

Keywords: cyber action, cyber attack, cyber defense, cyber intelligence, cyber security, cyberspace, cyber operation, cyber threat, cyber security information infrastructure entities, cyber security infrastructure subjects.

УДК 004.056.53

к.т.н., с.н.с. **Лаптев О.А.** (ДУТ)
к.ф.-м.н., доц. **Собчук В.В.** (ДУТ)
д.т.н., проф. **Савченко В.А.** (ДУТ)

DOI: <https://doi.org/10.17721/2519-481X/2020/66-09>

МЕТОД ПІДВИЩЕННЯ ЗАВАДОСТІЙКОСТІ СИСТЕМИ ВИЯВЛЕННЯ, РОСПІЗНАВАННЯ І ЛОКАЛІЗАЦІЇ ЦИФРОВИХ СИГНАЛІВ В ІНФОРМАЦІЙНИХ СИСТЕМАХ

В процесі виявлення, розпізнавання, та локалізації сигналу засобів негласного отримання інформації в інформаційних системах актуальним питанням є підвищення завадостійкості. В статті досліджено особливості використання фільтрів низької частоти з квадратичною та лінійною залежністю відгуку від вхідного сигналу. Показано, що принцип роботи фільтрів полягає у тому, що виконується процес підсумовування. При цьому, корисний сигнал підсумовується когерентно, а сигнал завади – некогерентно, тобто корисний сигнал збільшується, а сигнал завади зменшується. Під час впливу на вхід лінійного та квадратичного фільтрів прямокутного імпульсу, який імітує сигнал сучасних цифрових засобів негласного отримання інформації, визначені необхідні для подальшого використання параметри вхідних та вихідних сигналів: математичне сподівання, коефіцієнт кореляції, дисперсія, середньоквадратичне відхилення, відношення сигналів до завад у часовому та спектральному вигляді. Обчислено коефіцієнт виграшу, який показує ефективність використання фільтрів низької частоти.

Наведено графіки огинаючої напруги на виході ідеального смугового фільтру при впливі на вхід прямокутного імпульсу з різною тривалістю – сигналу засобів негласного отримання інформації. Проведено моделювання процесу фільтрації при різних коефіцієнтах кореляції. Це підтвердило можливість виділення сигналу засобів негласного отримання інформації методом визначення двомірної щільності ймовірності сигналу завади на фоні загального сигналу.

Досліджується процес підвищення завадостійкості системи у цілому. Доведено, що використання у процесі обробки сигналів вузько-смугових фільтрів низької частоти дозволяє досягти підвищення завадостійкості системи визначення, розпізнавання та локалізації засобів негласного отримання інформації на 23 %.

Ключові слова: завадостійкість, фільтр, математичне сподівання, дисперсія, моделювання.

Вступ. Під завадою радіосигналу в роботі розуміється будь-який вид електричних коливань, який, проникаючи в радіоприймальні пристрої із зовні або виникаючи всередині його, ускладнює визначення радіосигналу. Сигнал і завада, одночасно діють на вході приймача, відтворюються на виході останнього у вигляді випадкового коливального процесу. В результаті цього неможливо точно визначити параметри сигналу. Нормальне визначення сигналу можливо тільки при певному співвідношенні потужності сигналу і завади на виході приймача. Найменша потужність сигналу, при якій забезпечується задовільне визначення сигналу, залежить від рівня завад. Ця величина потужності характеризує чутливість приймача. Здатність радіоприймального пристрою приймати із заданою якістю сигнал при наявності завад називається завадостійкістю. Покращення завадостійкості радіоприймальних пристроїв – одна з основних і найскладніших проблем радіотехніки. Для успішного вирішення її необхідно вивчити властивості та характер впливу завад на сигнал, а потім визначити способи ослаблення їх впливу на якість визначення сигналу.

Питання подолання завад мають свої особливості і у процесі виявлення, розпізнавання, та локалізації сигналу засобів негласного отримання інформації (ЗНОІ). З цією метою розглянемо питання завадостійкості при дослідженні вищезазначених процесів.

Аналіз останніх публікацій та постановка проблеми. Розгляду питання завадостійкості присвячено значну кількість публікацій. Так у [1] розглядаються технічні методи підвищення ефективності радіозв'язку, пов'язані з завадостійкістю. Розглянуто методи підвищення завадозахищеності і завадостійкості та наведено фактори, які їх формують. В якості найбільш небезпечних завад, які впливають на роботу радіостанції, виділені фактори ретрансляції, коли кореляційна функція корисного сигналу і завади приймають великі значення у порівнянні із значеннями для завади псевдоймовірної послідовності та гармонічної завади. Показано, що варіанти кодування джерела інформації принципово не впливають на стійкість радіостанцій при дії зазначених завад. Проте, питання завадостійкості під час пошуку ймовірних сигналів не розглядаються.

В роботі [2] розглядається процес завадостійкості типового тракту виявлення, складеного з послідовно включених модулів: ідеального смугового фільтра, квадратичного детектора і ідеального інтегратора. Описана методика визначення ймовірнісних характеристик виявлення може бути застосована для дослідження типових трактів, складених із інших елементів, що представляє суттєвий практичний інтерес. Разом із тим, питанням впливу завади на прямокутний сигнал, що є аналогічним до сигналу засобу негласного отримання інформації, не приділяється уваги.

У статті [3] із застосуванням методів статистичної радіотехніки проаналізовано завадостійкість прийому сигналів з квадратурною амплітудною модуляцією в присутності шумової та гармонічної завади. Отримано залежності ймовірності бітової помилки від відношення сигнал/шум, від інтенсивності завади та від її розкладу щодо центральної частоти спектра корисного сигналу. Показано, що прийом сигналів з квадратурною амплітудною модуляцією сильно погіршується при наявності гармонічної завади та зі збільшенням позиційності сигналів цей вплив посилюється. Проте, визначення сигналів ЗНОІ не розглядається.

У статті [4] на основі розподілених моделей запропоновано метод приведення голосових сигналів до єдиного вікна амплітуди та часу. Також запропоновано розподілені кластеризовані схеми навчання голосових сигналів для формування опорних моделей мовних голосових звуків. Ці методи дозволяють швидко перетворити квазіперіодичні ділянки різної довжини в єдине вікно амплітуди й часу для подальшого порівняння, а також визначити оптимальну кількість кластерів, що збільшує ймовірність кластеризації. Запропоновані методи можуть бути використані в системах розпізнавання сигналів.

У роботі [5] на основі досліджень, проведених в MATLAB, була розроблена модель оптимізації для вимірювання потужності в контурах. Запропоновані алгоритми можуть бути використані при розробці характеристик різних інформаційних сигналів, в тому числі сигналів від засобів негласного отримання інформації.

В [6] досліджено вплив багатопроменевого поширення радіохвиль на передавання звукового контенту через канали з нормальним та логнормальним розподілом завад з використанням безпроводових технологій GSM та WiMAX. Для дослідження в програмному середовищі MATLAB Simulink побудовано відповідні моделі приймально-передавальних трактів з використанням елементів бібліотеки Communication System Toolbox. Разом із тим, в роботі не використовуються *фільтри низької частоти з квадратичною та лінійною залежністю відгуку від вхідного сигналу*.

В [7] запропоновано методика взаємодії мобільних технічних об'єктів в процесі передачі потоків даних в умовах впливу потужного електромагнітного поля.

