

## РОЗПІЗНАВАННЯ РАДІОСИГНАЛІВ НА ОСНОВІ АПРОКСИМАЦІЇ СПЕКТРАЛЬНОЇ ФУНКЦІЇ У БАЗИСІ ПЕРЕДАТНИХ ФУНКЦІЙ РЕЗОНАНСНИХ ЛАНОК ДРУГОГО ПОРЯДКУ

У статті запропоновано новий метод виявлення сигналів засобів негласного отримання інформації, що використовують для передачі перехопленої інформації радіоканал. Новизна методу полягає у об'єднанні двох методів, методу диференціальних перетворень та методу апроксимації спектральної функції у базисі передатних функцій резонансних ланок другого порядку. Сигнали засобів негласного отримання інформації можливо апроксимувати диференціальними тейлорівськими перетвореннями. На відміну від відомих інтегральних перетворень Лапласа та Фур'є, зображення знаходять за допомогою операцій диференціації, а не інтегрування. Цей метод застосовуємо безпосередньо для розв'язання систем нелінійних рівнянь без їх попередньої лінеаризації. Для отримання параметрів виявлення сигналів використовують метод апроксимації спектральної функції на основі передавальних функцій резонансних одиниць другого порядку. Для виявлення параметрів сигналів засобів негласного отримання інформації пропонується використовувати на першому етапі, з метою отримання спектра сигналів, метод диференціальних перетворень. Та на другому етапі, з метою отримання складових сигналів, використовувати метод апроксимації спектральної функції у базисі передатних функцій резонансних ланок другого порядку. Головною перевагою запропонованого методу є те, що він може бути застосований безпосередньо до розв'язування систем нелінійних рівнянь без їх попередньої лінеаризації, що дозволяє отримувати рішення в аналітичній формі. Такий підхід дозволяє значно зменшити обсяг обчислювальної роботи та скорочує час на пошук сигналів засобів негласного отримання інформації. З метою підтвердження запропонованої методики проведено моделювання експонентної функції. Отримані графічні матеріали. Графічні матеріали цілком підтверджують достовірність запропонованої методики.

**Ключові слова:** засоби негласного отримання інформації, апроксимація, метод, спектр, радіосигнал, моделювання, форманта.

### Вступ

У сучасному суспільстві різко зросла роль інформаційної складової у забезпеченні безпеки підприємств та держави у цілому. З підвищенням значності та цінності інформації відповідно зростає і важливість її захисту. Крім того, інформація коштує грошей. Значить витік або втрата інформації спричинить матеріальний збиток. Згідно з дослідженнями закордонних фірм 76 % міжнародних компаній та державних установ стикались з промисловою розвідкою. За допомогою технічних засобів видобувається 80-90 % необхідної інформації.

Засоби негласного отримання та передачі перехопленої інформації за останні кілька років зробили великий крок у своєму розвитку, багато наявних автоматизованих комплексів виявлення цих засобів просто не в змозі їх виявити за прийнятною вірогідністю. Зі стрімким розвитком елементної бази активно розвиваються і засоби негласного отримання інформації. Засоби негласного отримання інформації для передачі інформації використовують складні типи сигналів, наприклад широкосмугових, гумоподібних та інших. Це дуже ускладнює виявлення їх наявними автоматизованими комплексами радіомоніторингу. Останнє відноситься і до активно використовуваних у сучасний період, засобів негласного отримання інформації з накопиченням перехопленої інформації, її стисненням і подальшим вкрай малим часом передачі. Але найбільш небезпечний інший напрямок - маскування під пристрої, які легально працюють у даному радіочастотному діапазоні та використовують законні канали передачі інформації. Це канали стандартів DECT, Bluetooth, Wi-Fi, GSM і ін., які засоби негласного отримання інформації можуть використовувати для передачі перехопленої інформації.

Існує дуже актуальна проблема відрізнити сигнали пристроїв, що працюють за своїм прямим призначенням (легальний пристрій) від сигналів пристроїв, які використовують цей канал для негласного отримання інформації. Тому розробка методів та методик виявлення засобів негласного отримання інформації є дуже актуальною.

### Постановка проблеми

В процесі захисту інформації виникає завдання виявлення загроз та блокування каналів витоку інформації. Одним з методів несанкціонованого витоку інформації є засоби отримання інформації, які використовують у якості передачі інформації радіоканал. Вірогідне виявлення засобів негласного отримання інформації, що використовують радіоканал є дуже складним завданням. Тому питання розробки нових методів та методик виявлення засобів негласного отримання інформації, що використовують для передачі отриманої інформації радіоканал, є дуже актуальним.

### Аналіз останніх досліджень і публікацій

Більшість відомих підходів та методів моделювання процесу виявлення випадкових сигналів, відрізняються тим, які параметри при моделюванні використовуються у якості вхідної інформації та які характеристики сигналів при моделюванні системи розраховуються та надходять на вихід моделі для подальшого аналізу. Будують моделі з використанням теорії ймовірностей, випадкових процесів, теорії графів та нечітких множин [1].

Спроба розвитку математичного апарата диференціальних перетворень і його застосування для класу випадкових чи стохастичних функцій і процесів була зроблена у [2]. Математичний апарат диференціальних перетворень був застосований до векторної випадкової функції, яка диференціюється необхідне число раз. Ця вимога істотно обмежила можливості диференціальних перетворень у межах локальної області перетину випадкового процесу для кожного фіксованого моменту часу. Але таке застосування диференціальних перетворень дало тільки наближений метод моделювання випадкових процесів.

Разом з тим у [3] математичне моделювання розглядається як математична модель конкретних параметрів, але деякі параметри мають імовірнісний характер. Тому вже на первинному етапі закладена помилка. Також питання взаємозв'язку вхідних параметрів при моделюванні процесів, глибину їх взаємозв'язку моделі не розглядають. Ці чинники взаємозв'язку і взаємовпливу можуть істотно спотворити результати моделювання і поставити під сумнів адекватність моделі та отриманих результатів.

