

А. П. Мусієнко¹, О. А. Лаптев¹, В. В. Собчук², Б. М. Борсук¹

¹ Державний університет телекомунікацій, Київ, Україна

² Східноєвропейський національний університет імені Лесі Українки, Луцьк, Україна

МЕТОДИКА ВИБОРУ ОПТИМАЛЬНОГО ВХІДНОГО СИГНАЛУ РАДІОМОНІТОРИНГУ ДЛЯ ПРОГРАМНИХ ЗАСОБІВ НА БАЗІ ПЕРЕТВОРЕННЯ ФУР'Є

У статті розглянуто питання обчислення спектра радіосигналу на обмеженому часовому проміжку. Доведено, що обмеження часу аналізу рівносильне використанню прямокутної віконної функції, частотна характеристика якої має максимальні бічні пелюстки. Розроблено механізм зниження рівня бічних пелюсток шляхом згладжування віконною функцією, що у свою чергу, погіршує спектральний аналіз через розширення величини основного сигналу. Проте значно прискорює процес обробки сигналу для аналізу оператором пошукового комплексу. Використання віконних функцій в програмних продуктах пошукових комплексів значно підвищує ймовірність виявлення цифрових засобів негласного отримання інформації. Доведено неможливість створення універсального алгоритму перетворення аналогового сигналу у цифровий який би міг бути безпомилковим вхідним сигналом для створення програмного засобу автоматизованого комплексу пошуку засобів негласного отримання інформації. Розроблена методика підвищення якості використання швидкого перетворення Фур'є для апаратно програмних комплексів радіомоніторингу. Суть цієї методики у комбінованому підході до перетворення, тобто використовувати не одну віконну функцію, а більш доцільні використовувати віконні функції для кожного відрізка частотного діапазону.

Ключові слова: методика, радіомоніторинг, швидке перетворення Фур'є, спектр, віконні функції.

Вступ

Останні декілька років завдання радіомоніторингу – пошуку цифрових засобів негласного отримання інформації (ЦЗНОІ) розглядалося досить часто. З появою автоматизованих програмних комплексів радіомоніторингу, які використовують в своїх алгоритмах програмного пошуку спектральний та векторний аналізи, вважалося що ця задача вирішена остаточно. Проте універсального алгоритму не існує до цих пір. З урахуванням особливості того, що у сучасному високотехнологічному світі пошук ЦЗНОІ ускладнюється факторами вдосконалення цих пристроїв. В них застосовуються складні методи та алгоритми приховання випромінювання радіозакладок, триває збільшення застосування радіоєфіру для організації зв'язку, передачі даних та команд управління (вже практично весь радіочастотний спектр задіяний під роботу легальних радіопередавачів). Питання удосконалення методики пошуку ЦЗНОІ за рахунок уточнення вхідних параметрів стає все більш важливим.

Аналіз літературних даних та постановка проблеми. Питанням пошуку ЦЗНОІ та розробкам програмного забезпечення для застосування в автоматизованих комплексах пошуку ЦЗНОІ присвячено значну кількість публікацій. Так, у [1] розглядаються питання пошуку і локалізації радіозакладок за допомогою пошукових комплексів та допоміжних пристроїв. Приведена класифікація радіозакладок, та характерні ознаки виявлення радіозакладок. Доведено, що суттєву перевагу перед іншими отримують сканерні приймачі, які мають можливість роботи під управлінням комп'ютера. Використання зовнішнього комп'ютера з програмним забезпеченням дозволяє автоматизувати процес пошуку і виявлення закладних пристроїв. Високий ступінь автоматизації дозволяє проводити аналіз радіоелектронної обстановки по

районам контролю, вести базу радіоелектронних засобів і використовувати її для ефективного виявлення радіозакладок, в тому числі при короткочасних сеансах їх роботи. Наприклад, при використанні радіозакладок з дистанційним управлінням, проміжним накопиченням інформації та напівактивна радіозакладка. Однак ефективність пошуку визначається не тільки параметрами сканерних приймачів, але і програмним забезпеченням (ПЗ), що встановлене на зовнішньому комп'ютері. Це ПЗ не тільки керує приймачем, а й проводить попередній аналіз радіоєфіру. В умовах стрімкого розвитку обчислювальної техніки доцільно робити акцент саме на пошуковому ПЗ, яке може якісно виконувати аналіз радіосигналів тільки на основі якісних вхідних параметрів. Тобто на основі якісного перетворення аналогового сигналу у цифровий. Тому удосконалення процесу пошуку на основі перетворення Фур'є є актуальним. У [2] розглядаються питання аналізу систем радіоконтролю (радіомоніторингу) з різними технічними параметрами, які об'єднує одне – вони можуть тільки відобразити і зберегти панорами спектрів сигналів в радіоєфірі. Завдання аналізу цифрових легальних каналів зв'язку або не вирішують взагалі, або робиться це формально. Тобто знайти ЦЗНОІ окремо використані пристрої не можуть, тільки за допомогою програмних комплексів пошуку у яких головним вхідним сигналом є цифровий сигнал отриманий шляхом перетворення аналогового сигналу в цифровий за допомогою перетворення Фур'є. У [3] описані можливості основних програмних комплексів пошуку ЦЗНОІ. Наведено огляд нових версій приладів пошукових комплексів OSCOR-5000E 5.0, DigiScan EX S-Pro, ЗОДІАК II та інші.