Робота [8] присвячена підвищенню завадостійкості інформаційних повідомлень в умовах дії потужних електромагнітних завад шляхом застосування складних сигнально-кодових конструкцій. Це дозволяє підвищити обсяг та швидкість передачі інформації. В результаті кодування інформації надкороткими імпульсами у безпроводових системах передачі

інформації проведена кількісна та якісна оцінка ефективності запропонованого методу. Проте, методам фільтрації сигналу в даній роботі не приділяється увага.

В [9] висвітлені результати досліджень щодо підвищення співвідношення сигнал / шум в системах мобільного зв'язку. Реалізація цього напрямку здійснюється за рахунок використання методів динамічної зміни потужності передавачів, організації множинного доступу і динамічного розподілу каналів зв'язку. Проте, питання розпізнавання сигналів від засобів негласного отримання інформації не вирішуються.

З аналізу сучасної літератури можна зробити висновок, що питання завадостійкості, які мають свої особливості у процесі виявлення, розпізнавання, та локалізації сигналу засобів негласного отримання інформації, практично не розглядаються. Тому на сьогоднішній день виявляється доцільним дослідити питання завадостійкості в автоматизованій системі виявлення, розпізнавання та локалізації засобів негласного отримання інформації.

Виклад основного матеріалу. Практично усі методи завадостійкості приймання сигналів засновані на принципі усереднення сигналу та завади. Даний принцип полягає у тому, що виконується процес підсумовування. При чому, корисний сигнал підсумовується когерентно, а сигнал завади – некогерентно. З метою усереднення корисного сигналу та завади застосовуються лінійні системи двох типів: вузькосмугові фільтри та фільтри низької частоти. При цьому можливо оптимізувати фільтри низької частоти або вузькосмугові фільтри.

Для розгляду питання фільтрації завад, зробимо припущення, що сам вузькосмуговий фільтр не вносить спотворення в форму сигналу, який пройшов через нього. Ідеальний смуговий фільтр – це фільтр з амплітудно-частотною характеристикою виду:

$$K(\omega) = \begin{cases} 1 & \text{якщо } \omega_0 - \frac{\Delta\omega}{2} \leq |\omega| \leq \omega_0 + \frac{\Delta\omega}{2} \\ 0 & \text{якщо } \left[-\infty, \omega_0 - \frac{\Delta\omega}{2} \right] \cup \left[\omega_0 + \frac{\Delta\omega}{2}, \infty \right] \end{cases}, \quad (1)$$

де $\Delta\omega$ – полоса пропускання фільтру.

Для ідеального фільтру ефективна полоса $\Delta\omega_e$ та полоса на рівні $0,707 - \Delta\omega\sqrt{2}$, що дорівнює полові прозорості фільтру $\Delta\omega$.

Для фільтрів вірним є припущення, що $\Delta\omega \ll \Delta\omega_0$.

Частотна характеристика виразу для (1), це імпульсна перехідна характеристика, яка буде визначатися виразом:

$$h_\delta(t) = \frac{\Delta\omega}{\pi} \cdot \frac{\sin \frac{\Delta\omega t}{2}}{\frac{\Delta\omega t}{2}} \cos \omega_0 t. \quad (2)$$

З огляду на те, що сигнал цифрового ЗНОІ являється імпульсом [10], то можна обчислити огинаючу напруги на виході ідеального фільтру при впливі на нього прямокутного імпульсу тривалістю T :

$$x(t) = \begin{cases} X_m \cos \omega_0 t & \text{якщо } 0 \leq t \leq T \\ 0 & \text{якщо } \left[-\infty, 0 \right] \cup \left[T, \infty \right] \end{cases}, \quad (3)$$

де X_m – огинаюча сигналу $x(t)$ на вході фільтру.

За допомоги теореми про огинаючу напруги вузькосмугового фільтру, запишемо вираз для огинаючої напруги на виході фільтру:

$$Y_m(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} K_{fn}(j\omega) S_{X_m}(j\omega) e^{j\omega t} dt, \quad (4)$$

де $S_{X_m}(j\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} X_m e^{-j\omega t} dt$ – амплітудний спектр огинаючої сигналу $x(t)$,

K_{fn} – комплексний коефіцієнт передачі фільтра низької частоти:

$$K_{fn}(j\omega) = \begin{cases} 1 & \text{якщо } -\frac{\Delta\omega}{2} \leq |\omega| \leq \frac{\Delta\omega}{2} \\ 0 & \text{якщо } |\omega| > \frac{\Delta\omega}{2} \end{cases} \quad (5)$$

Якщо підставити вираз (5) у вираз (4), то отримаємо вираз:

$$Y_m(t) = \frac{X_m}{2\pi} (Si(\Delta\omega t) - Si(\Delta\omega(t-T))), \quad (6)$$

де $Si(z) = \int_0^z \frac{\sin t}{t} dt$ – інтегральний синус [11].

На рис. 1 приведено графіки залежності тривалості впливаючого прямокутного імпульсу (рожевий колір – тривалість імпульсу $T=1$, червоний колір – $T=10$, зелений колір – $T=15$ та чорний колір – $T=20$) від діапазону частоти (полоси пропускання фільтра).

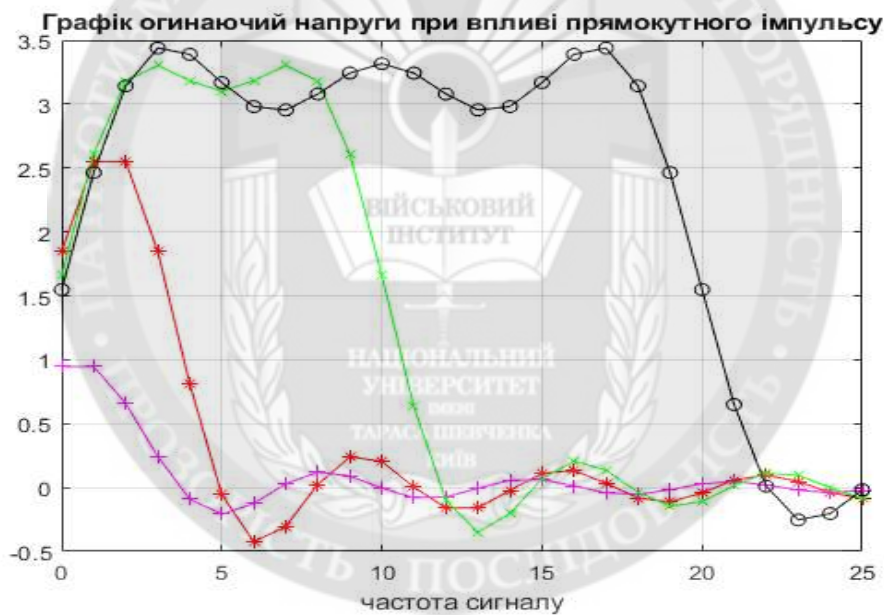


Рисунок 1 – Графік огинаючої напруги при впливі прямокутного імпульсу сигналу

З наведених графіків бачимо суттєві відмінності вхідного прямокутного імпульсу від вихідного сигналу. Спотворення вхідного імпульсу зростає при збільшенні його тривалості. Це спотворення форми імпульсу можливо охарактеризувати співвідношенням тривалості фронту огинаючої імпульсу на виході фільтра до тривалості огинаючої вихідного імпульсу.