У [4,5] приведені узагальнені методи виявлення сигналів засобів негласного отримання інформації. Усі визначенні сигнали заносяться до бази з послідовним спектральним та іншими методами аналізу. Однак не піднімається питання аналізу сигналів з метою розділення речових та комплексних радіосигналів. В результаті чого використовуються значні математичні та технічні ресурси. Що приводить до збільшення часу пошуку небезпечних сигналів, що може привести до неможливості визначати короткочасні імпульсні сигнали, які можуть бути сигналами засобів негласного отримання інформації.

У [6] запропоновано підхід, який не дозволяє реалізувати точне моделювання випадкових процесів, внаслідок дуже великої кількості обмежень, але можливість більш точного визначення параметрів моделювання існує, оскільки диференціальні перетворення належать до точних операційних методів.

Підхід до визначення сигналів, запропонований у [7] дуже ускладнює аналіз сучасного радіомоніторингу в інтересах забезпечення виявлення радіосигналів засобів негласного отримання інформації. Проблема полягає в тому, що сучасні закладні пристрої з передачею інформації по радіоканалу все частіше використовують для передачі інформації ті ж стандарти, що і сигнали пристроїв, які легально працюють у радіодіапазоні, та перебувають в приміщеннях де проходять роботи з пошуку та блокуванню засобів негласного отримання інформації. Тому колишні методи радіомоніторингу не в змозі визначити закладні пристрої що працюють під прикриттям сигналів пристроїв від пристроїв, що легально працюють у заданому частотному радіодіапазоні. Тому потрібно розробити нові пристрої та методики для пошуку засобів негласного отримання інформації, які працюють у легальних частотних діапазонах.

© Дробик, О. В., Лаптев, О. А., Пархоменко, І. І., Богуславська, О. В., Пепа, Ю. В., & Пономаренко, В. В. (2024). Розпізнавання радіосигналів на основі апроксимації спектральної функції у базисі передатних функцій резонансних ланок другого порядку. Сучасний захист інформації, 2(58), 13–23. <https://doi.org/10.31673/2409-7292.2024.020002>.

Перелічені вище фактори дозволяють зробити висновок що на сучасному етапі розвитку суспільства процес пошуку небезпечних сигналів виходить якісно на інший рівень. Проблема в тому що відрізнити легальний пристрій, що працює за своїм прямим призначенням від пристрою для негласного отримання інформації дуже важко. Тому наукові роботи по розробці науково-методичного апарату виявлення засобів негласного отримання інформації є дуже актуальними.

### Метод виявлення засобів негласного отримання інформації по спектральній функції радіосигналів

Для виявлення сигналів засобів негласного отримання інформації пропонується використовувати на першому етапі, з метою отримання спектра сигналів (спектральної функції), метод диференціальних перетворень. Та на другому етапі, з метою отримання складових сигналів, використовувати метод апроксимації спектральної функції у базисі передатних функцій резонансних ланок другого порядку.

З метою визначення спектральної функції, випадкових сигналів, які можливо і є сигналами засобів негласного отримання інформації. Будемо на першому етапі користуватися методом диференціальних перетворень [8]. Тому основна перевага цього метода у тому що він може безпосередньо використовуватися для рішення нелінійних рівнянь без попередньої лінеаризації. Дозволяє отримати результати у аналітичному виді, та зменшує об'єм обчислювальних робіт. У загальному вигляді диференціальні перетворення мають вигляд:

$$X(k) = \underline{x}(k) = \frac{H^k}{k!} \left[ \frac{d^k(x(t))}{dt^k} \right]_{t=0} \cdot \dots \cdot \left( \frac{t}{H} \right)^k X(k), \quad (1)$$

де  $x(t)$  – оригінал, що являє неперервну, диференційовану нескінченним числом разів, і обмежену разом із всіма своїми похідними функцію дійсного аргументу  $t$ ;

$X(k)$  і  $\underline{x}(k)$  – рівноцінні позначення диференціального зображення оригіналу, що представляє дискретну функцію цілочисельного аргументу  $k = 0, 1, 2, \dots$ ;

$H$  – масштабна стала, яка має розмірність аргументу  $t$ , часто обирається рівною відрізьку  $0 \leq t \leq H$ , на якому розглядається функція  $x(t)$ ;

• – символ відповідності між оригіналом  $x(t)$  і його диференціальним зображенням  $X(k) = \underline{x}(k)$ .

У перетвореннях (1) зліва від символу • стоїть пряме перетворення, що дозволяє за оригіналом  $x(t)$  знайти зображення  $X(k)$ , а праворуч зворотне перетворення, що дозволяє за зображенням  $X(k)$  отримати сигнал  $x(t)$  у формі степеневого ряду який є ні чим іншим, як інакше записаним рядом Тейлора з центром у точці  $t = 0$ . Величина  $H$  повинна бути меншою радіуса збіжності ряду  $\rho$ , якій може визначатися на основі ознаки збіжності Д'аламбера:

$$\rho = \lim_{k \rightarrow \infty} \left| \frac{X(k)}{H^k} : \frac{X(k+1)}{H^{k+1}} \right| = H \lim_{k \rightarrow \infty} \left| \frac{X(k)}{X(k+1)} \right|. \quad (2)$$

Перетворення (2) називається диференціальними тейлорівськими перетвореннями, або простіше Т-перетвореннями.

Диференціальні зображення  $X(k)$  називаються диференціальними Т-спектрами, а значення Т-функцій  $X(k)$  при конкретних значеннях аргументу  $k$  називають дискретами [9–11]. Для виявлення сигналів засобів негласного отримання інформації пропонується

визначати спектр сигналів, тобто  $X(k)$ . Сигнали засобів негласного отримання інформації можливо апроксимувати експоненційними або гармонічними рядами [12]. Тоді для подальшого викладення методики визначимо диференціальний спектр експонентної та гармонічної функцій.

Для показникової функції виду  $x(t) = e^{\omega t} = \exp(\omega t)$ , де  $\omega$  – частота сигналу, використовуючи вираз (1), отримуємо:

$$\frac{H^k}{k!} \left[ \frac{d^k e^{\omega t}}{dt^k} \right]_{t=0} = \frac{(\omega H)^k}{k!}. \quad (3)$$

Для гармонічних функцій таких як  $x(t) = \sin(\omega t)$  та  $x(t) = \cos(\omega t)$ , де  $\omega$  – деяка стала, використовуючи вираз (1) відповідно отримуємо:

$$\frac{H^k}{k!} \left[ \frac{d^k \sin(\omega t)}{dt^k} \right]_{t=0} = \frac{(\omega H)^k}{k!} \sin \frac{\pi k}{2}; \quad (4)$$

$$\frac{H^k}{k!} \left[ \frac{d^k \cos(\omega t)}{dt^k} \right]_{t=0} = \frac{(\omega H)^k}{k!} \cos \frac{\pi k}{2}. \quad (5)$$

Вирази (3–5) є виразами Т-диференціальних спектрів, відповідно для експоненційної та гармонічних функцій. На цьому перший етап закінчено.

