DIFFERENTIAL SPECTRUM OF SPEECH INFORMATION

In the conditions of widespread availability of communication systems, each of the subscribers of information exchange in most cases seeks to achieve maximum confidentiality during mutual communication. To meet this need, a number of the latest technologies for the protection of speech information have been developed and implemented in the world. For example, the simplest software and hardware means of protecting speech information in the form of scramblers are known, or more advanced software means of stream encryption in public messengers WhatsApp, Signal, etc. Means of cryptography security of speech information are also widely used in radio stations such as Motorola, Hytera, etc. The issue of ensuring the confidentiality of speech information in special purpose communication systems is one of the key requirements for such type systems. Despite the technologies used to ensure the confidentiality of speech information, the number of attempts to gain unauthorized access to it is constantly increasing, so the issue of ensuring its security is currently relevant. In this article, on the basis of previously known research, it is proposed to present speech information in the form of a differential spectrum based on its harmonic model. The differential spectrum of speech information is obtained on the basis of differential transformations of Academician of the National Academy of Sciences of Ukraine H. Pukhov. To ensure the given precision of speech information restoration in real time, the minimum required number of differential spectrum discretes was substantiated. It is shown and proven that the differential spectrum of speech information considered in the article is the basis for its use in an alternative system of encryption of speech information with guaranteed cryptographic resistance - the Fredholm's cryptosystem. The obtained results can be generalized to gain differential spectrums of speech information, provided by other models, other than the harmonic model considered in the article.

Key words: differential spectrum, speech information, discrete, integer argument, transformation, harmonic model.

Грищук Ольга Михайлівна, аспірантка кафедри безпеки інформаційних технологій Національного авіаційного університету.

Olha Hryshchuk, PhD student of the department of security of information technologies of the National Aviation University.
E-mail: Ol.Hry@i.ua.
Orcid ID: 0000-0001-6957-4748.

DOI: 10.18372/2410-7840.24.17264

УДК 004.056.53:534.4

УДОСКОНАЛЕННЯ МЕТОДУ ПІДВИЩЕННЯ ЗАВАДОСТІЙКОСТІ СИСТЕМ ВИЯВЛЕННЯ СИГНАЛІВ ЗАСОБІВ НЕГЛАСНОГО ЗДОБУТТЯ ІНФОРМАЦІЇ

Олександр Лаптєв, Віталій Савченко, Віталій Пономаренко, Сергій Копитко, Іван Пархоменко

В процесі виявлення та розпізнавання сингалів випадкових сигналів, які можуть бути сигналами цифрових засобів негласного здобуття інформації актуальним питанням є підвищення завадостійкості. У статті досліджено особливості застосування фільтрів низької частоти. Фільтрів низької частоти з квадратичною та лінійною залежністю відгуку від вхідного сигналу. Принцип роботи фільтрів полягає у тому, що виконується процес підсумовування. При цьому, корисний сигнал підсумовується когерентне, а сигнал завади – некогерентне. Корисний сигнал збільшується, а сигнал завади зменшується. Під час подачі на вхід лінійного та квадратичного фільтрів прямокутного імпульсу, який імітує сигнали сучасних цифрових засобів негласного здобуття інформації, визначені необхідні для подальшого використання параметри вихідних сигналів: математичне сподівання, коефіцієнт кореляції, дисперсія, середнеквадратичне відхилення, відношення величини сигналів до величини завад у часовому та спектральному вигляді. Обчислено коефіцієнт виграшу. Цей коефіцієнт показує ефективність використання фільтрів низької частоти. Наведено графіки огинаючої напруги на виході ідеального смугового фільтру при поданні на вхід прямокутного імпульсу з різною тривалістю – сигналу, якій може бути сигналом засобів негласного здобуття інформації. Проведено моделювання процесу фільтрації при різних коефіцієнтах кореляції. Результати моделювання підтвердили можливість виділення сигналу засобів негласного здобуття інформації методом визначення двомірної щільності ймовірності сигналу завади на фоні загального сигналу. Досліджується процес підвищення завадостійкості системи у цілому. Удосконалення методу виявлення сигналів проведено за рахунок використання у процесі обробки сигналів вузькосмугових фільтрів низької частоти, що дозволяє досягти підвищення завадостійкості системи визначення та розпізнавання сигналів цифрових засобів негласного здобуття інформації на 23 %.