Це свідчить про те, що короткочасні прямокутні сигнали можливо виділяти за допомогою смугового фільтра [12].

Для подальшого обчислення сигналу завади, визначимо коефіцієнт автокореляції білого шуму, який пройшов через смуговий фільтр:

$$R_w(\tau) = \frac{\int_0^{\infty} K^2(\omega) \cos \omega \tau d\omega}{\int_0^{\infty} K^2(\omega) d\omega}. \quad (7)$$

Зробивши підстановку виразу (1) у вираз (7) отримаємо:

$$R_w(\tau) = \frac{1}{\Delta\omega} \int_{\omega_0 - \frac{\Delta\omega}{2}}^{\omega_0 + \frac{\Delta\omega}{2}} \cos \omega \tau d\omega = \frac{\sin\left(\omega_0 + \frac{\Delta\omega}{2}\right) \cdot \tau - \sin\left(\omega_0 - \frac{\Delta\omega}{2}\right) \cdot \tau}{\Delta\omega \tau}, \quad (8)$$

або
$$R_w(\tau) = r_w(\tau) \cos \omega_0 \tau, \quad (9)$$

де
$$r_w(\tau) = \frac{\sin(\Delta\omega \frac{\tau}{2})}{\Delta\omega \frac{\tau}{2}} - \text{огинаюча коефіцієнта автокореляції процесу на виході}$$

смугового фільтру.

В зв'язку із тим, що сигнал цифрових ЗНОІ є сигналом прямокутного імпульсу, з огинаючою тривалістю T , то вираз має вигляд [13]:

$$y_s = \begin{cases} A \cos(\omega_0 + \varphi_0), & 0 \leq t \leq T \\ 0 &]-\infty, t[U]t, \infty[\end{cases}. \quad (10)$$

Тоді чисельні характеристики процесу фільтрації квадратичного фільтру набудуть вигляду:

$$m_1[z_{\Sigma 0}(t)] = \begin{cases} A_1 \sigma_{yN}^2 (1 + q^2), & 0 \leq t \leq T \\ A_1 \sigma_{yN}^2 = m_1[z_{N0}(t)], &]-\infty, t[U]t, \infty[\end{cases}, \quad (11)$$

де $m_1[z_{N0}(t)]$ – математичне сподівання низькочастотної флуктуації завади.

$$R_{z_{\Sigma 0}}(t, t + \tau) = \begin{cases} \frac{r_{yN}^2(\tau) + 2q^2 r_{yN}(\tau)}{1 + 2q^2} = R_{z_{\Sigma 0}}(\tau), & 0 \leq t \leq (T - \tau) \\ r_{yN}^2(\tau) = R_{z_{N0}}(\tau), &]-\infty, t[U]t, \infty[\end{cases}, \quad (12)$$

$R_{z_{N0}}(\tau)$ – коефіцієнт автокореляції низькочастотної флуктуації завади.

$$D_{z_{\Sigma N}} = \sigma_{z_{\Sigma N}}^2(t) = \begin{cases} A_1^2 \sigma_{yN}^4 (1 + 2q^2) = \sigma_{z_{\Sigma 0}}^2, & 0 \leq t \leq T \\ A_1^2 \sigma_{yN}^4 = \sigma_{z_{N0}}^2, &]-\infty, t[U]t, \infty[\end{cases}. \quad (13)$$

Процес у якого математичне сподівання та кореляційна функція не залежать від часу, на визначеному фіксованому інтервалу часу, називається квазістаціонарним. Тоді процес на виході фільтра не впливає на його адитивну суму сигналу та завади і буде квазістаціонарним [14].

Для лінійного фільтру чисельні показники процесу фільтрації приймають вигляд:

$$m_1[z_{\Sigma 0}(t)] = \frac{A_1 \sigma_{y\Sigma}^2}{\sqrt{2\pi}}; \quad (14)$$

$$R_{z_{\Sigma 0}}(\tau) \approx r_{y_N}^2(\tau); \quad (15)$$

$$\sigma_{z_{\Sigma 0}}^2 = \frac{A_1 \sigma_{y_{\Sigma}}^2}{8\pi}, \quad (16)$$

де $\sigma_{y_{\Sigma}}^2 = D_{y_{\Sigma}}$ – дисперсія сумарного процесу на вході фільтра. Вона визначається:

$$\sigma_{y_{\Sigma}}^2 = \sigma_{y_S}^2 + \sigma_{y_N}^2, \quad (17)$$

де $D_{y_S} = \sigma_{y_S}^2, D_{y_N} = \sigma_{y_N}^2$ – дисперсії сигналу та завади на вході фільтру.

Обчислимо функції взаємної кореляції $z_{N0}(t), z_{\Sigma 0}(t)$ вихідних сигналів.

У випадку сигналу із завадами, математичне сподівання для змішаного сигналу другого порядку $z_N(t), z_{\Sigma}(t)$ буде визначатися виразом:

$$\begin{aligned} m_1[z_N(t_1), z_{\Sigma}(t_2)] &= \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} z_N(t_1) z_{\Sigma}(t_2) w_2[y_N(t_1), y_{\Sigma}(t_2)] \times \\ &\times d y_N(t_1) d y_{\Sigma}(t_2) = A_2^2 \int_0^{\infty} \int_0^{\infty} y_N(t_1) y_{\Sigma}(t_2) w_2[y_N(t_1), y_{\Sigma}(t_2)] \times \\ &\times d y_N(t_1) d y_{\Sigma}(t_2) \end{aligned} \quad (18)$$

де $w_2[z_N(t_1), z_{\Sigma}(t_2)]$ – двовимірна щільність ймовірності стаціонарних нормальних процесів $y_N(t), y_{\Sigma}(t)$. Виходячи з того, що коефіцієнт автокореляції у обох сигналів однаковий та дорівнює $R_{y_N}(\tau)$, можливо записати вираз для $w_2[z_N(t_1), z_{\Sigma}(t_2)]$ – двовимірної щільності ймовірності у вигляді:

$$\begin{aligned} w_2[z_N(t_1), z_{\Sigma}(t_2)] &= \frac{1}{2\pi \sigma_{y_N} \sigma_{y_{\Sigma}} \sqrt{1 - R_{y_N}^2(\tau)}} \cdot \exp \times \\ &\times \left(-\frac{1}{2(1 - R_{y_N}^2(\tau))} \left[\frac{y_N^2(t_1)}{\sigma_{y_N}^2} - 2R_{y_N}(\tau) \frac{y_N(t_1) y_{\Sigma}(t_2)}{\sigma_{y_N} \sigma_{y_{\Sigma}}} + \frac{y_{\Sigma}^2(t_2)}{\sigma_{y_{\Sigma}}^2} \right] \right). \end{aligned} \quad (19)$$

Виконавши підстановку виду: $\frac{y_N(t_1)}{\sigma_{y_N}} = x, \frac{y_{\Sigma}(t_2)}{\sigma_{y_{\Sigma}}} = y$ отримаємо вираз:

$$m_1[z_N(t_1), z_{\Sigma}(t_2)] = \frac{A_2 \sigma_{y_N} \sigma_{y_{\Sigma}}}{2\pi \sqrt{1 - R_{y_N}^2(\tau)}} \cdot \int_0^{\infty} \int_0^{\infty} \exp \left(-\frac{x^2 - 2R_{y_N}(\tau)xy + y^2}{2(1 - R_{y_N}^2(\tau))} \right) dx dy. \quad (20)$$

З метою визначення впливу коефіцієнту кореляції (взаємозв'язку сигналу та завади) на математичне сподівання (тобто впливу завади на сигнал) проведемо моделювання процесу.