Отже, з аналізу сучасної літератури можна зробити висновок, що програмних комплексів пошуку ЦЗНОІ існує дуже багато. Програмне забезпечення, що в них використане для аналізу цифрових пакетів,

стосовно завдань пошукового радіоконтролю постійно вдосконалюється [4-7]. Проте, універсального ПЗ зараз практично немає. Одним з шляхів удосконалення ПЗ є удосконалення вхідних параметрів – параметрів перетворення аналогових сигналів в цифрові тобто перетворення Фур'є. Виходячи з чого задача аналізу математичних похибок перетворення Фур'є та визначення шляхів їх усунення є актуальною.

Виклад основного матеріалу

Існує велика кількість методів вдосконалення алгоритмів пошуку. Основними з них є: використання більш сучасної апаратури, застосування нових методів на основі різних варіацій спеціалізованих комплексів, вдосконалення програмного продукту та інші. В роботі проаналізовано комплекси, що працюють на основі алгоритмів, які використовують в своїй основі перетворення Фур'є. Розглянемо способи удосконалення даного алгоритму з метою найбільш ймовірного виявлення засобів негласного отримання інформації.

Практично у всіх комплексах використовується розкладання сигналу на частоти для цього застосовується перетворення Фур'є. В більшість алгоритмів цифрової обробки сигналів доводиться мати справу з деякою вибіркою даних про амплітуду сигналу в конкретний момент часу, зручно використовувати одну з численних модифікацій перетворення Фур'є – швидке перетворення Фур'є, яке також називається FFT (fast Fourier transform).

У своїй класичній інтерпретації перетворення Фур'є є сумою вигляду:

$$X_k = \sum_{n=0}^{N-1} x_n e^{-2\pi i Nkn}, \quad k=0, \dots, N-1,$$

де N – кількість компонент розкладу, $x_n, n=0, \dots, N-1$ – значення відліку сигналу в момент часу з номером n , $X_k, k=0, \dots, N-1$ – вихідні значення перетворення, що представляють собою шукані значення частот, k – індекс частот. Отриманий в результаті прямого перетворення значення X_k представляють собою набір комплексних зна-

чень – пар $\text{Re}(X_k) + i\text{Im}(X_k)$, що характеризують амплітуду і початкову фазу гармонічного сигналу. Застосувавши до отриманих значень зворотне перетворення Фур'є ми відновимо вихідний сигнал з деякою точністю

$$X_k = \sum_{k=0}^{N-1} x_k e^{-2\pi i Nkn}, \quad k=0, \dots, N-1.$$

На практиці ж часто доводиться працювати з великими обсягами даних. Для значного прискорення обчислення використовують швидке перетворення Фур'є. FFT також працює з комплексними числами і відрізняється тим, що розмір самого перетворення обов'язково є ступенем двійки. Варіюючи розмір перетворення і величину вибірки, отримуємо наближений до значень реального сигналу набір [8].

Перетворення Фур'є будь-якого виду є складним та універсальним інструментом. Воно сильно залежить від даних, які йому поставляються. Неперервне перетворення Фур'є є розвитком більш узагальненої ідеї рядів Фур'є. Результуючим значенням частот якого є комплексні числа. Реалізацією класичного прямого перетворення Фур'є буде інтеграл на нескінченному проміжку, для дискретного перетворення – це нескінченна сума ряду

$$F(\omega) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{\infty} f(x) e^{-ix\omega} dx.$$

Про справедливість рівності правої і лівої частин ми можемо говорити тільки в тому випадку, коли вихідна функція є функцією нескінченної довжини, тобто коли перед нами представлений нескінченний сигнал. На практиці такі сигнали зустрічаються не часто.

Для візуального визначення похибки перетворення Фур'є створимо штучний сигнал, частоти 440 Гц і 3440 Гц. Пропустимо його через пряме перетворення Фур'є, а потім через зворотне і представимо результати в графічному вигляді. Бачимо, що вихідний сигнал (x) і сигнал, отриманий зворотним перетворенням (z_1) різний [9] (рис. 1).