Ключові слова: *засоби негласного здобуття інформації, випадковий сигнал, завадостійкість, фільтр, корисний сигнал, імпульс.*

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 [1]. 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 [2]. Ця величина потужності характеризує чутливість приймача. Здатність радіоприймального пристрою приймати із заданою якістю сигнал при наявності завад називається завадостійкістю [2]. 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 та розпізнавання сигналів цифрових засобів негласного здобуття інформації. 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 статті [3] розглядаються технічні методи підвищення ефективності радіозв'язку, пов'язані з завадостійкістю. Розглянуто методи підвищення завадо захищеності 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 виявлення ймовірних цифрових сигналів не розглядаються.

У статті [4] розглядається процес завадостійкості типового тракту виявлення, складеного з послідовно включених модулів: ідеального смугового фільтра, квадратичного детектора і ідеального інтегратора. Описана методика визначення імовірнісних 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 цифрового сигналу, не приділяється уваги.

У статті [5] 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 цифрових сигналів радіодіапазону не розглядається.

У статті [6] 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 статті [7] 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 цифрових сигналів від сучасних пристроїв.

У статті [8] досліджено вплив багатопроменевого поширення радіохвиль на передавання звукового контенту через канали з нормальним розпо-

ділом завад з використанням бездротових 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.

Статті [9, 10] присвячені 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 над короткими імпульсами у безпровобездротових системах передачі інформації проведена кількісна та якісна оцінка ефективності запропонованого методу. Проте, методам фільтрації сигналу в даній роботі не приділяється увага.

З аналізу сучасної літератури можливо зробити висновок, що питання завадостійкості, які мають свої особливості у процесі виявлення та розпізнавання випадкового сигналу цифрових засобів негласного здобуття інформації, практично не розглядаються. Тому на сьогоднішній день виявляється доцільним дослідити питання завадостійкості в автоматизованих системах виявлення, та розпізнавання сигналів цифрових засобів негласного здобуття інформації.

Постановка задачі. Основним завданням є удосконалення методу підвищення завадостійкості систем виявлення сигналів засобів негласного здобуття інформації.

Рішення поставленого завдання включає в себе:

- аналіз особливостей використання фільтрів низьких частот;
- удосконалення методу підвищення завадостійкості систем виявлення сигналів засобів негласного здобуття інформації.
- проведення моделювання за удосконаленої методикою, з метою підтвердження адекватності методу.

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:

$$K(\omega)=\begin{cases}1 \quad якщо \quad \omega_0-\dfrac{\Delta\omega}{2}\le|\omega|\le\omega_0+\dfrac{\Delta\omega}{2}\\ 0 \quad якщо \quad \left]-\infty,\omega_0-\dfrac{\Delta\omega}{2}\right[U\left]\omega_0+\dfrac{\Delta\omega}{2},\infty\right[,\end{cases} \tag{1}$$

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 полосі прозорості фільтру $\Delta\omega$.

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

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

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

З огляду на те, що цифрових сигнал не є чітким імпульсом [8], то можна обчислити огинаючу напруги на виході ідеального фільтра при впливі на нього прямокутного імпульсу тривалістю T:

$$x(t)=\begin{cases}X_m\cos\omega_0 t \quad якщо \quad 0\le t\le T\\ 0 \quad якщо \quad]-\infty,0[U]T,\infty[,\end{cases} \tag{3}$$

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

За допомоги теореми про огинаючу напруги вузькосмугового фільтру, за пишемо вираз для огинаючою напруги на виході фільтру:

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

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:

$$K_{fn}(j\omega)=\begin{cases}1 \quad якщо \quad -\frac{\Delta\omega}{2}\le|\omega|\le\frac{\Delta\omega}{2}\\ 0 \quad якщо \quad \left]-\infty,\frac{\Delta\omega}{2}\right[U\left]\frac{\Delta\omega}{2},\infty\right[.\end{cases} \tag{5}$$

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

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

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

Короткочасні прямокутні сигнали можливо виділяти за допомогою смугового фільтру [9].