Для оцінки сили зв'язку в теорії кореляції застосовується шкала англійського математика Чеддока: слабка – від 0,1 до 0,3; помірна – від 0,3 до 0,5; помітна – від 0,5 до 0,7; висока – від 0,7 до 0,9; вельми висока (сильна) – від 0,9 до 1,0.

Тому послідовно виберемо коефіцієнт кореляції для слабкої, помірної та високої сили зв'язку відповідно [15].

Результати моделювання наведено на рис. 2-4:

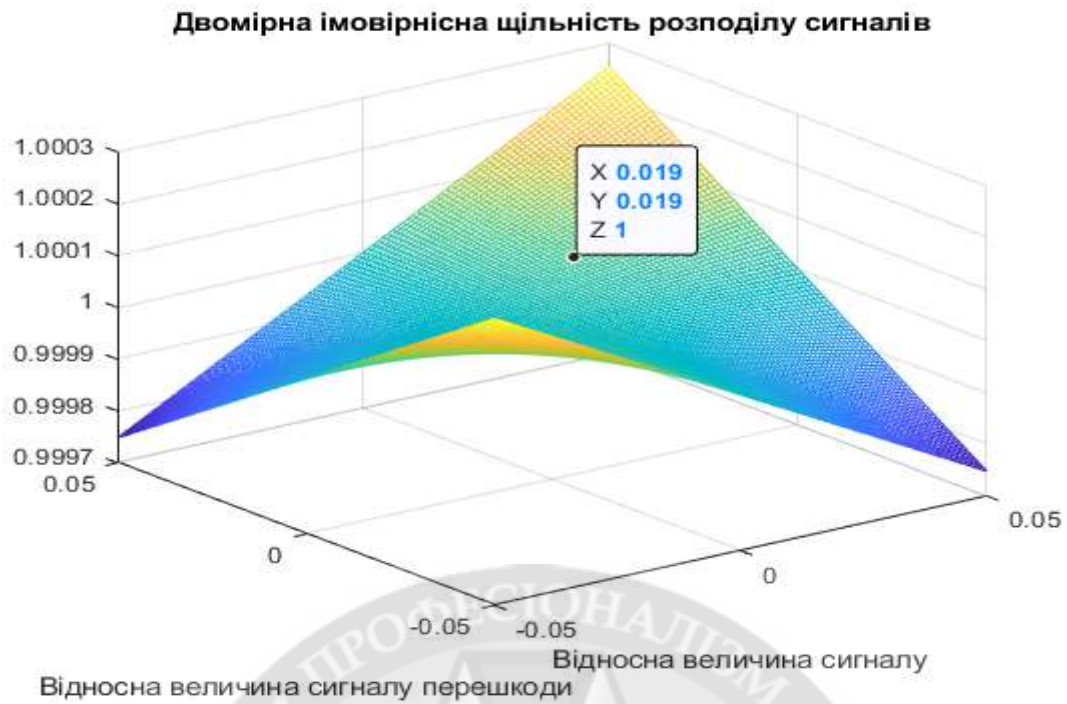


Рисунок 2 – Двомірний імовірнісний розподіл сигналів при $R_{yN}=0,1$ (слабка залежність)

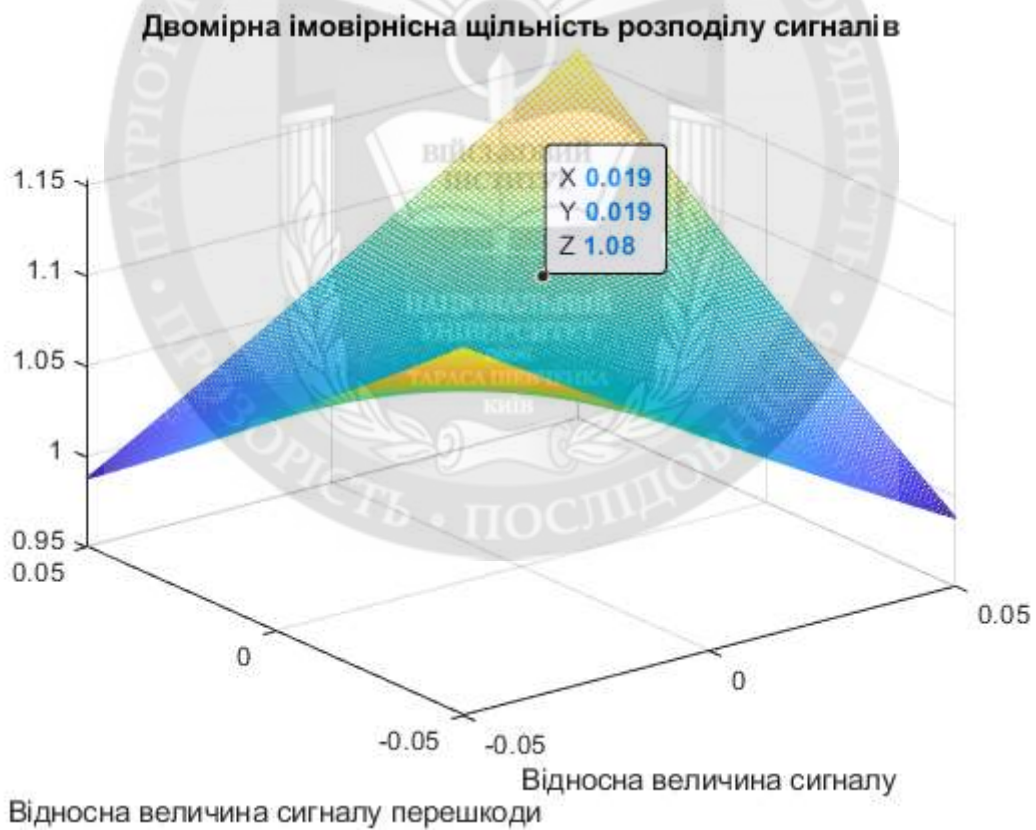


Рисунок 3 – Двомірний імовірнісний розподіл сигналів при $R_{yN}=0,3$ (помірна залежність)