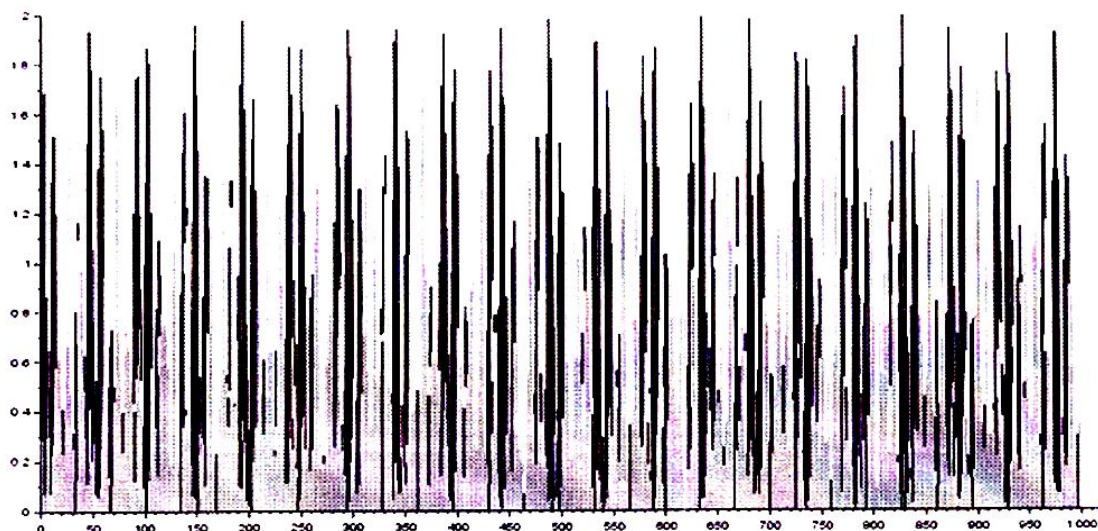


Рис. 1. Графік функції вихідного сигналу x (темний тон) і відновленого сигналу z_1 (сірий тон)

Тобто при сигналі обмеженому в часі спостерігається видимість відхилення від функцій прямого і зворотного перетворення Фур'є. Що змушує шукати способи зменшення помилки. Оскільки перетворення сигналу в частотне представлення за допомогою FFT проводиться тільки блоками, у кожного такого блоку ми можемо збільшити частоту дискретизації, тим самим збільшивши розмір FFT блоку і, відповідно, кількість коефіцієнтів перетворення. Це дасть нам більш точний частотний результат на одиницю часу. Проте як би ми не наближали довжину проміжку до нескінченності, неточності все одно будуть мати місце. FFT не знає нічого про вихідні гармоніки функції. У нашому випадку, була частота в 440 Гц, а FFT перетворив її в набір гармонік з перекрученими частотами, хоч і близькими за значенням до вихідної. Тому отримані значення сигналу є лише близькими до первісного [10]. Щоб ліквідувати спотворення пошукові комплекси використовують обмежені інтервали аналізу і при необхідності програмним засобом об'єднують їх в єдиний спектр.

Розглянемо принцип такого перетворення (спектр обмеженого в часі сигналу). Нехай сигнал $S_0(t)$ нескінченний в часі. У найпростішому випадку ми можемо представити цей сигнал як гармонійне коливання з частотою ω_0 . Перетворення Фур'є цього сигналу буде являти собою дельта-імпульс на частоті сигналу, тобто $S_0(\omega) = \delta(\omega - \omega_0)$. Вихідний сигнал і його спектр показані на рис. 2.

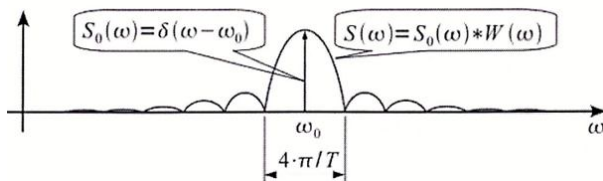


Рис. 2. Вихідний сигнал і його спектр

На практиці ми не можемо розрахувати спектр шляхом чисельного інтегрування по всій осі часу. За винятком коли ми можемо отримати аналітичний вираз для спектра сигналу, як в наведеному прикладі, тому ми зафіксуємо інтервал часу T на якому будемо розраховувати спектр сигналу. Таким чином ми отримаємо сигнал $S(t)$, який збігається з вихідним на інтервалі часу T , але поза інтервалом спостереження вважаємо $S(t) = 0$. Математично, $S(t)$ можна представити як добуток вихідного нескінченного сигналу $S_0(t)$ і прямокутного імпульсу $w(t)$ тривалістю T : $S(t) = S_0(t) \cdot w(t)$. Спектр сигналу $S(t)$, згідно з властивостями перетворення Фур'є буде дорівнювати згортці спектрів вихідного сигналу і спектра $W(\omega)$ прямокутного імпульсу $w(t)$:

$$S(\omega) = S_0(\omega) \cdot W(\omega) = \delta(\omega - \omega_0) \cdot W(\omega) = W(\omega - \omega_0). \quad (1)$$

