є її складовими.

Так, на ВАХ кремнієвих р-п переходів при впливі відносно потужного зонduючого сигналу нелінійного радіолокатора з'явиться ділянка з негативним диференціальним опором (рис. 3), причому ширина ділянки зростає зі збільшенням рівня потужності зонduючого сигналу.

Це пов'язано з рівномірним розігрівом НРс при НВЧ зондуванні нелінійним радіолокатором, оскільки маємо посилення ефекту розігріву вільних носіїв заряду та детекторного ефекту [6].

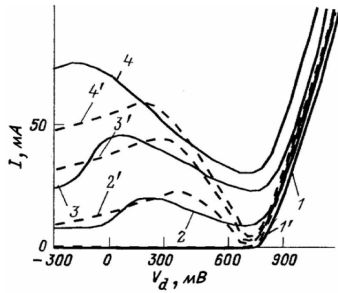


Рисунок 3 – Експериментальні (1–4) і теоретичні (1'–4') ВАХ кремнієвих р-п переходів для різних значень потужності зондуючого сигналу НР, мВт: 1, 1' – 0; 2, 2' – 150; 3, 3' – 350; 4, 4' – 500

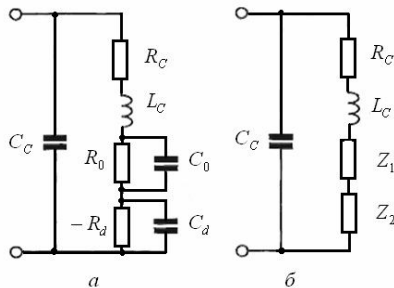


Рисунок 4 – Еквівалентна схема випадкового генератора на кремнієвому р-п переході при дії відносно потужного ЗС НР з врахуванням можливих «паразитних» елементів НРс: а) повна, б) спрощена

Розглянемо еквівалентну схему типового нелінійного розсіювача з врахуванням властивих внутрішніх другорядних ефектів у напівпровідникових структурах (рис. 4). Оскільки для такої системи також характерні паразитні негативні зворотні зв'язки, то НРс при зондуванні засобами нелінійної радіолокації можна називати випадковими генераторами [7–9].

На рис. 4. активна область випадкового генератора представлена послідовним з'єднанням двох паралельних RC ланцюгів, один з яких R_0, C_0 відповідає частині активної області, яка перебуває у внутрішньому відносно слабкому полі $E_1 < E_i$, а інша (R_d, C_d) – домену напівпровідника у відносно сильному полі $E_2 > E_i$ (теорія домену застосовна для кремнієвого р-п переходу у випадку дії відносно потужного ЗС НР [10]), де E_i – напруженість електричного поля, яка відповідає максимальній дрейфовій швидкості електронів. Очевидно, що

$$E_i(d-d_d) + \int_0^{d_d} (E_2 - E_1) dx = U,$$

де d_d – довжина домену сильного поля, d – довжина зразка, U – напруга на кремнієвому р-п переході.

Активний опір і ємність області слабого поля визначаються за формулами:

$$R_0 = \frac{d-d_d}{en_0\epsilon_0 S}, \quad C_0 = \frac{\epsilon_0 \epsilon S}{d-d_d},$$

де e – заряд електрона, ϵ_0 – рухливість електронів у слабкому полі, S – площа поперечного перерізу активної області, ϵ_0 – діелектрична постійна, ϵ – відносна діелектрична проникність напівпровідника.

Динамічний активний опір домену є негативним і визначається відношенням приросту напруги на домені ΔU_d до приросту струму через р-п перехід ΔI . Зміну струму можна знайти за зміною поля в області, де домен відсутній [11]:

$$\Delta I = en_0\epsilon_0 S \Delta U_d / (d-d_d).$$

У цьому випадку, при постійній напрузі на р-п переході $\Delta U_d = -\Delta U_2$, де ΔU_2 – зменшення напруги в області внутрішнього слабого поля. Таким чином,

$$R_d = \frac{\Delta U_2}{\Delta I} = -\frac{d-d_d}{en_0\epsilon_0 S}.$$

Для спрощення цієї формули потрібно знати залежність довжини домена від напруги на ньому. Однак для кремнієвих р-п переходів при дії відносно потужного ЗС НР довжиною домена в отриманій формулі можна знехтувати.