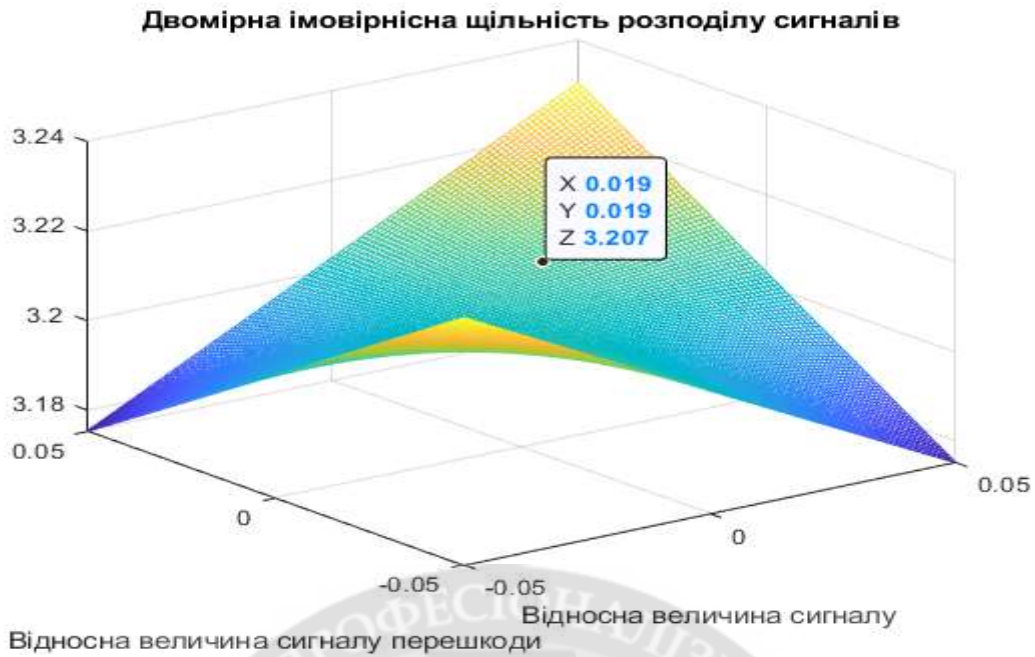


Рисунок 4 – Двомірна щільність розподілу сигналу при $R_{yN}=0,9$ (висока залежність)

Для проведення аналізу отриманих результатів на кожному з графіків взяли точку з однаковими координатами відносних величин сигналу та завади.

Як бачимо з наведених графіків рис. 2-4, зі збільшенням кореляційної залежності від слабкої до високої, величина щільності розподілу сигналу зростає. Це свідчить про можливість розрізнити сигнал та заваду, зменшення завади за рахунок фільтрації.

Для визначення співвідношення сигнал/завада на виході типового тракту при впливі на його вхід адитивної завади $N(t)$ та сигналу $S(t)$ маємо:

$$x(t) = S(t) + N(t). \quad (21)$$

Зробимо припущення, що сигнал та завада є стаціонарним білим шумом, з нульовим математичним очікуванням $m_1(S(t)) = m_1(N(t)) = 0$. Сигнал та завада між собою некорельовані: $m_1(S(t)N(t)) = 0$ та визначені на тривалому часі. Тоді можливо записати вирази:

$$D_{\Sigma} = \sigma_{\Sigma}^2 = \Delta f_e S_{\Sigma}; \quad D_s = \sigma_s^2 = \Delta f_e S_s; \quad D_N = \sigma_N^2 = \Delta f_e S_N, \quad (22)$$

де Δf_e – ефективна смуга прозорості фільтру;

$D_{\Sigma} = \sigma_{\Sigma}^2$ – дисперсія та середньоквадратичне відхилення суміші сигналів;

$D_s = \sigma_s^2$ – дисперсія та середньоквадратичне відхилення сигналу;

$D_N = \sigma_N^2$ – дисперсія та середньоквадратичне відхилення завади;

$S_{\Sigma}; S_s; S_N$ – спектральні щільності відповідно суміші сигналу та завади, сигналу і завади.

Із прийнятих нами припущень виходить:

$$\sigma_{\Sigma}^2 = \sigma_s^2 + \sigma_N^2 \quad \text{або} \quad D_{\Sigma} = D_s + D_N. \quad (23)$$

Низькочастотну складову напруги на виході тракту, виявлену в момент відліку $t = T$, позначимо $u_{\Sigma 0}$, напругу завади u_{N0} , напругу суми сигналу $u_{\Sigma 0}$. Необхідно відмітити, що u_{N0} та $u_{\Sigma 0}$ є випадковими величинами.

Поява сигналу на вході тракту, виявленого у момент часу $t = T$, може привести до зміни математичного сподівання низькочастотної складової напруги на виході тракту, від величини $m_1[u_{N0}(t)]$ до $m_1[u_{\Sigma 0}(t)]$. Це збільшення сигналу назвемо корисним сигналом. Запишемо для нього вираз:

$$C = m_1[u_{\Sigma 0}(T)] - m_1[u_{N0}(T)] = \Delta m_1[u_0(T)]. \quad (24)$$

В такому випадку, завада у той же момент часу $t = T$, буде визначатися середньоквадратичним значення флуктуації випадкової ймовірної величини:

$$N = \sigma_{u_{\Sigma}}(T) = \left(m_1[u_{\Sigma 0}^2(T)] - m_1^2[u_{\Sigma 0}(T)] \right)^{\frac{1}{2}}. \quad (25)$$

Відношення сигнал/завада при $t = T$ буде мати вигляд:

$$\frac{C}{N} = \frac{m_1[u_{\Sigma 0}(T)] - m_1[u_{N0}(T)]}{\left(m_1[u_{\Sigma 0}^2(T)] - m_1^2[u_{\Sigma 0}(T)] \right)^{\frac{1}{2}}}. \quad (26)$$

Вирази (17 – 19) є визначенням сигналу, завади та відношенні сигнал/завада на виході приймального тракту. В подальшому, нашим завданням буде визначити сигнал, заваду та їх співвідношення через відповідні параметри на вході приймального тракту.

Цей взаємозв'язок можливо визначити двома методами: спектральним та часовим.

При часовому методі напруга на виході приймального тракту у момент часу $t = T$ буде визначатися виразом:

$$u(T) = \int_0^T h_{\delta}(T-t)z(t)dt, \quad (27)$$

де h_{δ} – імпульсна перехідна характеристика фільтру, $z(t)$ – вхідна напруга.

Математичне сподівання цієї напруги при впливі на вхід суміші сигналу та завади буде мати вигляд:

$$m_1[u_{\Sigma}(T)] = \int_0^T h_{\delta}(T-t)m_1[z_{\Sigma}(t)]dt. \quad (28)$$

В зв'язку з тим що z_{Σ} – процес стаціонарний, то його математичне сподівання не залежить від часу, тоді маємо:

$$m_1[u_{\Sigma}(T)] = m_1[z_{\Sigma}(t)] \int_0^T h_{\delta}(T-t)dt = m_1[z_{\Sigma}(t)] \int_0^T h_{\delta}(t)dt. \quad (29)$$

Аналогічно можливо визначити математичне сподівання при впливі тільки завади:

$$m_1[u_N(T)] = m_1[z_N(t)] \int_0^T h_{\delta}(t)dt. \quad (30)$$

Підставляючи вирази (18) та (19) у вираз (13) отримаємо:

$$C = \Delta m_1[z_0(T)] \int_0^T h_{\delta}(t)dt, \quad (31)$$

де $\Delta m_1[z_0(t)] = m_1[u_{\Sigma 0}(t)] - m_1[u_{N0}(t)]$ збільшення математичного сподівання низькочастотної складової напруги на виході фільтру.