У виразі (1) використано фільтруючу властивість дельта-функції. Сигнал $S(t)$ і його спектр $S(\omega)$ показані на рис. 3.

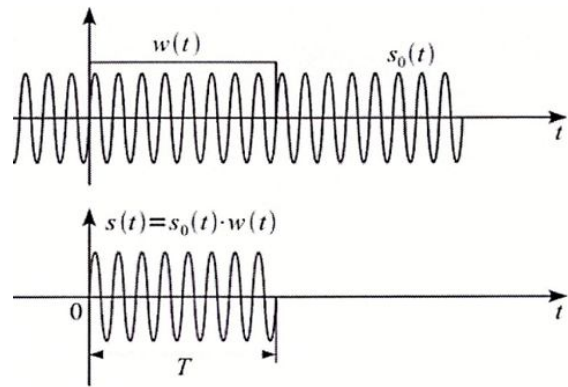


Рис. 3. Спектр обмеженого в часі сигналу

Таким чином, замість дельта-імпульсу спектр $S(\omega)$ перетворився в функцію типу $\sin x/x$. Спектр прямокутного імпульсу функції $w(t)$ у якому ширина пелюстки залежить від тривалості інтервалу аналізу, як це наочно показано на рис. 4.

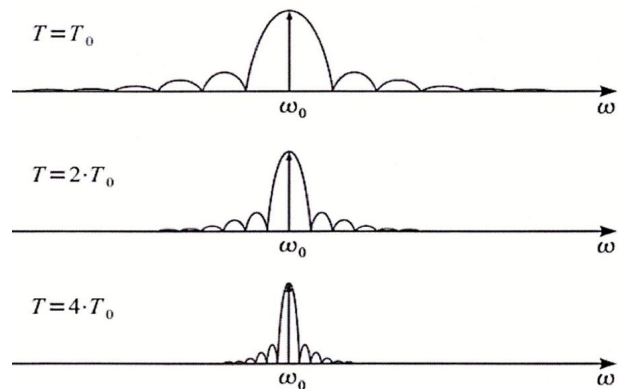


Рис. 4. Зміна спектра зі збільшенням інтервалу аналізу

Якщо збільшувати інтервал аналізу T до нескінченності, то спектр буде звужуватися і прямувати до дельта-імпульсу. Прямокутний імпульс $w(t)$ назвемо віконної функцією.

Швидке перетворення Фур'є сигналу обмеженого в часі. Використання віконного згладжування. Тепер розглянемо випадок FFT який ставить у відповідність N відлікам сигналу $S(n)$, $n = 0, \dots, N-1$, N відділків спектру, узятих на одному періоді повторення спектра: $S(k)$, $k = 0, \dots, N-1$. Відліки сигналу, взяті через рівні проміжки часу $\Delta t = 2\pi/\omega_\sigma$, де ω_σ – частота дискретизації (рад/с). Таким чином інтервал аналізу, $T = N \cdot \Delta t = N \cdot 2\pi/\omega_\sigma$, тоді спектральні відліки беруться через інтервал $\Delta\omega = 2\pi/T$. Ширина головної пелюстки спектру $S(\omega)$, (рис. 1) дорівнює $4\pi/T$, тоді можна розглянути два випадку. Перший випадок частота сигналу збігається з k -ою частотою спектра $\omega_0 = \omega(k)$ (верхній графік рис. 5). При дискретизації отримуємо тільки відлік на частоті $\omega_0 = \omega(k)$ за амплітудою відповідній амплітуді сигналу, інші спектральні відліки будуть дорівнюють нулю, так як моменти дискретизації спектра співпадають з нулями спектра віконної функції.

Другий випадок коли частота ω_0 не збігається ні з однією частотою з сітки спектральних відділків (нижній графік рис. 5). В цьому випадку спектр сигналу «розмивається». Замість одного спектрального відділку отримуємо безліч відділків, так як дискретизація проводиться не в нулях спектра функції вікна, і всі бічні пелюстки проявляються в спектрі. Крім того амплітуда спектральних відділків також зменшується.