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

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

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

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

або

$$R_w(\tau)=r_w(\tau)\cos\omega_0\tau, \tag{9}$$

де $r_w(\tau)=\frac{\sin(\Delta\omega\frac{\tau}{2})}{\Delta\omega\frac{\tau}{2}}$ – 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:

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

Тоді чисельні характеристики процесу фільтрації квадратичного фільтру набудуть вигляду:

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

де $m_1[z_{0N}(t)]$ – математичне сподівання низькочастотної флуктуації завади.

$$R_{z\Sigma 0}(t,t+\tau)=\begin{cases}\frac{r_{yN}^2(\tau)+2q^2r_{yN}(\tau)}{1+2q^2}=R_{z\Sigma 0}(\tau),\\ 0\le t\le(T-\tau)\\ r_{yN}^2(\tau)=R_{zN0}(\tau), \quad \left]-\infty,t\right[U\left]t,\infty\right[,\end{cases} \tag{12}$$

де $R_{zN0}(\tau)$ – коефіцієнт автокореляції низькочастотної флуктуації завади.

$$D_{z\Sigma N}=\sigma_{z\Sigma N}^2(t)=\begin{cases}A_1^2\sigma_{yN}^4(1+2q^2)=\sigma_{z\Sigma 0}^2, \quad 0\le t\le T\\ A_1^2\sigma_{yN}^4=\sigma_{zN0}^2, \quad \left]-\infty,t\right[U\left]t,\infty\right[.\end{cases} \tag{13}$$

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 впливе на його адитивну суму сигналу та завади і буде квазістаціонарним . Для лінійного фільтру чисельні показники процесу фільтрації приймають вигляд:

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

$$R_{z\Sigma 0}(\tau)\approx r_{yN}^2(\tau); \tag{15}$$

$$\sigma_{z\Sigma 0}^2=\frac{A_1\sigma_{y\Sigma}^2}{8\pi}, \tag{16}$$

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

$$\sigma_{y\Sigma}^2=\sigma_{yS}^2+\sigma_{yN}^2, \tag{17}$$

де $D_{ys}=\sigma_{ys}^2, D=_{ys}\sigma_{yN}^2$ – 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:

$$m_1[z_N(t_1), z_\Sigma(t_2)] = \int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty} z_N(t_1) z_\Sigma(t_2) w_2[y_N(t_1), y_\Sigma(t_2)] \times$$

$$d y_N(t_1) d y_\Sigma(t_2) = A_2^2 \int_0^{\infty}\int_0^{\infty} y_N(t_1) y_\Sigma(t_2) w_2[y_N(t_1), y_\Sigma(t_2)] \times \quad (18)$$

$$d y_N(t_1) d y_\Sigma(t_2),$$

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 $R_{yN}(\tau)$, можливо записати вираз для $w_2[z_N(t_1), z_\Sigma(t_2)]$ – двовимірної щільності ймовірності у вигляді:

$$w_2[z_N(t_1), z_\Sigma(t_2)] = \frac{1}{2\pi\ \sigma_{yN}\sigma_{y\Sigma}\sqrt{1-R_{yN}^2(\tau)}} \cdot \exp \times$$

$$\times \left(\begin{array}{l} -\ 1/2(1-R_{yN}^2(\tau)\left[\dfrac{y_N^2(t_1)}{\sigma_{yN}^2} - \right. \\ -2R_{yN}(\tau)\dfrac{y_N(t_1)y_\Sigma(t_2)}{\sigma_{yN}\sigma_{y\Sigma}} + \dfrac{y_\Sigma^2(t_1)}{\sigma_{y\Sigma}^2} \end{array} \right). \quad (19)$$

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

$$m_1[z_N(t_1), z_\Sigma(t_2)] = \frac{A_2\sigma_{yN}\sigma_{y\Sigma}}{2\pi\ \sqrt{1-R_{yN}^2(\tau)}} \times$$

$$\times \int_0^{\infty}\int_0^{\infty} \exp\left(-\frac{x^2 - 2R_{yN}(\tau)xy + y^2}{2(1-R_{yN}^2(\tau))} \right) dxdy. \quad (20)$$

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. Результати моделювання наведено на рис. 1-2.

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. 1-2, 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.

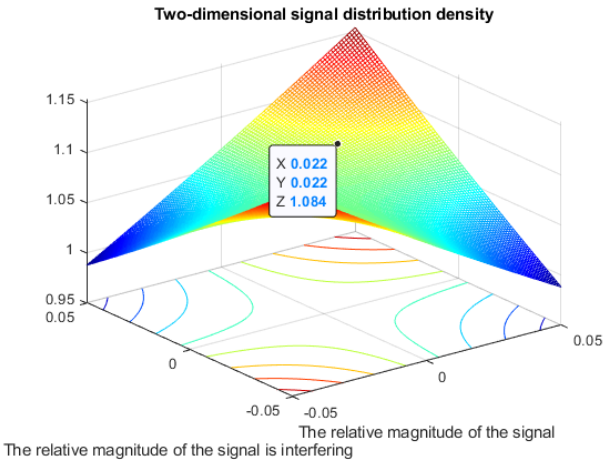

Рис.1. Двовимірна щільність розподілу сигналу при R_{yN} =0,3 (помірна залежність)