Перший етап нам дозволив отримати диференціальний спектр випадкових сигналів, які апроксимуються експоненційними, або синусоїдальними складовими.

Другий етап полягає в апроксимації спектральної функції у базисі передатних функцій резонансних ланок другого порядку [13–15]. Спектральний зріз випадкового сигналу визначено на першому етапі позначимо його –  $S(\omega_k, t_l)$ .

Припустимо, що модель випадкового сигналу має вигляд:

$$x(t) = \sum_{k=0}^{\infty} e^{k\omega t}, \quad (6)$$

де  $k = [l, \infty)$ , –  $l$ -інтервал аналізу сигналу.

Диференціальний спектр для цього сигналу приймає вигляд виразу (3).

Побудуємо модель  $Z(\omega_k, t_l)$  функції  $S(\omega_k, t_l)$ , в вигляді добутку  $n$  модулів передатних ланок другого порядку на спектр:

$$Z(\omega_k, t_l) = |S(\omega_k)|^2 \prod_{i=1}^n |W_i(\omega)|^2, \quad (7)$$

де  $t_l$  –  $l$ -й інтервал аналізу сигналу.

$$W_i(p) = \frac{c_i (\alpha_i + p)}{\beta_i^2 + p^2 + 2p\alpha_i + \alpha_i^2}, \quad (8)$$

$$|W_i(\omega)|^2 = \frac{c_i^2 (\alpha_i^2 + \omega_i^2)}{(\beta_i^2 + \alpha_i^2 - \omega_k^2)^2 + (2\omega_k \alpha_i)^2}. \quad (9)$$

Тоді отримуємо:

$$Z(\omega_k, t_l) = |S(\omega_k)|^2 \prod_{i=1}^n |W_i(\omega)|^2 = \frac{(\omega H)^{2k}}{k!} \prod_{i=1}^n \frac{c_i^2 (\alpha_i^2 + \omega_i^2)}{(\beta_i^2 + \alpha_i^2 - \omega_k^2)^2 + (2\omega_k \alpha_i)^2}, \quad (10)$$

або:

$$\ln Z(\omega_k, t_l) = 2k \ln\left(\frac{\omega H}{k!}\right) + \sum_{i=1}^n [2 \ln c_i + \ln(\alpha_i^2 + \omega_i^2)] - [\ln((\beta_i^2 + \alpha_i^2 - \omega_k^2)^2 + (2\omega_k \alpha_i)^2)] \quad (11)$$

Коефіцієнти  $H, \alpha_i, \beta_i, c_i$  будемо шукати методом найменших квадратів. Оцінка похибки тоді буде мати вигляд:

$$\sigma_i^2 = \sum_{k=1}^N [\ln S(\omega_k, t_l) - \ln Z(\omega_k, t_l)]^2, \quad (12)$$

$$\frac{\partial \sigma_i^2}{\partial H} = \sum_{k=1}^N 2 \left( \begin{array}{l} \{ \ln S(\omega_k, t_l) - 2k \ln\left(\frac{\omega H}{k!}\right) - \sum_{i=1}^n [2 \ln c_i + \ln(\alpha_i^2 + \omega_i^2)] - \\ - [\ln((\beta_i^2 - \omega_i^2)^2 + (2\omega_k \alpha_i)^2)] \} \left(\frac{\omega H}{k!}\right) \end{array} \right), \quad (13)$$

$$\frac{\partial \sigma_i^2}{\partial c_i} = \sum_{k=1}^N 2 \left( \begin{array}{l} \{ \ln S(\omega_k, t_l) - 2k \ln\left(\frac{\omega H}{k!}\right) - \sum_{i=1}^n [2 \ln c_i + \ln(\alpha_i^2 + \omega_i^2)] - \\ - [\ln((\beta_i^2 - \omega_i^2)^2 + (2\omega_k \alpha_i)^2)] \} / c_i \end{array} \right), \quad (14)$$

$$\frac{\partial \sigma_i^2}{\partial \beta_i} = \sum_{k=1}^N \left( \begin{array}{l} \{ \ln S(\omega_k, t_l) - 2k \ln\left(\frac{\omega H}{k!}\right) - \sum_{i=1}^n [2 \ln c_i + \ln(\alpha_i^2 + \omega_i^2)] - \\ - [\ln((\beta_i^2 - \omega_i^2)^2 + (2\omega_k \alpha_i)^2)] \} \left( \frac{2\alpha_i}{\alpha_i^2 + \omega_i^2} + \frac{4\beta_i(\beta_i^2 - \omega_i^2)^2 + 8\alpha_i^2 \omega_k^2}{(\beta_i^2 - \omega_k^2)^2 + (2\alpha_i^2 \omega_k^2)^2} \right) \end{array} \right), \quad (15)$$

$$\frac{\partial \sigma_i^2}{\partial \alpha_i} = \sum_{k=1}^N \left( \begin{array}{l} \{ \ln S(\omega_k, t_l) - 2k \ln\left(\frac{\omega H}{k!}\right) - \sum_{i=1}^n [2 \ln c_i + \ln(\alpha_i^2 + \omega_i^2)] - \\ - [\ln((\beta_i^2 - \omega_k^2)^2 + (2\omega_k \alpha_i)^2)] \} \left( \frac{2\alpha_i}{\alpha_i^2 + \omega_i^2} + \frac{8\alpha_i^2 \omega_k^2}{(\beta_i^2 - \omega_k^2)^2 + (2\alpha_i^2 \omega_k^2)^2} \right) \end{array} \right). \quad (16)$$