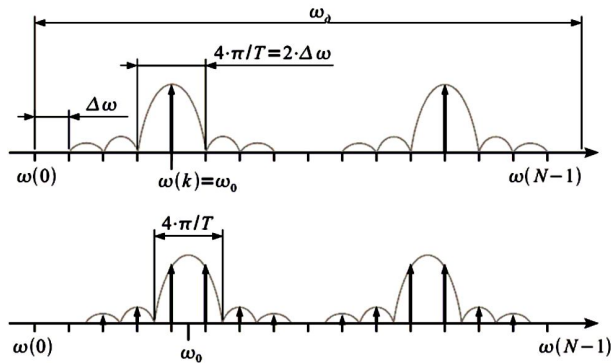


Рис. 5. Швидке перетворення Фур'є при збігу і розбіжності частоти сигналу і сітки частот спектра

Збіг частоти з сіткою спектральних відділків буде в тому випадку якщо на інтервалі обробки укладається ціла кількість періодів сигналу. В іншому випадку спектр «розмаже». Розмазування спектра негативний ефект, з яким необхідно боротися. Покажемо це на прикладі. Нехай є два гармонійних сигналу на частотах ω_0 і ω_1 . Причому амплітуда сигналу на частоті ω_1 , на багато менше амплітуди сигналу на частоті ω_0 . Обмеження інтервалу аналізу призведе до того, що спектри «розмажуться», і сигнал на частоті ω_1 буде не помітний під бічною пелюсткою сигналу з частотою ω_0 , як це показано на рис. 6.

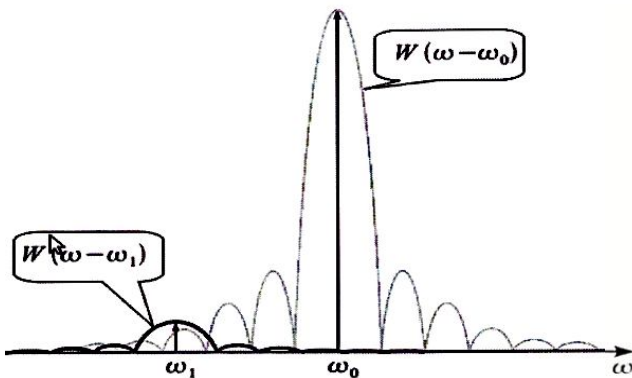


Рис. 6. Сигнал малої амплітуди? не помітний під бічною пелюсткою іншого сигналу

Очевидно, для того щоб виявити слабкий сигнал необхідно усунути бічні пелюстки в спектрі, які виникають коли ми обмежили сигнал прямокутним вікном. Отже, щоб усунути ці пелюстки необхідно усунути їх в спектрі віконної функції $w(t)$, тобто треба змінити віконну функцію, а саме зробити її більш гладкою, як це показано на рис. 7.

При гладкій віконній функції в спектрі не спостерігається бічних пелюсток (або їх рівень суттєво

знижується), проте має місце розширення основної пелюстки спектру в порівнянні з прямокутним вікном $\Omega > 4\pi/T$. Таким чином ми начебто поборили бічні пелюстки, і змогли виявити слабкі сигнали (рис. 8), які раніше губилися в бічних пелюстках, але заплатили за це розширенням основної пелюстки [11].