Ємність домену в першому наближенні визначається як ємність плоского конденсатора:

$$C_d = \epsilon_0 \epsilon \frac{S}{d_d}.$$

В еквівалентну схему випадкового генератора при впливі відносно потужного ЗС НР входять також паразитні параметри: ємність C_c і індуктивність L_c антенних структур, а також опір R_c контактних площин.

Еквівалентну схему на рис. 4,а можна спростити, представивши її у вигляді, зображеному на рис. 4,б. У цій схемі

$$Z_1 = R_1 + iX_1 = \frac{R_0}{1 + \omega^2 C_0^2 R_0^2} - i\omega \frac{C_0 R_0^2}{1 + \omega^2 C_0^2 R_0^2} \quad (1)$$

– повний опір частини випадкового генератора, яка перебуває в слабкому полі,

$$Z_2 = R_2 + iX_2 = \frac{R_d}{1 + \omega^2 C_d^2 R_d^2} + i\omega \frac{C_d R_d^2}{1 + \omega^2 C_d^2 R_d^2} \quad (2)$$

– повний опір домену сильного поля.

Незважаючи на простоту еквівалентної схеми, аналіз умов самозбудження та розрахунок резонансної частоти випадкового генератора при впливі відносно потужного ЗС НР досить складні та, як правило, визначаються наближеними методами. У цьому випадку для визначення резонансної частоти, необхідно знати граничне значення негативного опору домену та провести аналіз його залежності від інших параметрів схеми, використовуючи самоузгоджений розв'язок рівнянь, які визначають амплітуду та фазову умови самозбудження.

Повна провідність випадкового генератора, згідно з еквівалентною схемою на рис. 4,б визначається наступним виразом

$$Y_D = G_D + iB_D = i\omega C_c + \frac{1}{R_c + i\omega L_c + Z_1 + Z_2} \quad (3)$$

З цієї формули маємо, що на певній частоті реактивна складова повної провідності випадкового генератора дорівнює нулю. Очевидно, ця частота відповідає резонансній частоті діода f_p .

Для визначення резонансної частоти випадкового генератора при дії відносно потужного ЗС НР необхідно скористатися формулою (3), для чого підставимо в неї вирази (1) і (2) –(4):

$$Y_D = i\omega C_c + \frac{1}{\left(R_c + \frac{R_0}{1 + \omega^2 C_0^2 R_0^2} + \frac{R_d}{1 + \omega^2 C_d^2 R_d^2} \right) + i\omega \left(L_c - \frac{C_0 R_0^2}{1 + \omega^2 C_0^2 R_0^2} - \frac{C_d R_d^2}{1 + \omega^2 C_d^2 R_d^2} \right)}$$

Розділивши в отриманій формулі дійсну й уявну частини, знайдемо

$$G_D = \frac{R_c + \frac{R_0}{1 + \omega^2 C_0^2 R_0^2} + \frac{R_d}{1 + \omega^2 C_d^2 R_d^2}}{\left(R_c + \frac{R_0}{1 + \omega^2 C_0^2 R_0^2} + \frac{R_d}{1 + \omega^2 C_d^2 R_d^2} \right)^2 + \omega^2 \left(L_c - \frac{C_0 R_0^2}{1 + \omega^2 C_0^2 R_0^2} - \frac{C_d R_d^2}{1 + \omega^2 C_d^2 R_d^2} \right)^2} \quad (4)$$