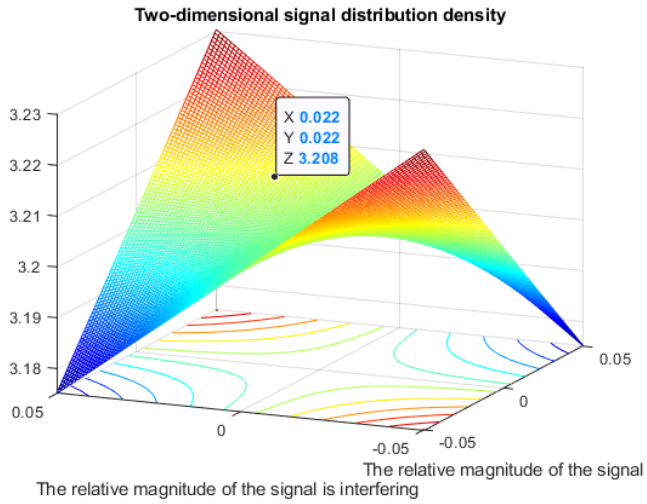

Рис.2. Двомірна щільність розподілу сигналу при R_{yN} =0,9 (висока залежність)

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 є некорельованими: $m_1 \times (S(t)(N(t)) = 0$ та визначеними на тривалому часі. Тоді можливо записати вирази:

$$D_\Sigma = \sigma_\Sigma^2 = \Delta f_e S_\Sigma; D_s = \sigma_s^2 = \Delta f_e S_s;$$

$$D_N = \sigma_N^2 = \Delta f_e S_N, \quad (22)$$

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:

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

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:

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

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

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

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 цей 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:

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

маємо:

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

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

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

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

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

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

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:

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

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

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

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

Тоді отримуємо:

$$N = \left(\int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} h_\delta(T-t,T) h_\delta(T-t-\tau,T) dt \times [\int_{-\infty}^{\infty} g_{z\Sigma 0}(\omega) e^{j\omega\tau} d\omega] d\tau \right)^{\frac{1}{2}} =$$

$$= \left(\int_{-\infty}^{\infty} g_{z\Sigma 0}(\omega) d\omega \int_{-\infty}^{\infty} h_\delta(T-t,T) dt \int_{-\infty}^{\infty} h_\delta(T-t-\tau,T) e^{j\omega\tau} d\tau \right)^{\frac{1}{2}} =$$

$$= \left(\int_{-\infty}^{\infty} g_{z\Sigma 0}(\omega) K_T(j\omega) d\omega \int_{-\infty}^{\infty} h_\delta(T-t,T) e^{j\omega(T-\tau)} dt \right)^{\frac{1}{2}} = \qquad (41)$$

$$= \left(\int_{-\infty}^{\infty} g_{z\Sigma 0}(\omega) |K_T(j\omega)|^2 d\omega \right)^{\frac{1}{2}} = \left(\int_{-\infty}^{\infty} G_{z\Sigma 0}(\omega) |K_T(j\omega)|^2 d\omega \right)^{\frac{1}{2}},$$

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

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

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

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:

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

Спектральна форма запису:

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

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

$$K_B = \frac{C / N_{вих}}{C / N_{вх}}. \qquad (45)$$

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

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

де $\frac{\Delta\ m_1[u_0(T)]}{\Delta\ m_1[z_0(T)]}]$, $[\frac{\sigma_{u\Sigma 0}(T)}{\sigma_{z\Sigma 0}(T)}]$ – 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 сигналів, 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 здобуття інформації показують тенденції переходу їх роботи у діапазон високих частот. Тобто сигнал передачі інформації зміщується у діапазон високих частот, у якому процес визначення та розпізнавання цифрових сигналів є доволі складним. Виключивши з аналізу завади нижніх частот ми вже значно підвищимо завадостійкість системи у цілому.

ВИСНОВКИ

Досліджено особливості використання фільтрів низьких частот з метою підвищення завадостійкості автоматизованої системи виявлення та розпізнавання цифрових засобів негласного

здобуття 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 цифрового сигналу, визначені параметри сигналів (математичне сподівання, коефіцієнт кореляції, дисперсію, середньоквадратичне відхилення) та виходи лінійного та квадратичного фільтрів при подачі на вхід прямокутного імпульсу, який імітує сигнал сучасних цифрових засобів негласного здобуття інформації.