Система алгебраїчних рівнянь (13–16) має  $3n+1$  невідомих, на які накладені обмеження при  $n=3$ :  $0 < H < 1$ ,  $0 < \alpha_i < 1$ ,  $\beta_1, \beta_2 < 1200 \text{ Гц}$ ,  $\beta_3 > 1200 \text{ Гц}$ , ці обмеження дають прив'язку до частот першої та другої формант наголосних звуків та положення максимуму у спектрі для шумних звуків. У роботах професора Грищука Р.В. та моїх попередніх роботах [6,7,15–17] було доведено, що для повного встановлення істотного сигналу достатньо трьох складових апроксимації сигналу. Тому наступним обмеженням буде вибір, тобто ми обмежуємось трьома складовими. З метою підтвердження запропонованої методики проведемо математичне моделювання, використовуючи наведені обмеження. Причому будемо приймати, що змінними будуть частота та змінна за якою будемо проводити диференціювання. Тоді рівняння (13) набуде вигляду:

$$\begin{aligned}
\frac{\partial \sigma_i^2}{\partial H} &= \sum_{k=1}^N 2 \left( \left\{ \ln S(\omega_k, t_i) - 2k \ln \left( \frac{\omega_i H}{k!} \right) - \sum_{i=1}^n [2 \ln c_i + \ln(\alpha_i^2 + \omega_i^2)] - \right. \right. \\
&\quad \left. \left. - [\ln((\beta_i^2 - \omega_k^2)^2 + (2\omega_k \alpha_i)^2)] \right\} \left( \frac{\omega_i H}{k!} \right) \right) = \\
&= (\ln S(\omega_k, t_i) - 2 \ln c_i - \ln(\alpha_i^2 + \omega_i^2) - \ln(\beta_i^2 - \omega_i^2)^2 - 4\omega_i^2 \alpha_i^2) \omega_i H + \\
&+ (\ln S(\omega_k, t_i) - 4 \ln c_i - \ln(\alpha_i^2 + \omega_i^2) - \ln(\beta_i^2 - \omega_i^2)^2 - 4\omega_i^2 \alpha_i^2) \frac{(\omega_i H)^2}{2} + \\
&+ (\ln S(\omega_k, t_i) - 6 \ln c_i - \ln(\alpha_i^2 + \omega_i^2) - \ln(\beta_i^2 - \omega_i^2)^2 - 4\omega_i^2 \alpha_i^2) \frac{(\omega_i H)^3}{6} = \\
&= (\ln S(\omega_k, t_i) - 2 \ln c_i - \ln(\alpha_i^2 + \omega_i^2) - \ln(\beta_i^2 - \omega_i^2)^2 - 4\omega_i^2 \alpha_i^2) \times \\
&\quad \times \left( \omega_i H + \frac{(\omega_i H)^2}{2} + \frac{(\omega_i H)^3}{6} \right) - 2 \ln c_i \frac{(\omega_i H)^2}{2} - 4 \ln c_i \frac{(\omega_i H)^3}{6}.
\end{aligned} \tag{17}$$

Побудуємо графік (рис. 1), який наглядно покаже точність апроксимації при розрахунку коефіцієнта  $H$ . Графік схожості ряду апроксимації функції з її оригіналом.

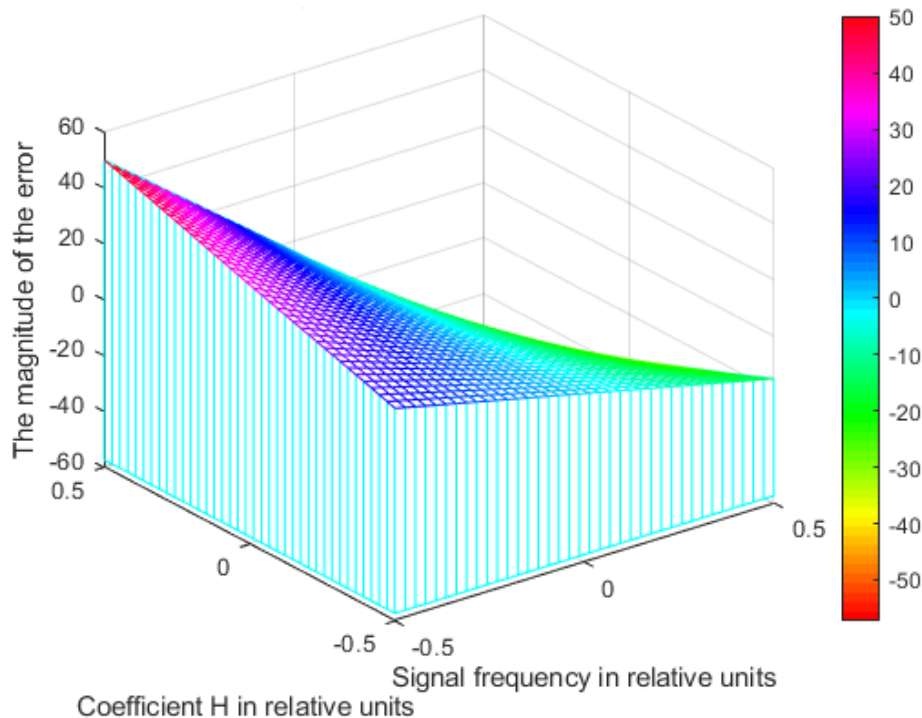


Рис. 1. Графік збіжності моделі за параметром  $H$

Як бачимо з графіку 1, при заданих параметрах перших наголосних формант, похибка не виходить за рамки 10 %. Це свідчить про адекватність запропонованої моделі оцінки параметра апроксимації  $H$ .