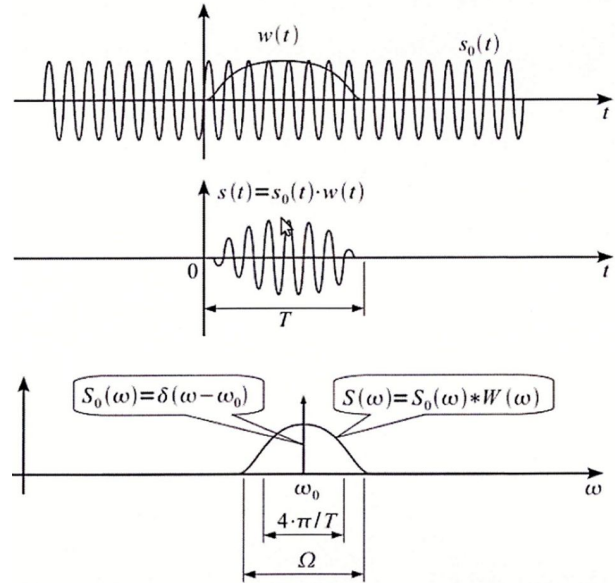


Рис. 7. Гладка вагова функція

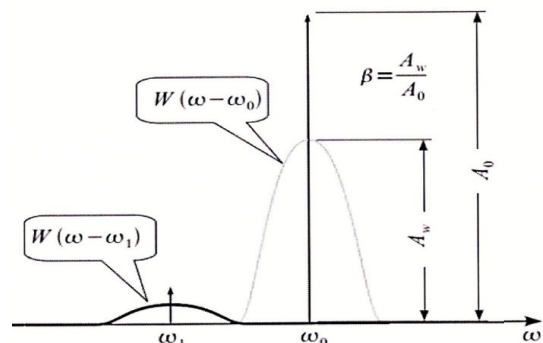


Рис. 8. При гладкій ваговій функції слабкі сигнали не втрачаються в бічних пелюстках

Необхідно відзначити, що чим більше придушення бічних пелюсток спектра віконної функції, тим ширше виходить основна пелюстка. Дане протиріччя призвело до розробки великої кількості віконних функцій з різним придушенням бічних пелюсток і різною шириною головної пелюстки.

Коефіцієнт ослаблення віконної функції. Розглянемо ще одну властивість віконної функції, а саме коефіцієнт ослаблення β . Для пояснення коефіцієнта ослаблення β розглянемо постійну складову A_w віконної функції на інтервалі T :

$$A_w = \frac{1}{T} \int_0^T w(t) dt. \quad (2)$$

У разі прямокутного вікна

$$A_{rect} = \frac{1}{T} \int_0^T w(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^T dt = 1. \quad (3)$$

Коефіцієнтом ослаблення β називають відношення постійної складової A_w заданої функції вікна,

до постійної складової прямокутного вікна A_{rect} :

$$\beta = \frac{A_w}{A_{rect}} = \frac{1}{T} \int_0^T w(t) dt. \quad (4)$$

Сенс коефіцієнта ослаблення полягає в тому, що амплітуди всіх спектральних складових після множення на віконну функцію зменшуються в β раз в порівнянні з прямокутним вікном. Коефіцієнт ослаблення записують у вигляді

$$\beta = 20 \cdot \log_{10}(\beta) \text{ дБ}. \quad (5)$$

Якщо у ролі цифрового спектрального аналізу відділки віконної функції взяті через проміжок. Тоді інтеграл у виразі (4) замінюється на суму:

$$\beta = \frac{1}{N \cdot \Delta t} \cdot \sum_{n=0}^{N-1} w(n) \cdot \Delta t = \frac{1}{N} \cdot \sum_{n=0}^{N-1} w(n). \quad (6)$$

Для того, щоб врахувати коефіцієнт ослаблення після швидкого перетворення Фур'є необхідно кожен спектральний відлік поділити на β [12].

Основні частотні характеристики спектра віконної функції. Узагальнимо основні частотні характеристики спектра віконної функції, що дозволяють порівнювати різні вікна між собою. Для цього розглянемо нормовану амплітудно-частотну характеристику (АЧХ) $W_H(F_H)$ віконної функції, представлену на рис. 9.

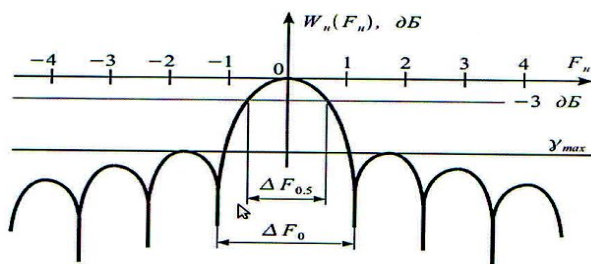


Рис. 9. Нормована АЧХ віконної функції

Нормування амплітуди проводиться для обліку коефіцієнта ослаблення: $\beta: W_H(\omega) = W(\omega)/\beta$. Таким чином всі АЧХ матимуть максимум дорівнює одиниці (0 дБ) на нульовій частоті. Оскільки ширина головної пелюстки залежить від тривалості вікна в часі (рис. 4), то введено нормування частоти:

$$F_H = \frac{\omega}{2\pi/T} = \frac{\omega \cdot T}{2\pi}. \quad (7)$$

Таким чином, форма нормованої АЧХ віконної функції не буде змінюватися при зміні тривалості вікна. Тоді можна ввести такі нормовані параметри:

1. Нормована ширина головної пелюстки АЧХ за рівнем 0,5 (-3 дБ) $\Delta F_{0,5}$ визначається як нормована смуга при якій $W_H(F_H) > -3$ дБ.

2. Нормована ширина головної пелюстки АЧХ по нульовому рівню ΔF_0 : $\Delta F_0 = \Omega \cdot T / (2\pi)$, рис. 6.