Дисперсія флуктуацій на виході фільтру низьких частот визначається:

$$D_{u\Sigma} = \sigma_{u\Sigma}^2 = \left(m_1 \left[u_{\Sigma}^2(T) \right] - m_1^2 \left[u_{\Sigma}(T) \right] \right). \quad (32)$$

З виразу:

$$u_{\Sigma}^2(T) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} h_{\delta}(T-t_1, T) h_{\delta}(T-t_2, T) z_{\Sigma}(t_1) z_{\Sigma}(t_2) dt_1 dt_2 \quad (33)$$

маємо:

$$m_1 \left[u_{\Sigma}^2(T) \right] = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} h_{\delta}(T-t_1, T) h_{\delta}(T-t_2, T) m_1 \left[z_{\Sigma}(t_1) z_{\Sigma}(t_2) \right] dt_1 dt_2; \quad (34)$$

$$D_{u\Sigma} = \sigma_{u\Sigma}^2(T) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} h_{\delta}(T-t_1, T) h_{\delta}(T-t_2, T) \times \\ \times m_1 \left[z_{\Sigma}(t_1) z_{\Sigma}(t_2) \right] dt_1 dt_2 - m_1^2 \left[z_{\Sigma}(t) \right] \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} h_{\delta}(T-t_1, T) h_{\delta}(T-t_2, T) \times \quad (35)$$

$$\times h_{\delta}(T-t_2, T) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} h_{\delta}(T-t_1, T) h_{\delta}(T-t_2, T) \times \\ \times m_1 \left[z_{\Sigma}(t_1) z_{\Sigma}(t_2) \right] dt_1 dt_2 - m_1^2 \left[z_{\Sigma}(t) \right] dt_1 dt_2$$

Зробимо заміну: $\tau = t_2 - t$; $d\tau = dt_2$; $t = t_2$; $dt = dt_1$ Тоді будемо мати:

$$D_{u\Sigma} = \sigma_{u\Sigma}^2 = \sigma_{z\Sigma}^2 \left[\int_{-\infty}^{\infty} Q_h(\tau, T) R_{z\Sigma}(\tau) d\tau \right], \quad (36)$$

де

$$Q_h(\tau, T) = \int_{-\infty}^{\infty} h_{\delta}(T-t, T) h_{\delta}(T-t-\tau, T) dt; \quad (37)$$

$$R_z(\tau) = \frac{m_1 \left[z_{\Sigma}(t) z_{\Sigma}(t+\tau) \right] - m_1^2 \left[z_{\Sigma}(t) \right]}{\sigma_{z\Sigma}^2}, \quad (38)$$

де $R_{z\Sigma}(\tau)$ – коефіцієнт автокореляції, $D_{z\Sigma} = \sigma_{z\Sigma}^2$ – дисперсія процесу при впливі на вхід суми сигналу та завади.

Приймаємо, що згідно виразу (37) завада: $N = \sigma_{u\Sigma}(T)$ тоді будемо мати:

$$N = \sigma_{u\Sigma}(T) = \sigma_{\Sigma 0} \left[\int_{-\infty}^{\infty} Q_h(\tau, T) R_{z\Sigma}(\tau) d\tau \right]^{\frac{1}{2}}. \quad (39)$$

У зв'язку з тим, що головним фактором визначення сигналу ЗНОІ є енергетичний спектр, знайдемо вираз для завади у спектральному вигляді.

Для цього скористайтесь теоремою Вінера-Хінчіна, яка встановлює взаємозв'язок між функцією кореляції та спектральною щільністю потужності $g(\omega)$:

$$K(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} g(\omega) e^{j\omega\tau} d\omega. \quad (40)$$

Тоді отримуємо:

$$\begin{aligned}
N &= \left(\int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} h_{\delta}(T-t, T) h_{\delta}(T-t-\tau, T) dt \times \left[\int_{-\infty}^{\infty} g_{z\Sigma 0}(\omega) e^{j\omega\tau} d\omega \right] d\tau \right)^{\frac{1}{2}} = \\
&= \left(\int_{-\infty}^{\infty} g_{z\Sigma 0}(\omega) d\omega \int_{-\infty}^{\infty} h_{\delta}(T-t, T) dt \int_{-\infty}^{\infty} h_{\delta}(T-t-\tau, T) e^{j\omega\tau} d\tau \right)^{\frac{1}{2}} = \\
&= \left(\int_{-\infty}^{\infty} g_{z\Sigma 0}(\omega) K_T(j\omega) d\omega \int_{-\infty}^{\infty} h_{\delta}(T-t, T) e^{j\omega(T-\tau)} dt \right)^{\frac{1}{2}} = \\
&= \left(\int_{-\infty}^{\infty} g_{z\Sigma 0}(\omega) |K_T(j\omega)|^2 d\omega \right)^{\frac{1}{2}} = \left(\int_{-\infty}^{\infty} G_{z\Sigma 0}(\omega) |K_T(j\omega)|^2 d\omega \right)^{\frac{1}{2}}
\end{aligned} \tag{41}$$

де $K_T(j\omega)$ – комплексна частотна характеристика фільтра низької частоти;

$g_{z\Sigma 0}(\omega)$ – спектральна щільність потужності низькочастотних флуктуацій на виході фільтра на всій частотній осі.

$$G_{z\Sigma 0}(\omega) = \begin{cases} 2g_{z\Sigma 0}(\omega) = \frac{2\sigma_{z\Sigma 0}^2}{\pi} \int_0^{\infty} R_{z\Sigma 0}(\tau) \cos \omega\tau d\tau, & \omega > 0 \\ 0, & \omega < 0 \end{cases}, \tag{42}$$

де $G_{z\Sigma 0}(\omega)$ – спектральна щільність потужності сигналу $z_{\Sigma 0}(t)$, визначена тільки в області позитивних частот.

Таким чином, вираз для співвідношення сигнал/завада на виході типового радіотехнічного тракту в режимі визначення сигналу завади на фоні сигналу приймає вигляд:

У часовому вигляді:

$$\frac{C}{N} = \frac{\Delta m_1[z_0(t)] \int_0^T h_{\delta}(t) dt}{\sigma_{\Sigma 0} \left[\int_{-\infty}^{\infty} Q_h(\tau, T) R_{z\Sigma 0}(\tau) d\tau \right]^{\frac{1}{2}}}. \tag{43}$$

Спектральна форма запису:

$$\frac{C}{N} = \frac{\Delta m_1[z_0(t)] K_T(0)}{\left[\int_{-\infty}^{\infty} G_{z\Sigma 0}(\omega) |K_T(j\omega)|^2 d\omega \right]^{\frac{1}{2}}}. \tag{44}$$

Окрім співвідношення сигнал/завада, характеристикою фільтра є коефіцієнт виграшу, який визначається виразом:

$$K_B = \frac{C / N_{вих}}{C / N_{вх}}. \tag{45}$$

Зробивши підстановку виразу (43) у вираз (45), отримаємо:

$$K_B = \left[\frac{\Delta m_1[u_0(T)]}{\sigma_{u\Sigma 0}(T)} \right] / \left[\frac{\Delta m_1[z_0(T)]}{\sigma_{z\Sigma 0}(T)} \right] = \left[\frac{\Delta m_1[u_0(T)]}{\Delta m_1[z_0(T)]} \right] / \left[\frac{\sigma_{u\Sigma 0}(T)}{\sigma_{z\Sigma 0}(T)} \right], \tag{46}$$

де $\frac{\Delta m_1[u_0(T)]}{\Delta m_1[z_0(T)]}$, $\left[\frac{\sigma_{u\Sigma 0}(T)}{\sigma_{z\Sigma 0}(T)} \right]$ – визначають приріст математичного сподівання та

середньоквадратичного відхилення низькочастотних флуктуацій у результаті обробки вхідного сигналу фільтром низьких частот.

Таким чином з метою підвищення завадостійкості системи визначення, розпізнавання та локалізації, потрібним є використання фільтра низьких частот. За допомогою цього значно понижуються або зовсім виключаються з аналізу завади низьких частот.