Рівняння (14) набуде вигляду:

$$\begin{aligned}
\frac{\partial \sigma_i^2}{\partial c_i} &= \sum_{k=1}^N 2 \left( \left\{ \ln S(\omega_k, t_i) - 2k \ln \left( \frac{\omega_i H}{k!} \right) - \sum_{i=1}^n [2 \ln c_i + \ln(\alpha_i^2 + \omega_i^2)] - \right. \right. \\
&\quad \left. \left. - [\ln((\beta_i^2 - \omega_k^2)^2 + (2\omega_k \alpha_i)^2)] \right\} \left( \frac{1}{c_i} \right) \right) = \\
&= (\ln S(\omega_k, t_i) - 2 \ln c_i - \ln(\alpha_i^2 + \omega_i^2) - \ln(\beta_i^2 - \omega_i^2)^2 - 4\omega_i^2 \alpha_i^2) \frac{1}{c_i} + \\
&+ (\ln S(\omega_k, t_i) - 4 \ln c_i - \ln(\alpha_i^2 + \omega_i^2) - \ln(\beta_i^2 - \omega_i^2)^2 - 4\omega_i^2 \alpha_i^2) \frac{1}{c_i} \\
&+ (\ln S(\omega_k, t_i) - 6 \ln c_i - \ln(\alpha_i^2 + \omega_i^2) - \ln(\beta_i^2 - \omega_i^2)^2 - 4\omega_i^2 \alpha_i^2) \frac{1}{c_i} = \\
&= (\ln S(\omega_k, t_i) - 2 \ln c_i - \ln(\alpha_i^2 + \omega_i^2) - \ln(\beta_i^2 - \omega_i^2)^2 - 4\omega_i^2 \alpha_i^2) \times \left( \frac{1}{c_i} \right) - \frac{6 \ln c_i}{c_i}.
\end{aligned} \tag{18}$$

Побудуємо графік (рис. 2), який наглядно покаже точність апроксимації при розрахунку коефіцієнта  $C$ . Графік схожості ряду апроксимації функції з її оригіналом.

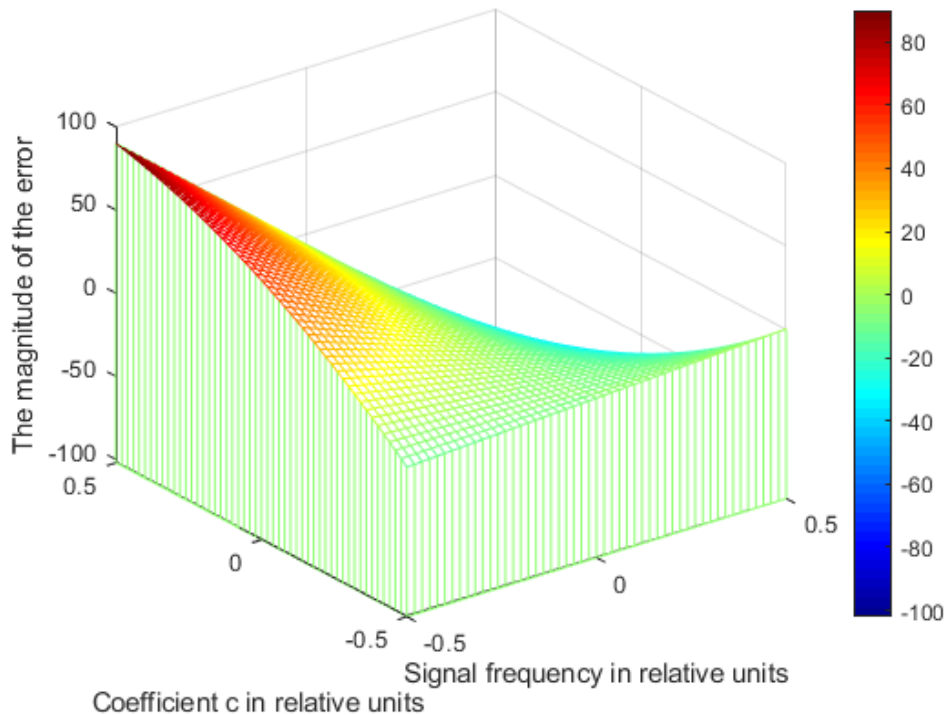


Рис. 2. Графік збіжності моделі за параметром  $C$

Як бачимо з графіку 2, при заданих параметрах перших наголосних формант, похибка не виходить за рамки 9,5%. Це свідчить про адекватність запропонованої моделі оцінки параметра апроксимації  $C$ .

Рівняння (15) набуде вигляду:

$$\begin{aligned}
 \frac{\partial \sigma_i^2}{\partial \beta_i} &= \sum_{k=1}^N 2 \left( \left\{ \ln S(\omega_k, t_i) - 2k \ln\left(\frac{\omega_i H}{k!}\right) - \sum_{i=1}^n [2 \ln c_i + \ln(\alpha_i^2 + \omega_i^2)] - \right. \right. \\
 &\quad \left. \left. - [\ln((\beta_i^2 - \omega_k^2)^2 + (2\omega_k \alpha_i)^2)] \right\} \left( \frac{2\alpha_i^2}{\alpha_i^2 + \omega_i^2} + \frac{4\beta_i(\beta_i^2 - \omega_i^2) + 8\omega_i^2 \alpha_i^2}{(\beta_i^2 - \omega_i^2)^2 + 4\omega_i^2 \alpha_i^2} \right) \right) = \\
 &= \left( \left\{ \ln S(\omega_k, t_i) - 2k \ln\left(\frac{\omega_i H}{k!}\right) - \sum_{i=1}^n [2 \ln c_i + \ln(\alpha_i^2 + \omega_i^2)] - \right. \right. \\
 &\quad \left. \left. - [\ln((\beta_i^2 - \omega_k^2)^2 + (2\omega_k \alpha_i)^2)] \right\} \left( \frac{2\alpha_i^2(\beta_i^2 - \omega_i^2)^2 + 8\omega_i^2 \alpha_i^4 + (\alpha_i^2 + \omega_i^2) + 2[4\beta_i(\beta_i^2 - \omega_i^2) + 8\omega_i^2 \alpha_i^2]}{(\alpha_i^2 + \omega_i^2)[(\beta_i^2 - \omega_i^2)^2 + 4\omega_i^2 \alpha_i^2]} \right) \right) = \quad (19) \\
 &= \left( \left\{ \ln S(\omega_k, t_i) - 2 \ln(\omega_i H) - 4 \ln\left(\frac{\omega_i H}{2}\right) - 6 \ln(6) - 3 \times \sum_{i=1}^n [2 \ln c_i + \ln(\alpha_i^2 + \omega_i^2)] - \right. \right. \\
 &\quad \left. \left. - [\ln((\beta_i^2 - \omega_k^2)^2 + (2\omega_k \alpha_i)^2)] \right\} \left( \frac{2\alpha_i^2(\beta_i^2 - \omega_i^2)^2 + 8\omega_i^2 \alpha_i^4 + (\alpha_i^2 + \omega_i^2) + 2[4\beta_i(\beta_i^2 - \omega_i^2) + 8\omega_i^2 \alpha_i^2]}{(\alpha_i^2 + \omega_i^2)[(\beta_i^2 - \omega_i^2)^2 + 4\omega_i^2 \alpha_i^2]} \right) \right).
 \end{aligned}$$

Побудуємо графік (рис. 3), який наглядно покаже точність апроксимації при розрахунку коефіцієнта  $\beta$ . Графік схожості ряду апроксимації функції з її оригіналом.