3. Максимальний рівень бічних пелюсток γ_{max} .

Можна помітити, що ΔF_0 прямокутного вікна дорівнює 2. Тоді можна ввести параметр, що характеризує у скільки раз нормована ширина головної пелюстки АЧХ по нульовому рівню ΔF_0 заданого вікна ширше ніж ΔF_0 прямокутного вікна. Позначимо цей параметр як $K = \Delta F_0 / 2$. Залежно від параметра K вікна ділять на вікна з високою роздільною здатністю $K < 3$ і вікна низького дозволу $K > 3$.

Отже, ми зіткнулися з принципом невизначеності для області обробки радіосигналів. Принцип цей носить назву Теорема Бенедик: функція не може бути одночасно обмеженою в діапазоні часу і в діапазоні частоти. І якщо з сигналами нескінченної довжини справу доводиться мати рідко, ця область для практики має менше значення. То з сигналами які мають кінцеву довжину не обійтися без найвідомішої теореми в теорії обробки звукових сигналів – теореми Котельникова-Найквіста-Шеннона, яка в одній з свої інтерпретацій звучить наступним чином: будь-який аналоговий сигнал може бути відновлений з якою завгодно точністю за своїм дискретним відліком тоді, коли значення його відділків $f > F_{max}$, де F_{max} – максимальна частота, якою обмежений спектр вихідного сигналу. Виходячи з цієї теореми і теореми Бенедик ми робимо висновок, що в даний момент реальних сигналів, які можна з нескінченно великою точністю уявити в дискретному і обмеженому вигляді, немає.

З огляду на вищевикладене стає очевидним що вирішити питання створення універсального алгоритму перетворення Фур'є для програмного продукту автоматизованого комплексу пошуку цифрових засобів негласного отримання інформації не представляється можливим. Тобто процес удосконалення алгоритму перетворення Фур'є для ПЗ АПК можливо здійснювати за рахунок різноманітного комбінування віконних функцій для різних радіодіапазонів, для конкретного випадку застосування в ПЗ АПК.

Висновки

В роботі розглянуто питання обчислення спектру сигналу при спостереженні на обмеженому часовому відрізку. Показано, що обмеження часу аналізу рівносильно використанню прямокутної віконної функції, частотна характеристика якої має максимальні бічні пелюстки. Розроблено механізм зниження рівня бічних пелюсток шляхом згладжування вікном, що в свою чергу, погіршує спектральний аналіз через розширення основної пелюстки, проте значно прискорює процес обробки сигналу для аналізу програмним забезпеченням пошукового комплексу. Крім того, доведено неможливість створення універсального алгоритму пошуку і програмного продукту для автоматизованого комплексу пошуку засобів негласного отримання інформації. Запропоновано шляхи удосконалення швидкого перетворення Фур'є шляхом вірного комбінування віконних функцій для різних радіодіапазонів, для конкретного випадку застосування в програмних засобах апаратно-програмних комплексах.