$$B_D = \omega \left[C_c - \frac{L_c - \frac{C_0 R_0^2}{1 + \omega^2 C_0^2 R_0^2} - \frac{C_d R_d^2}{1 + \omega^2 C_d^2 R_d^2}}{\left(R_c + \frac{R_0}{1 + \omega^2 C_0^2 R_0^2} + \frac{R_d}{1 + \omega^2 C_d^2 R_d^2} \right)^2 + \omega^2 \left(L_c - \frac{C_0 R_0^2}{1 + \omega^2 C_0^2 R_0^2} - \frac{C_d R_d^2}{1 + \omega^2 C_d^2 R_d^2} \right)^2} \right] \quad (5)$$

Амплітудною умовою самозбудження випадкового генератора є рівність активної складової провідності нулю:

$$G_D = 0, \quad (6)$$

де функція G_D визначається виразом (4). Для генерації автоколивань величина негативного опору домену повинна бути менше граничного значення R_d , знайденого з рівняння (6).

Резонансну частоту випадкового генератора можна визначити, прирівнявши реактивну складову його провідності нулеві:

$$B_D = 0, \quad (7)$$

де B_D визначається виразом (5). Використаємо для розв'язку системи рівнянь (6), (7) відповідні наближені програмні алгоритми, які можливо, наприклад, реалізувати в обчислювальному середовищі MatLab 8.0. Причому, використання цієї програми повинне бути орієнтоване на розв'язок системи рівнянь (6), (7) відносно резонансної частоти $f_p = \omega_p / (2\pi)$ й опору домену R_d , необхідного для самозбудження коливань на даній частоті. При цьому інші параметри випадкового генератора при дії відносно потужного ЗС НР вважаються відомими.

Також зауважимо, що розглянута система рівнянь має безліч коренів, однак практичний інтерес представляє тільки той корінь, який відповідає міні-

мальному негативному значенню опору домену, оскільки самозбудження виникає при переході « $-R_d$ » через це значення.

При цьому величина негативного опору домену, необхідна для самозбудження випадкового генератора при дії відносно потужного ЗС НР, зменшується з ростом частоти ЗС НР. Це пов'язано з тим, що паразитні активні опори схеми зменшуються.

Отримані результати дозволили змоделювати процес генерації випадковим генератором власних коливань (рис. 5) при дії відносно потужного ЗС НР. Як видно з фазової площини, яка визначає стан (фазу) системи, коливання є квазігармонічними, оскільки маємо наявність паразитних елементів з інерційними властивостями в типовій еквівалентній схемі НРс.

Проведені відповідно до запропонованої моделі експериментальні дослідження показали, що в реальних нелінійних розсіювачах наявність елементів з інерційними властивостями призводять до генерації не квазігармонічних, а так званих хаотичних коливань. Іншими словами еквівалентна схема типового НРс при зондуванні засобами нелінійної радіолокації має остаточний вигляд, представлений на рис. 6. На даному рисунку Y_D відповідає параметрам схеми на рис. 5, а інші елементи виконують корекцію з метою наближення запропонованої моделі до реальних випадкових генераторів у момент зондування.

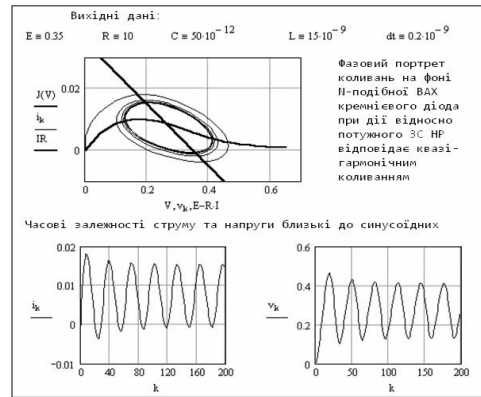


Рисунок 5 – Моделювання процесу генерації випадковим генератором власних квазігармонічних коливань при впливі відносно потужного ЗС НР

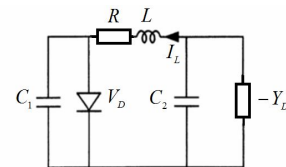


Рисунок 6 – Еквівалентна схема генератора хаотичних коливань на базі р-п переходу з негативним диференціальним опором

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, де фазові траєкторії як би збираються в єдине русло. Ці збіжні множини, називаються атрактором. 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 [12].