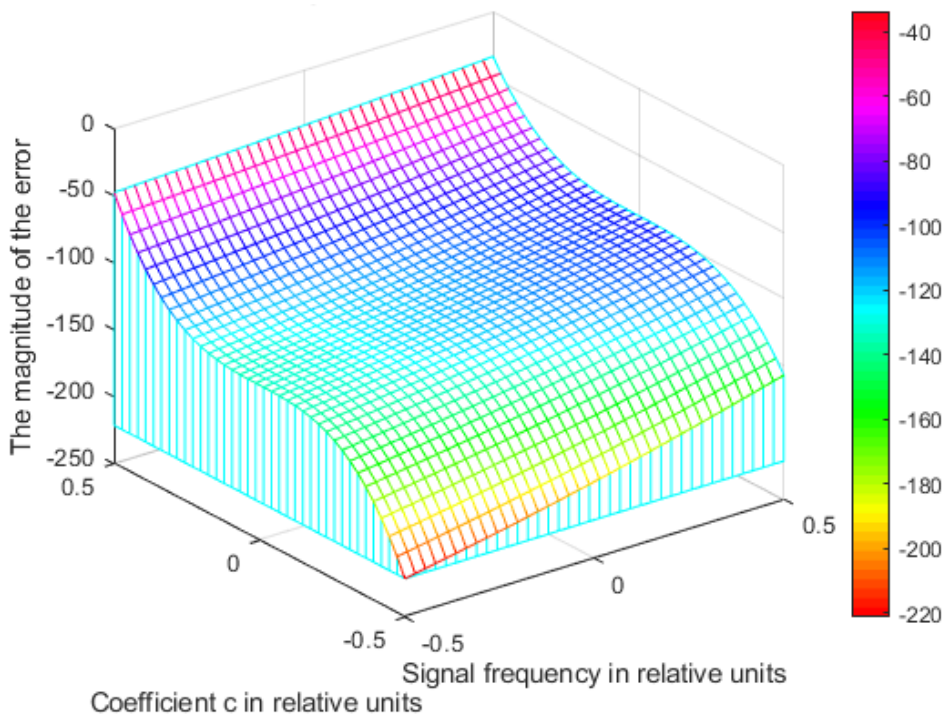


Рис. 3. Графік збіжності моделі за параметром  $\beta$

Як бачимо з графіку 3, при заданих параметрах перших наголосних формант, похибка не виходить за рамки 14,5%. Це є припустимим, та свідчить про адекватність запропонованої моделі оцінки параметра апроксимації  $\beta$ .

Рівняння (16) набуде вигляду:

© Дробик, О. В., Лаптев, О. А., Пархоменко, І. І., Богуславська, О. В., Пепа, Ю. В., & Пономаренко, В. В. (2024). Розпізнавання радіосигналів на основі апроксимації спектральної функції у базисі передатних функцій резонансних ланок другого порядку. Сучасний захист інформації, 2(58), 13–23. <https://doi.org/10.31673/2409-7292.2024.020002>.



$$\begin{aligned}
\frac{\partial \sigma_i^2}{\partial \alpha_i} &= \sum_{k=1}^N 2 \left( \left\{ \ln S(\omega_k, t_i) - 2k \ln\left(\frac{\omega_i H}{k!}\right) - \sum_{i=1}^n [2 \ln c_i + \ln(\alpha_i^2 + \omega_i^2)] - \right. \right. \\
&\quad \left. \left. - [\ln((\beta_i^2 - \omega_k^2)^2 + (2\omega_k \alpha_i)^2)] \right\} \left( \frac{2\alpha_i^2}{\alpha_i^2 + \omega_i^2} + \frac{8\omega_i^2 \alpha_i^2}{(\beta_i^2 - \omega_i^2)^2 + 4\omega_i^2 \alpha_i^2} \right) \right) = \\
&= \left( \left\{ \ln S(\omega_k, t_i) - 2k \ln\left(\frac{\omega_i H}{k!}\right) - \sum_{i=1}^n [2 \ln c_i + \ln(\alpha_i^2 + \omega_i^2)] - \right. \right. \\
&\quad \left. \left. - [\ln((\beta_i^2 - \omega_k^2)^2 + (2\omega_k \alpha_i)^2)] \right\} \left( \frac{2\alpha_i^2(\beta_i^2 - \omega_i^2)^2 + 8\omega_i^2 \alpha_i^4 + 8\omega_i^2 \alpha_i^2(\alpha_i^2 + \omega_i^2)}{(\alpha_i^2 + \omega_i^2)[(\beta_i^2 - \omega_i^2)^2 + 4\omega_i^2 \alpha_i^2]} \right) \right) = \quad (20) \\
&= \left( \left\{ \ln S(\omega_k, t_i) - 2 \ln(\omega_i H) - 4 \ln\left(\frac{\omega_i H}{2}\right) - 6 \ln(6) - 3 \times \sum_{i=1}^n [2 \ln c_i + \ln(\alpha_i^2 + \omega_i^2)] - \right. \right. \\
&\quad \left. \left. - [\ln((\beta_i^2 - \omega_k^2)^2 + (2\omega_k \alpha_i)^2)] \right\} \left( \frac{2\alpha_i^2(\beta_i^2 - \omega_i^2)^2 + 8\omega_i^2 \alpha_i^4 + 8\omega_i^2 \alpha_i^2(\alpha_i^2 + \omega_i^2)}{(\alpha_i^2 + \omega_i^2)[(\beta_i^2 - \omega_i^2)^2 + 4\omega_i^2 \alpha_i^2]} \right) \right).
\end{aligned}$$

Побудуємо графік (рис. 4), який наглядно покаже точність апроксимації при розрахунку коефіцієнта  $\alpha$ . Графік схожості ряду апроксимації функції з її оригіналом.