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. Хорев А.А. Защита информации от утечки по техническим каналам. Часть 1. Технические каналы утечки информации: учебное пособие / А.А. Хорев. – М.: Гостехкомиссия России, 1998. – 320 с.
2. Кривцун А.В. Использование новых возможностей комплекса радиомониторинга и цифрового анализа сигналов «Кассандра-М» для обнаружения современных специальных технических средств с передачей информации по радиоканалу [Электронный ресурс] / А.В. Кривцун, А.В. Захаров. – <http://www.inspectorsoft.ru/article.php?id=388>
3. Обзор. Комплексы контроля радиобстановки [Электронный ресурс] режим доступа: <http://www.confident.org.ua/index.php/oborudovanie-dlya-poiska-zhuchkov/91-kompleksy-kontrolya-radiobstanovki.html>.
4. Свиридов А. С., Коваленко А. А., Кучук Г. А. Метод перерозподілу пропускнуої здатності критичної ділянки мережі на основі удосконалення ON/OFF-моделі трафіку. *Сучасні інформаційні системи*. 2018. Т. 2, № 2. С. 139–144. DOI: <https://doi.org/10.20998/2522-9052.2018.2.24>
5. Коваленко А. А. Подходы к синтезу информационной структуры системы управления объектом критического применения / А.А. Коваленко // Системи обробки інформації. – 2014. – № 1(117). – С. 180-184.
6. Кучук Г.А. Метод мінімізації середньої затримки пакетів у віртуальних з'єднаннях мережі підтримки хмарного сервісу / Г.А. Кучук, А.А. Коваленко, Н.В. Лукова-Чуйко // Системи управління, навігації та зв'язку. – Полтава. ПНТУ, 2017. – Вип. 2(42). – С. 117-120.
7. Kuchuk G., Kovalenko A., Komari I.E., Svyrydov A., Kharchenko V.. Improving big data centers energy efficiency: Traffic based model and method. *Studies in Systems, Decision and Control*, vol 171. Kharchenko, V., Kondratenko, Y., Kasprzyk, J. (Eds.). Springer Nature Switzerland AG, 2019. Pp. 161-183. DOI: http://doi.org/10.1007/978-3-030-00253-4_8
8. Musienko A.P., Serdyuk A.S. Lebesgue-type inequalities for the de la Vallée-Poussin sums on sets of analytic functions / A.P. Musienko, A. S. Serdyuk // *Ukrainian Mathematical Journal* September 2013, Volume 65, Issue 4, P. 575 – 592.
9. Быстрое преобразование Фурье [Электронный ресурс] режим доступа :<https://reshbniki-online.ru/node/164118>.
10. Куц Ю.В. Статистична фазометрія. / Ю.В. Куц, Л.М. Щербак. Наукова монографія. – Тернопіль: ВЦ Тернопільського державного технічного університету імені Івана Пулюя, 2009. – 383 с.
11. Musienko A. Information Technology of Targeting: Optimization of Decision Making Process in a Competitive Environment / O. Barabash, G. Shevchenko, N. Dakhno, O. Neshcheret, A. Musienko // *International Journal of Intelligent Systems and Applications*. – Vol. 9. – № 12. – Hong Kong: MECS Publisher, 2017. – P. 1 – 9.
12. Попов В.С. Исследование влияния боковых лепестков спектра окон на погрешности обработки и передачи сигнала <http://windowing-matlab.narod.ru/>

Рецензент: д-р техн. наук. проф. І. В. Рубан,
Харківський національний університет радіоелектроніки, Харків.
Received (Надійшла) 17.05.2019
Accepted for publication (Прийнята до друку) 24.07.2019

**Методика вибору оптимального вхідного сигналу радіомоніторингу
для програмних засобів на базі перетворення Фур'є**

А. А. Лаптев, А. П. Мусієнко, В. В. Собчук, Б. Н. Борсук

У статті розглянуто питання обчислення спектра радіосигналу на обмеженому часовому проміжку. Доведено, що обмеження часу аналізу рівносильно використанню прямокутної віконної функції, частотна характеристика якої має максимальні бічні пелюстки. Розроблено механізм зниження рівня бічних пелюсток шляхом згладжування віконною функцією, що у свою чергу, погіршує спектральний аналіз через розширення величини основного сигналу. Проте значно прискорює процес обробки сигналу для аналізу оператором пошукового комплексу. Використання віконних функцій в програмних продуктах пошукових комплексів значно підвищує ймовірність виявлення цифрових засобів негласного отримання інформації. Доведено неможливість створення універсального алгоритму перетворення аналогового сигналу у цифровий який би міг бути безпомилковим вхідним сигналом для створення програмного засобу автоматизованого комплексу пошуку засобів негласного отримання інформації. Розроблена методика підвищення якості використання швидкого перетворення Фур'є для апаратно програмних комплексів радіомоніторингу. Суть цієї методики у комбінованому підході до перетворення, тобто використовувати не одну віконну функцію, а більш доцільні використовувати віконні функції для кожного відрізка частотного діапазону.

Ключові слова: методика, радіомоніторинг, швидке перетворення Фур'є, спектр, віконні функції.

**Methodic for the selection of optimal incoming radio monitoring signal
for software under Fourier-transformation**

A. Musienko, A. Laptev, V. Sobchuk, B. Borsuk

The article deals with the question of calculating the spectrum of a radio signal on a limited time interval. It is proved that the time limitation of the analysis is equivalent to the use of a rectangular window function whose frequency characteristic has maximum lateral petals. The mechanism of decreasing the level of side lobes by smoothing the window function is developed, which, in turn, worsens the spectral analysis due to the expansion of the value of the main signal. However, the signal processing process is significantly accelerated for analysis by the operator of the search engine. The use of window functions in software products of search engines greatly increases the likelihood of the discovery of digital means of secret access to information. The impossibility of creating a universal algorithm for transforming an analog signal into a digital one, which could be an error-free input signal, was created to create a software tool for an automated search system for tacit reception of information. The method of improving the quality of the use of the Fourier transform for the hardware of software complexes of radio monitoring is developed. The essence of this technique in the combined approach to the transformation, that is, to use not one window function, but more appropriate to use the window functions for each segment of the frequency range.

Keywords: methodology, radio monitoring, fast Fourier transform, spectrum, window functions.