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:

$$K = \frac{|\langle \Delta X(t) \rangle|}{|\langle X(t) \rangle|}$$

Дане співвідношення було реалізовано у вигляді структурної схеми віртуального приладу (К-Тестера), виконаного в середовищі LabView – 7.1 (рис. 7).

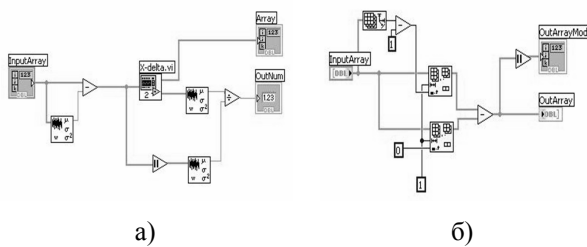


Рисунок 7 – Структура К-Тестера (а) і його модуля X-delta (б) у середовищі LabView – 7.1

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 за 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.

Таким чином, можемо здійснити на практиці розв'язок класифікаційного завдання. На рис. 8 представлена структурна схема інтелектуального аналізатора (ІА), який дозволяє повністю автоматизувати процедуру класифікації.

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 (Диф-1, Диф-2), визначення модуля ($M1, M2, M3$), усереднення (ФНЧ1, ФНЧ2, ФНЧ3) і обчислення (ПД1, ПД2) ідентифікаційних параметрів $K1$ і $K2$ реалізуються на програмному рівні.

У логічному аналізаторі (ЛА) реалізований алгоритм класифікації, структурна схема якого представлена на рис. 9.

У структурній схемі ЛА представляє звичайну реляційну базу даних (БД), записами якої є імена файлів вибіркової реалізації сигналів, а полями – імена ідентифікаційних параметрів ($K1, K2$). У комірках БД (на перетині рядків і стовпців) записуються чисельні оцінки ідентифікаційних параметрів. Аналіз комбінацій значень ідентифікаційних параметрів дозволяє визначити – по якому із шести напрямків ($P1, C1, P2, P3, R1, R2$) фільтрується даний запис. Кожний напрямок має свою власну адресу.

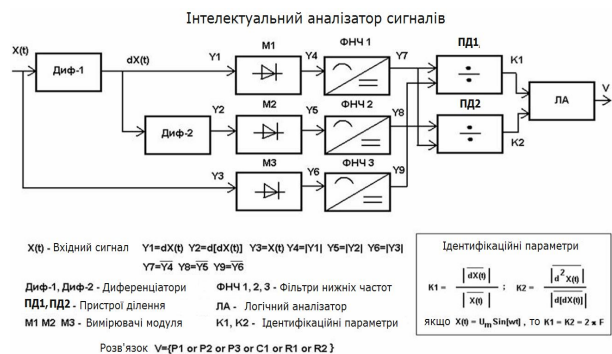


Рисунок 8 – Структурна схема інтелектуального аналізатора сигналів

Якщо в БД є достатня множина записів, ідентифікаційні параметри яких повністю покривають діапазон можливих значень $0 \leq (K1, K2) \leq 2$, то таку БД будемо називати *представницькою*. Сигнали, на основі аналізу яких формується представницька БД, називаються *еталонами* БД. Мається на увазі, що для еталонів відомі не тільки оцінки їх ідентифікаційних параметрів, але також інші характеристики, у тому числі і якісні.