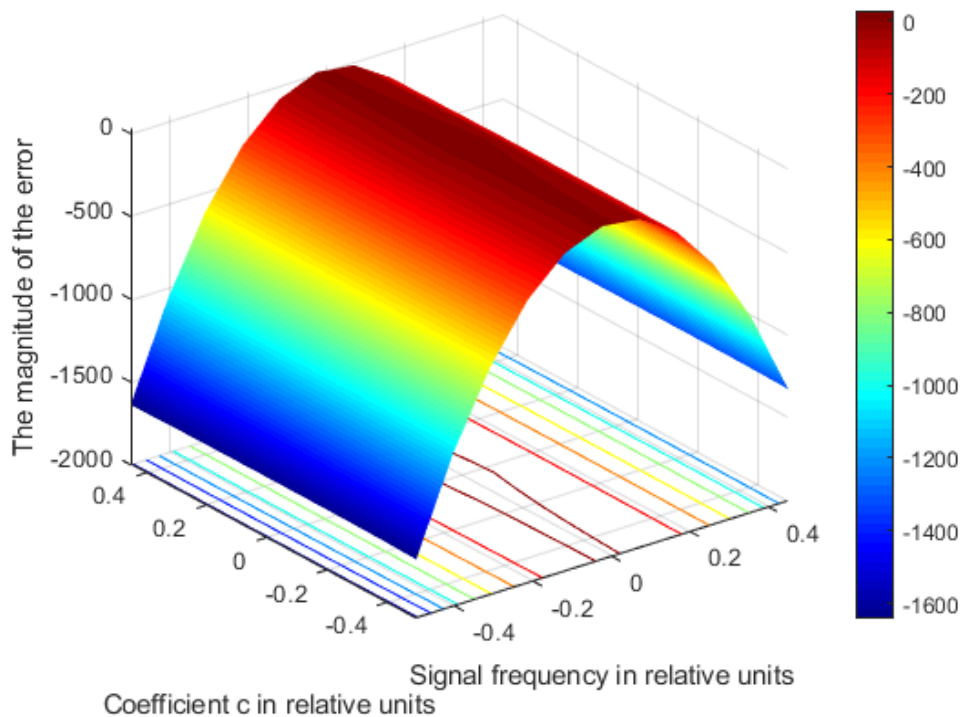


Рис. 4. Графік збіжності моделі за параметром  $\alpha$

Як бачимо з графіку 4, при заданих параметрах перших наголосних формант, похибка не виходить за рамки 15,5%. Це свідчить про адекватність запропонованої моделі оцінки параметра апроксимації  $\alpha$ .

#### Обговорення експериментальних результатів та переваг методу.

Розроблений метод виявлення сигналів засобів негласного отримання інформації на основі апроксимації спектральної функції в основі передавальних функцій резонансних ланок другого порядку дозволяє виявляти ці сигнали з більшою ефективністю. Новизна методу полягає у поєднанні двох методів, методу диференціальних перетворень та методу

апроксимації спектральної функції на основі передавальних функцій резонансних одиниць другого порядку.

Сигнали засобів прихованого пошуку інформації можуть бути апроксимовані диференціальними перетвореннями Тейлора, або, простіше кажучи, перетвореннями Т. До того, диференціальні зображення — це диференціальні Т - спектри. Для виявлення сигналів засобів прихованого отримання інформації пропонується використовувати на першому етапі, щоб отримати спектр сигналів, метод диференціальних перетворень. Але на другому етапі для отримання компонентних сигналів використовують метод апроксимації спектральної функції на основі передавальних функцій резонансних одиниць другого порядку. Це дозволяє скористатися обома методами.

Метод диференціальних перетворень. На відміну від відомих інтегральних перетворень Лапласа та Фур'є, зображення знаходять за допомогою операцій диференціації, а не інтегрування. Головною перевагою цього методу є те, що його можна застосовувати безпосередньо для розв'язання систем нелінійних рівнянь без їх попередньої лінеаризації. Метод апроксимації спектральної функції на основі передавальних функцій резонансних одиниць другого порядку дозволяє обчислити параметри сигналів на зрізі спектральної функції.

Для підтвердження запропонованого розробленого методу проведено моделювання методу виявлення сигналів засобів прихованого отримання інформації на основі апроксимації спектральної функції в основі передавальних функцій резонансних одиниць другого порядку. Отримані графічні матеріали, повністю підтверджуючи можливість визначення сигналу засобів прихованого отримання інформації пропонуваним способом, доводять переваги розробленого методу над методами, які існують на сьогодні. Головною перевагою запропонованого методу є те, що він може бути застосований безпосередньо до розв'язування систем нелінійних рівнянь без їх попередньої лінеаризації, дозволяє рішення в аналітичній формі, що значно зменшує обсяг обчислювальної роботи та значно скорочує час на пошук сигналів засобів негласного отримання інформації.

Подальші шляхи вдосконалення методу можна зробити, враховуючи шум пристрою та перешкоди від пошукових сигналів.

## Висновки

Запропоновано метод виявлення технічних засобів, що використовуються для передачі перехопленої інформації радіоканал. Метод засновано на методиці диференціальних перетворень та апроксимації спектральної функції у базисі передатних функцій резонансних ланок другого порядку. Показано, що сигнали засобів негласного отримання інформації можливо апроксимувати диференціальними тейлорівськими перетвореннями, або простіше Т-перетвореннями. Причому диференціальні зображення є диференціальними Т-спектрами.

Запропоновано на першому етапі визначати спектр сигналів (спектральну функцію). Далі потрібно проводити апроксимацію отриманої спектральної функції у базисі передатних функцій резонансних ланок другого порядку. З метою вилучення складових істотного сигналу. Надалі проводиться аналіз вилучення складових істотного радіосигналу з метою визначення сигналів засобів негласного отримання інформації. Отримані результати дають можливість визначати радіосигнали засобів негласного отримання інформації, які мають незначні відхилення від сигналів технічних засобів, що легально працюють у заданому радіодіапазоні.