Аналіз напрямків розвитку сучасних засобів негласного отримання інформації показують тенденції переходу їх роботи у діапазон високих частот. Тобто сигнал передачі інформації зміщується у діапазон високих частот, у якому процес визначення, розпізнавання та локалізації ЗНОІ є доволі складним.

Виключивши з аналізу завади нижніх частот ми вже значно скоротимо процес пошуку ЗНОІ, та підвищимо завадостійкість системи у цілому.

Висновки. Досліджено особливості використання фільтрів низьких частот з метою підвищення завадостійкості автоматизованої системи визначення, розпізнавання та локалізації засобів негласного отримання інформації. Показано, що принцип роботи фільтрів полягає у тому що виконується процес підсумовування. При цьому, корисний сигнал підсумовується когерентно, а сигнал завади – некогерентно. Тобто при підсумовуванні корисний сигнал збільшується, а сигнал завади зменшується.

З урахуванням особливості сигналу ЗНОІ, визначені параметри сигналів (математичне сподівання, коефіцієнт кореляції, дисперсію, середньоквадратичне відхилення) та виходи лінійного та квадратичного фільтрів при впливі на вхід прямокутного імпульсу, який імітує сигнал сучасних цифрових засобів негласного отримання інформації.

Отримано графіки огинаючої напруги на виході ідеального смугового фільтру при впливі на вхід прямокутного імпульсу (сигнал ЗНОІ), різної тривалості.

Результатами моделювання процесу фільтрації, при різних коефіцієнтах кореляції, підтвердили можливість виділення сигналу ЗНОІ методом визначення двовимірної щільності ймовірності сигналу завади на фоні загального сигналу.

Доведено, що використання у процесі обробки сигналів вузько-смугових фільтрів низької частоти дозволяє досягти підвищення завадостійкості системи визначення, розпізнавання та локалізації засобів негласного отримання інформації на 23 %.

ЛІТЕРАТУРА:

1. Абед Ахмед, Хассан Абед, Жуков В.М. Анализ помехоустойчивости радиостанции при воздействии организованных помех. Журнал «Вестник тамбовского технического университета». Том 22, № 1, 2016 [Електронний ресурс] Режим доступу: <https://elibrary.ru/item.asp?id=25503107> (5.09.2019).
2. Пархоменко А.Н., Шоцький Б.І. Завадостійкість типового тракту при виявленні сигналів з флуктуаційною амплітудою. Міжнародний науково-технічний журнал. [Електронний ресурс] Режим доступу: <http://radio.kpi.ua/article/view/S002134701982040219> (14.11.2019).
3. Куликов Г.В., Нестеров А.В., Лелюх А.А. Помехоустойчивость приема сигналов с квадратурной амплитудной манипуляцией в присутствии гармонической помехи. Журнал радиоэлектроники, № 11, 2018 [Електронний ресурс] Режим доступу: <http://jre.cplire.ru/jre/nov18/9/text.pdf> (21.07.2019).
4. Fedorov E., Alrababah H., Nehad A. The distribution for mation method of reference patterns of vocal speech sounds. International Journal of Advanced Trends in Computer Science and Engineering. 2017. Vol. 6 (3), May - June, P. 35 – 39.
5. Ara Jullion A. Abello, Gabriele Francesca Y., Domingo, Maria Jamelina T. Joven, Samanta Alexis S. Malubay. Power Measurement Model Optimization using using MATLAB. International Journal of Advanced Trends in Computer Science and Engineering. 2019. Vol. 8, № 3, May – June. P. 538 – 542.
6. Бакіко В.М., Попович П.В., Швайченко В.Б. Визначення завадостійкості каналу зв'язку за випадкового впливу завод. Вісник Нац. техн. ун-ту "ХПІ" : зб. наук. пр. . – Харків : НТУ "ХПІ", 2018. № 14 (1290). С. 7 – 10.
7. Churyumov G., Tokarev V., Tkachov V., Partyka S. Scenario of Interaction of the Mobile Technical Objects in the Process of Transmission of Data Streams in Conditions of Impacting the Powerful Electromagnetic Field. 2018 IEEE Second International Conference on Data Stream Mining & Processing (DSMP). 21-25 Aug. 2018. P. 183 – 186.

8. Serkov O., Breslavets V., Tolkachov M., Kravets V. Method of coding information distributed by wireless communication lines under conditions of interference. *Advanced Information Systems*. 2018. Vol. 2, No. 2. P. 145 – 148.

9. Serkov O.A., Churyumov G.I. On the issue of solving the problem of electromagnetic compatibility of the wireless telecommunication systems. *Applied radio electronics. Sci. and Tech. Jour.* 2017. Vol. 16, No. 3,4. P. 117 – 121.

10. Лаптев О.А., Половинкин И.М., Ключковский Д.В., Барабаш А.О. Модель пошуку засобів негласного отримання інформації на основі диференціальних перетворень. *Sciences of Europe. Praha, Czech Republic*. 2019. Vol. 1. No 43. P. 59 – 62.

11. Пухов Г.Е. Дифференциальные спектры и модели. К.: Наукова думка, 1990. 188 с.

12. Laptev A.A., Barabash O.V., Savchenko V.V., Savchenko V.A., Sobchuk V.V. The method of searching for digital means of illegal reception of information in information systems in the working range of Wi-Fi. *International Journal of Advanced Research in Science, Engineering and Technology*. India. 2019. Vol. 6, Issue 7. P. 10101 – 10105.

13. Лаптев О.А., Войченко Т.О., Кудюкин П.В., Степаненко В.І. Метод оцінки параметрів сигналу засобів несанкціонованого знімання інформації на основі кореляційно-регресійного аналізу. *Науковий журнал "Наукоємні технології"*. К.: НАУ, 2019. № 3 (43). С. 313 – 320.

14. Qualifying Requirements QR-160D (2004). *Environmental Conditions and Test Procedures for Airborne Equipment, ARIAC*. 2004.

15. Aaron Don M. Africa, Ara Jyllian A. Abello, Zendrel G. Gacuya, Isaiah Kyle A. Naco, Victor Antonio R. Valdes. Face Recognition Using MATLAB. *International Journal of Advanced Trends in Computer Science and Engineering*. 2019. Vol. 8, № 4. July-August. P. 1110 – 1116.

REFERENCES:

1. Abed Akhmed, Khassan Abed, Zhukov V.M. Analiz pomehoustoychivosti radiostantsii pri vozdeystvii organizovannykh pomeh. *Zhurnal «Vesnik tambovskogo tehničeskogo universiteta»*. Tom 22, № 1, 2016 [Elektronnyi resurs] Rezhym dostupu: <https://elibrary.ru/item.asp?id=25503107> (5.09.2019).

2. Parkhomenko A.N., Shotskiy B.I. Pereshkodostiikist tipovoho traktu pry vyjavlenni syhnaliv z fluktuatsiinoiu amplitudoiu. *Mizhnarodnii naukovo-tehničnyy zhurnal*. [Elektronnyi resurs] Rezhym dostupu: <http://radio.kpi.ua/article/view/S002134701982040219> (14.11.2019).

3. Kulikov G.V., Nesterov A.V., Lelyuh A.A. Pomehoustoychivost priema signalov s kvadrurnoy amplitudnoy manipulyatsiey v prisutstvii garmonicheskoy pomehi. *Zhurnal radioelektroniki*, № 11, 2018 [Elektronnyi resurs] Rezhym dostupu: <http://jre.cplire.ru/jre/nov18/9/text.pdf> (21.07.2019).