Алгоритм класифікації сигналів за ідентифікаційними параметрами розподілів

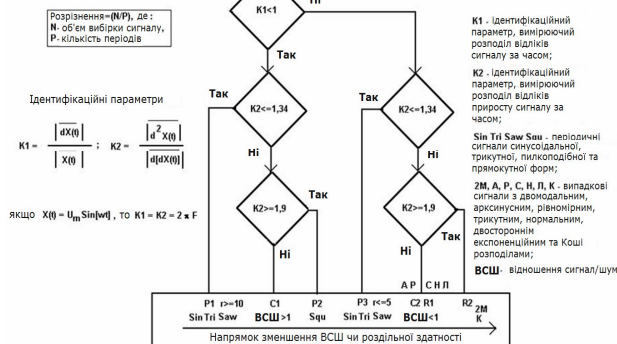


Рисунок 9 – Алгоритм автоматичної класифікації сигналів

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 виявлення та ідентифікацію НРС за дургорядними демаскуючими ознаками.

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. Маємо появу ділянки з негативним диференціальним опором, що пов'язано з ефектом розігріву вільних носіїв заряду та детекторним ефектом. Завдяки цьому, нелінійний розсіювач не просто перевипромінює сигнал з додатковими нелінійними 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). Даний коефіцієнт представляє відношення середнього модуля приросту сигналу до середнього модуля сигналу за відомими дискретними відліками. Значення $K=1$ розділяє множину сигналів на два класи: перший з них ($0 \leq K < 1$) утворюють періодичні сигнали, а другий ($1 \leq K \leq 2$) – випадкові (переважно хаотичні) сигнали. Таким чином, можна виявляти нелінійні розсіювачі під час зондування як випадкові генератори хаотичних коливань.

ЛІТЕРАТУРА

- Ridley B.K., Watkins T.B. The possibility of negative resistance in semiconductors // Proc. Phys. Soc. – 1961. – Vol. 78. – PP. 293–304.
- Jettava C.P., Robert L., Yunshor L. An analytical equivalent circuit representation for waveguide-mounted Gunn oscillators // IEEE Trans. Microwave Theory Techn. – 1972. – Vol. 20, № 9.
- Зінченко М.В., Зінковський 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.
- Иванов А.В., Паньчев С.Н., Подлужный В.И., Хакимов Н.Т. Параметрический метод обнаружения объектов с нелинейными рассеивателями // Изв. вузов. Сер. Радиоэлектроника. – 2003. – Т. 46, № 9. – С. 11–16.
- Кликушин Ю.Н. Технологии идентификационных шкал в задаче распознавания сигналов: монография. – Омск: Изд-во ОмГТУ, 2006. – 96 с.
- Паньчев С.Н., Хакимов Н.Т. Статистический метод обнаружения флуктуирующей цели способом нелинейной радиолокации по энтропийному критерию различения // Телекоммуникации. – 2002. – № 11. – С. 21–25.
- Deau M., Howes M., Daud J. Transferred-electron oscillators // IEEE Trans. Microwave Theory Techn. – 1973. – Vol. 21, № 3.
- Hilsum C. Transferred electron amplifiers and oscillators // Proc. IRE. – 1962. – Vol. 50. – PP. 185–189.
- Effective permittivity of composite with core-shell type inclusions by self-consistent method / Zhai P.-C., Zhang Q.-J. // Materials Science Forum. – 2005. – Vol. 492–493. – PP. 89–94.
- Gunn G. B. Microwave oscillations of current in III-V semiconductors. Solid state Comraun., Vol. 1, pp. 88-9 L, 1963.
- Каргашин В. Л., Ткач В. Н., Ткачев Д. В. Нелинейная ближняя радиолокация. Новые алгоритмы идентификации электронных устройств // Специальная Техника. – М.: ОАО «Электрoзавод», 2006. – № 6. – С. 42–48.
- High frequency complex permeability of iron particles in a nonmagnetic matrix / Ding J., Jiang H.B., Neo C.P., Chen L.F. and Ong C.K. // J. Appl. Phys. – 2006. – Vol. 99, № 8. – 83 p.