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

Доведено, що удосконалений метод який використовує у процесі обробки сигналів вузькосмугових фільтрі низької частоти дозволяє досягти підвищення завадостійкості системи визначення та розпізнавання цифрових сигналів засобів негласного здобуття інформації на 13 %.

ЛІТЕРАТУРА

[1] Oleksandr Laptiev, Savchenko Vitalii, Serhii Yevseiev, Halyna Haidur, Sergii Gakhov, Spartak Hohoniants. The new method for detecting signals of means of covert obtaining information. 2020 IEEE 2nd International Conference on Advanced Trends in Information Theory (IEEE ATIT 2020) Conference Proceedings Kyiv, Ukraine, November 25-27, pp. 176-181.

[2] Лаптєв О.А., Собчук В.В., Савченко В.А. Метод підвищення завадостійкості системи виявлення, розпізнавання і локалізації цифрових сигналів в інформаційних системах. Збірник наукових праць Військового інституту Київського національного університету імені Тараса Шевченка. К.: ВІКНУ, Вип. 66. 2019. С. 124 -132.

[3] Oleksandr Laptiev, Volodymyr Tkachev, Oleksii Maystrov, Oleksandr Krasikov, Pavlo Open'ko, Volodimir Khoroshko, Lubomir Parkhuts. The method of spectral analysis of the determination of random digital signals. International Journal of Communication Networks and Information Security (IJCNIS). Vol 13, No 2, August 2021 pp. 271-277 ISSN: 2073-607X (Online)

[4] 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. pp. 1110-1116.

[5] 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. pp. 183-186.

[6] Unmasking the Dynamic Data Masking. URL: https://www.red-gate.com/simple-talk/ blogs/unmasking-the-dynamic-data-masking.

[7] Коломыцев М.В., Носок С.А., Мазуренко А.Е. Маскирование таблиц базы данных с использованием технологии SQL CLR // *Захист інформації* – 2017. – Т. 19, № 1. – С.16-22.

[8] Коломыцев М.В., Носок С.А., Мазуренко А.Е. Обеспечение целостности внешних ключей маскированной базы данных // *Захист інформації* – 2015. – Т. 17, № 5. – С.306-311.

[9] Bakiko V.M., Popovich P.V, Shvaychenko V.B. Viznachennya zavadostiykosti kanalu zv'yazku za vipadkovogo vplivu zavad. Visnyk Nats. tehn. un-tu "HPI": zb. nauk. pr. – Kharkiv: NTU "HPI", 2018. № 14 (1290). pp. 7-10.

[10] Kulikov G.V., Nesterov A.V., Lelyuh A.A. Pomehoustoychivost priema signalov s kvadraturnoy amplitudnoy manipulyatsiey v prisutstvii garmonicheskoy pomehi. Zhurnal radioelektroniki, № 11, 2018 [Elektronniy resurs.

[11] S. Yevseiev, V. Ponomarenko, O. Laptiev, O. Milov and others. Synergy of building cybersecurity systems: monograph / Edited by– Kharkiv: PC TECHNOLOGY CENTER, 2021. – 188 p. https:/ /entc. com. ua / en / 869-monograph-synergy-of-building-cybersecurity-systems-has-been-published-by-our-publisher.

IMPROVEMENT OF THE METHOD OF INCREASE THE INTERRUPTION RESISTANCE OF THE SIGNALS DETECTION SYSTEMS OF THE MEANS OF COVERT INFORMATION COLLECTION

In the process of detection and recognition of signals of random signals, which can be signals of digital means of covert information acquisition, an urgent issue is the improvement of immunity. The article examines the features of using low-pass filters. Low-pass filters with quadratic and linear dependence of the response on the input signal. The principle of operation of filters is that the process of summation is performed. At the same time, the useful signal is summarized coherently, and the interference signal is summed up incoherently. The useful signal increases and the interference signal decreases. When a rectangular pulse is applied to the input of the linear and quadratic filters, which imitates the signals of modern digital means of covert information acquisition, the parameters of the output signals necessary for further use are determined: mathematical expectation, correlation coefficient, dispersion, root mean square deviation, ratio of values signals to the amount of interference in temporal and spectral view.