Ефективність запропонованого підходу оцінена за допомогою комп'ютерного моделювання у середовищі MATLAB. З метою підтвердження запропонованої методики проведено математичне моделювання для сигналів засобів негласного отримання інформації що представлені експонентною функцією. Моделювання проводилось з метою визначення помилки апроксимації за запропонованим методом. Величина помилки апроксимації у відносних одиницях, за коефіцієнтами апроксимації, відрізняється за першим коефіцієнтом на

10%, за другим на 9,5%, за третім на 14% та за четвертим на 5,5%. Отримані графічні матеріали. Графічні матеріали цілком підтверджують, що помилка апроксимації знаходиться у діапазоні 5,5–14,5%, що є гарним результатом та доводить достовірність запропонованої методики.

### Перелік посилань

1. Berkman, L., Barabash, O., Tkachenko, O., Musienko, A., Laptiev, O., Salanda, I. The Intelligent Control System for infocommunication networks. *International Journal of Emerging Trends in Engineering Research (IJETER)* Volume 8. No. 5, May 2020. Scopus Indexed - ISSN 2347 – 3983. P.1920 – 1925.
2. Laptiev, O., Shuklin, G., Hohonians, S., Zidan, A., Salanda, I. Dynamic model of Ceber Defence Diagnostics of information Systems with the Use of Fozzy Technologies IEEE ATIT 2019 Conference Proceedings Kyiv, Ukraine, December 18-20, P.116-120.
3. Ruban, I., Bolohova, N., Martovytskyi, V., Lukova-Chuiko, N., Lebediev, V. Method of sustainable detection of augmented reality markers by changing deconvolution. *International Journal of Advanced Trends in Computer Science and Engineering (IJATCSE)*. Volume 9, No.2, March-April 2020, pp.1113-1120.
4. Savchenko, V., Ilin, O., Hnidenko, N., Tkachenko, O., Laptiev, O., Lehominova, S. Detection of Slow DDoS Attacks based on User's Behavior Forecasting. *International Journal of Emerging Trends in Engineering Research (IJETER)* Volume 8. No. 5, May 2020. Scopus Indexed - ISSN 2347 – 3983. P.2019 – 2025.
5. Laptiev, O., Shuklin, G., Savchenko, V., Barabash, O., Musienko, A., Haidur, H. The Method of Hidden Transmitters Detection based on the Differential Transformation Model. *International Journal of Advanced Trends in Computer Science and Engineering*. 2019. Vol. 8, №6, November- December. P . 538 – 542.
6. Hryshchuk, R., Korobiichuk, I., Horoshko, V., Khokhlacheva, Y. Microprocessor Means for Technical Diagnostics of Complex Systems. *Computer Modeling and Intelligent Systems – 2019*. – Vol. 2353. p. 1020–1029.
7. Ahmad, M. Z., Alsarayreh, D., Alsarayreh, A., Qaralleh, I. Differential Transformation Method (DTM) for Solving SIS and SI Epidemic Models. *Sains Malaysiana*. 2017. Vol. 46(10). pp. 2007–2017.
8. Pukhov, G. E. *Differential spectra and models*. Kiev: Scientific Thought, 1990. 188 p.
9. Karpov, O. N., Gabovich, A. G., Marchenko, B. G., Khoroshko, V. A., Shcherbak, L. N. *Computer technologies of speech signal recognition*. - Kiev: Scientific edition, 2005. -138.
10. Hryshchuk, R., Korobiichuk, I., Ivanchenk, S., Roma, O., Golishevsky, A. The Throughput of Technical Channels as an Indicator of Protection Discrete Sources from Information Leakage. *Computer Modeling and Intelligent Systems – 2019*. – Vol. 2353. p. 523–532.
11. Narayana, V. V., Ahammad, Sk. H., Chandu, B. V., Rupesh, G., Naidu, G. Abishek, G., Gopal, P. Estimation of Quality and Intelligibility of a Speech Signal with varying forms of Additive Noise. *International Journal of Emerging Trends in Engineering Research*. Volume 7, No. 11 November 2019. pp.430-433.
12. Лаптев, О. А., Мусієнко, А. П., Собчук, В. В., Борсук, Б. М. Методика вибору оптимального вхідного сигналу радіомоніторингу для програмних засобів на базі перетворення Фур'є . *Наукове періодичне видання Системи управління, навігації та зв'язку*, Полтава: ПНТУ, 4(56), 2019, С.135 – 141.
13. Laptiev, O., Pohasii, S., Milevskyi, S., Sobchuk, A., Barabash, A. Detection illegal of means of obtaining of information by the method of determining the deviation of characteristics of radio signal from the specified parameters. *Znanstvena misel journal. Slovenia*. Vol. 1, №61, 2021, pp.23-29. ISSN 3124-1123.
14. Sobchuk, V., Laptiev, O., Pohasii, S., Barabash, A., Salanda, I. The mathematical model of information network protection based on hierarchic. *Scientific discussion. Praha, Czech Republic*. Vol. 1, No 61, 2021. pp.31– 36. ISSN 3041-4245.
15. Yevseiev, S., Laptiev, O., Korol, O., Pohasii, S., Milevskyi, S., Khmelevsky, R. Analysis of information security threat assessment of the objects of information activity. *International independent scientific journal. Poland*. Vol. 1, №34, 2021, pp.33 – 39. ISSN 3547-2340.
16. Yevseiev, S., Laptiev, O., Korol, O., Pohasii, S., Milevskyi, S. The methodology of automatical detection of digital illegal obtaine means of information. *Scientific discussion. Praha, Czech Republic*. Vol. 1, No 62, 2021. pp. 16– 22. ISSN 3041-4245.
17. Laptiev, O., Pohasii, S., Milevskyi, S., Khmelevsky, R., Barabash, A., Ponomarenko, V. Information security of the eGovernment. *Journal of science. Lyon*. №27, 2021, pp.49-54. ISSN 3475-3281.
18. Наконечний, В., Лаптев, О., Погасій, С., Лазаренко, С., Мартинюк, Г. Відбір джерел з неправдивою інформацію методом бджолоїної колонії. *Наукоємні технології. Інформаційні технології, кібербезпека*. Том 52 № 4 (2021) стр.330-337. DOI: <https://doi.org/10.18372/2310-5461.52.16379>.

Надійшла 28.03.2024