ANALYSIS OF CHAOTIC SIGNALS IN PROBING OF NONLINEAR SCATTERERS

Yu. Zinkovskiy, M. Zinchenko

National Technical University of Ukraine "Kyiv Polytechnic Institute"
 Prospect Peremogy 37, Kyiv, 03056, Ukraine. E-mail: zil157k@meta.ua

In this paper, the problem of effective detection and identification of nonlinear scatterers by monoharmonic microwave signal probing is considered. It's reasonable that monoharmonic microwave probe signal causes distortion of the characteristics of semiconductor structures of nonlinear scatterers. Inertial properties of nonlinear transformation processes, which are inherent to semiconductor scatterers and accompanied by the areas with negative differential resistance appearing on the current-voltage characteristics of semiconductor structures during probing, serve the emergence of such dynamic processes, as chaotic oscillations. It was founded that the nature of chaotic oscillations is determined by the power level of the acting probe signal. The degree of randomness of the response signal correlative depends on the

power level of the probe signal. We propose a method for detection and identification of nonlinear scatterers on the correlative dependence of the response signal degree of randomness from the power level of the probe signal. The methodology of using coefficients of variability is applied to define the response signal parameters of randomness.

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

REFERENCES

1. Ridleyv B.K. and Watkinsv T.B. (1961), "The possibility of negative resistance in semiconductors", *Proc. Phys. Soc.*, London, vol. 78, pp. 293–304.

2. Jettava, C. P., Robert, L. and Yunshor, L. (1972), "An analytical equivalent circuit representation for waveguide-mounted Gunn oscillators", *IEEE Trans. Microwave Theory Techn.*, vol. 20, no 9.

3. Zinchenko, M.V., Zinkovskiy, Y.F., and Prokofiev, M.I. (2010), "Importance of the power level of probe signal in nonlinear radar", *Legal, regulatory and metrological support of information security in Ukraine. Scientific-Technical Collection*, vol. 1, no. 20, pp. 102–113.

4. Ivanov, A.V., Panychev, S.N., Podluzhny, V.I., and Khakimov N.T. (2003), "Parametric method of detecting objects with nonlinear scatterers", *Izvustiya universitetov. Seriya Radioelectronica*, part 46, no. 9, pp. 11–16.

5. Klikushin, J.N. (2006), *Tehnologii identifikacii shkal v zadache raspoznavaniya signalov*, [Technology of identification of scales in the problem of signal recognition], Omsk, Omsk State Technical University: Publishing House OmSTU.

6. Panychev, S.N. and Khakimov, N.T. (2002), "Statistical method of detecting a fluctuating target

radar by way of nonlinear radar by entropic criteria of distinguishing", *Telecommunications*, no. 11, pp. 21–25.

7. Deau, M., Howes, M., and Daud J. (1973), "Transferred-electron oscillators", *IEEE Trans. Microwave Theory Techn.*, vol. 21, no. 3.

8. Hilsum, C. (1962), "Transferred electron amplifiers and oscillators", *Proc. IRE*, vol. 50, pp. 185–189.

9. Pengv Z.-J. (2005), "Effective permittivity of composite with core-shell type inclusions by self-consistent method", *Materials Science Forum*, vol. 492–493, pp. 89–94.

10. Gunn, G. B. (1963), "Microwave oscillations of current in III-V semiconductors", *Solid state Comraun.*, vol. 1, pp. 88–90.

11. Kargashin, V.L., Tkach, V.N., and Tkachev, D.V. (2006), "Non-linear short-range radar. New algorithms for the identification of electronic devices", *Specialnie Technologii*, Inc. "Electrozavod", Moscow, no. 6, pp. 42–48.

12. Wu, L.Z. (2006), "High frequency complex permeability of iron particles in a nonmagnetic matrix", *J. Appl. Phys.*, vol. 99, no. 8, 83 p.

Стаття надійшла 26.08.2013.