4. Fedorov E., Alrababah H., Nehad A. The distribution for mation method of reference patterns of vocal speech sounds. *International Journal of Advanced Trends in Computer Science and Engineering*. 2017. Vol. 6 (3), May - June, P. 35 – 39.

5. Ara Jullion A. Abello, Gabriele Francesca Y., Domingo, Maria Jamelina T. Joven, Samanta Alexis S. Malubay. Power Measurement Model Optimization using using MATLAB. *International Journal of Advanced Trends in Computer Science and Engineering*. 2019. Vol. 8, № 3, May – June. P. 538 – 542.

6. Bakiko V.M., Popovich P.V., Shvaychenko V.B. Vznachennya zavodostiykosti kanalu zv'yazku za vipadkovogo vplivu zavod. *Visnyk Nats. tehn. un-tu "HPI"* : zb. nauk. pr. . – Kharkiv : NTU "HPI", 2018. № 14 (1290). S. 7 – 10.

7. Churyumov G., Tokarev V., Tkachov V., Partyka S. Scenario of Interaction of the Mobile Technical Objects in the Process of Transmission of Data Streams in Conditions of Impacting the Powerful Electromagnetic Field. 2018 IEEE Second International Conference on Data Stream Mining & Processing (DSMP). 21-25 Aug. 2018. P. 183 – 186.

8. Serkov O., Breslavets V., Tolkachov M., Kravets V. Method of coding information distributed by wireless communication lines under conditions of interference. *Advanced Information Systems*. 2018. Vol. 2, No. 2. P. 145 – 148.

9. Serkov O.A., Churyumov G.I. On the issue of solving the problem of electromagnetic compatibility of the wireless telecommunication systems. *Applied radio electronics. Sci. and Tech. Jour.* 2017. Vol. 16, No. 3,4. P. 117 – 121.

10. Laptev O.A., Polovinkin I.M., Klyukovskiy D.V., Barabash A.O. Model poshuku zasobiv neglasnogo otrimannya informatsiyi na osnovi diferentsialnykh peretvoren. *Sciences of Europe. Praha, Czech Republic*. 2019. Vol. 1. No 43. P. 59 – 62.

11. Pukhov G.E. Diferentsialnyie spektry i modeli. К.: Naukova dumka, 1990. 188 с.

12. Laptev A.A., Barabash O.V., Savchenko V.V., Savchenko V.A., Sobchuk V.V. The method of searching for digital means of illegal reception of information in information systems in the working range of Wi-Fi. International Journal of Advanced Research in Science, Engineering and Technology. India. 2019. Vol. 6, Issue 7. P. 10101 – 10105.

13. Laptiev O.A., Voichenko T.O., Kudiukin P.V., Stepanenko V.I. Metod otsinky parametriv syhnalu zasobiv nesanktsionovanoho znimannia informatsii na osnovi koreliatsiino-rehresiinoho analizu. Naukovyi zhurnal "Naukoiemni tekhnolohii". K.: NAU, 2019. № 3 (43). S. 313 – 320.

14. Qualifying Requirements QR-160D (2004). Environmental Conditions and Test Procedures for Airborne Equipment, ARIAC. 2004.

15. Aaron Don M. Africa, Ara Jyllian A. Abello, Zendrel G. Gacuya, Isaiah Kyle A. Naco, Victor Antonio R. Valdes. Face Recognition Using MATLAB. International Journal of Advanced Trends in Computer Science and Engineering. 2019. Vol. 8, № 4. July-August. P. 1110 – 1116.

к.т.н., с.н.с. Лаптев А.А., к.ф.-м.н., доц. Собчук В.В., д.т.н., проф. Савченко В.А.

МЕТОД ПОВЫШЕНИЯ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ СИСТЕМЫ ОБНАРУЖЕНИЯ, РАСПОЗНАВАНИЯ И ЛОКАЛИЗАЦИИ ЦИФРОВЫХ СИГНАЛОВ В ИНФОРМАЦИОННЫХ СИСТЕМАХ

В процессе выявления, распознавания и локализации сигнала средств негласного получения информации в информационных системах актуальным вопросом является повышение помехоустойчивости. В статье исследованы особенности использования фильтров низкой частоты с квадратичной и линейной зависимостью отклика на входной сигнал. Показано, что принцип работы фильтров заключается в том, что выполняется процесс суммирования. При этом, полезный сигнал суммируется когерентно, а сигнал помехи – некогерентно, то есть полезный сигнал увеличивается, а сигнал помехи уменьшается. При воздействии на вход линейного и квадратичного фильтров прямоугольного импульса, который имитирует сигнал современных цифровых средств негласного получения информации, определены необходимые для дальнейшего использования параметры входных и выходных сигналов: математическое ожидание, коэффициент корреляции, дисперсия, среднеквадратическое отклонение, отношение сигнала к помехе во временном и спектральном виде. Вычислено коэффициент выигрыша, которой показывает эффективность использования фильтров низкой частоты. Приведены графики огибающей напряжения на выходе идеального полосового фильтра при воздействии на вход прямоугольного импульса с разной продолжительностью – сигнала средств негласного получения информации.

Проведено моделирование процесса фильтрации при разных коэффициентах корреляции. Это подтвердило возможность выделения сигнала средств негласного получения информации методом определения двумерной плотности вероятности сигнала помехи на фоне общего сигнала. Исследуется процесс повышения помехоустойчивости системы в целом. Доказано, что использование в процессе обработки сигналов узкополосных фильтров низкой частоты позволяет добиться повышения помехоустойчивости системы определения, распознавания и локализации средств негласного получения информации на 23%.

Ключевые слова: помехоустойчивость, фильтр, математическое ожидание, дисперсия, моделирование.

PhD Laptev O., PhD Sobchuk V., Prof. Savchenko V.

A METHOD OF INCREASING THE IMMUNITY OF A SYSTEM FOR DETECTING, RECOGNIZING AND LOCALIZING DIGITAL SIGNALS IN THE INFORMATION SYSTEMS

In the process of detection, recognition, and localization of the single means of silent retrieval of information in information systems, the urgent issue is the increase of noise immunity. The article explores the features of using low-pass filters with a quadratic and linear response dependence on the input signal. It is shown that the principle of operation of the filters is that the summation process is performed. In this case, the useful signal is summed coherently, and the interference signal is incoherent, that is, the useful signal increases, and the interference signal decreases. When exposed to inputs, linear and quadratic filters, a rectangular pulse that simulates the signal of modern digital non-voice information, the parameters necessary for use in the future, such as mathematical expectation, correlation coefficient, variance, root mean square, the ratio of signals to interference in temporal and spectral form. We have determined a

payoff ratio that shows the efficiency of using low pass filters. The graphs of the envelope voltage at the output of the ideal bandpass filter when exposed to the input of a rectangular pulse - the signal of the means of silent information acquisition, with different duration.

The filtration process was simulated at different correlation coefficients, which confirmed the possibility of signal isolation of the means of silent information acquisition by the method of determining the two-dimensional probability density of the interference signal and the background of the general signal. The process of increasing the noise immunity of the system as a whole is considered, it is proved that the increase of noise immunity by 23 % of the system of identification, recognition and localization of the means of silent retrieval of information is achieved by using, in the process of signal processing, narrow-band filters of low frequency.

Keywords: noise immunity, filter, mathematical expectation, variance, modeling.