Calculated winning ratio. This coefficient shows the efficiency of using low-pass filters. Graphs of the envelope voltage at the output of an ideal bandpass filter when a rectangular pulse of different duration is applied to the input– a signal that can be a signal of covert information acquisition means. Modeling of the filtering process with different correlation coefficients was carried out. The simulation results confirmed the possibility of identifying the signal of means of covert information acquisition by the method of determining the two-dimensional probability density of the interference signal against the background of the general signal. The process of improving the immunity of the system as a whole is being studied. The improvement of the signal detection method was carried out due to the use of low-frequency narrow-band filters in the process of signal processing, which allows to achieve a 23% increase in the immunity of the system for identifying and recognizing signals of digital means of covert information acquisition.

Key words: means of tacit information acquisition, random signal, interference resistance, filter, useful signal, impulse.

Лаптєв Олександр Анатолійович, доктор технічних наук, старший науковий співробітник, доцент кафедри кібербезпеки та захисту інформації факультету інформаційних технологій Київського національного університету імені Тараса Шевченка, м. Київ.

Oleksandr Laptiev, Doctor of Technical Science, Senior Researcher. Associate Professor the Department of Cyber Security and Information Protection, Faculty of Information Technology, Taras Shevchenko National University of Kyiv
E-mail: olaptiev@knu.ua.
Orcid ID: 0000-0002-4194-402X.

Савченко Віталій Анатолійович, доктор технічних наук, професор, директор навчально-наукового інституту захисту інформації Державного університету телекомунікацій, м. Київ.

Vitalii Savchenko, Doctor of Technical Sciences, Professor, Director of the Educational and Scientific Institute of Information Protection, State University of Telecommunications, Kyiv, Ukraine.
E-mail: savitan@ukr.net.
Orcid ID: 0000-0002-3014-131X.

Копитко Сергій Богданович, кандидат економічних наук, старший викладач кафедри кібербезпеки та технічного захисту інформації Державного університету інтелектуальних технологій і зв'язку, м. Одеса, Україна.

Serhii Kopytko, candidate of economic sciences, senior lecturer at the Department of cyber security and technical information protection, State University of Intellectual Technologies and Communication, Odesa, Ukraine.
E-mail: KopytkoSB@gmail.com.
Orcid ID: 0000-0001-7353-0422.

Пономаренко Віталій Валерійович, аспірант навчально-наукового інституту захисту інформації Державного університету телекомунікацій, м. Київ.

Vitaliy Ponomarenko, postgraduate student of the Educational and Scientific Institute of Information Protection of the State University of Telecommunications, Kyiv.
E-mail: Ur_suviato@ukr.net.
Orcid ID: 0000-0002-6567-4247.

Пархоменко Іван Іванович, кандидат технічних наук, доцент кафедри кібербезпеки та захисту інформації факультету інформаційних технологій Київського національного університету імені Тараса Шевченка, м. Київ.

Ivan Parkhomenko, PhD, Associate Professor at the Departament of Cybersecurity and Information Protection faculty of Information Technology, Taras Shevchenko National University of Kyiv
E-mail: ivan.parkhomenko@knu.ua.
Orcid ID: 0000-0001-6889-9284.

DOI: 10.18372/2410-7840.24.17265
УДК 004.681.3

ВІДДАЛЕНІ АТАКИ В РОЗПОДІЛЕНИХ КОМП`ЮТЕРНИХ МЕРЕЖАХ ТА INTERNET

Володимир Хорошко, Микола Браіловський, Марія Капустян, Юлія Хохлачова

В даній статті детально розглянуто типові віддалені атаки та механізми їх реалізації, а також проаналізовано мережевий трафік, що дозволяє дослідити логіку праці розподіленої комп'ютерної мережі, тобто отримати взаємооднозначну відповідність подій, що відбуваються в системі, та команд, які передаються між об'єктами системи, в момент появи цих подій. Ґрунтуючись на дослідженнях безпеки мережі та аналізі доступності інформації, описано ті можливі віддалені інформаційні руйнівні впливи (віддалені атаки), які в будь-який момент можуть з'явитися в якості небажаних впливів. Також детально розглянуто види модифікації інформації та інформаційного коду. Визначено, що хоча захист інформації в розподілених комп'ютерних мережах та Internet є широкою та різноплановою темою, очевидно, що Internet-технології є рушійною силою розвитку в цьому секторі. Дослідження цієї проблеми дуже складний процес та отримання певних