

Г.Г. БОРТНИК, М.В. ВАСИЛЬКІВСЬКИЙ, А.В. КОВАЛЕНКО

Вінницький національний технічний університет

ЦИФРОВИЙ МЕТОД СПЕКТРАЛЬНОГО АНАЛІЗУ ШИРОКОСМУГОВИХ СИГНАЛІВ

У роботі представлено високопродуктивний метод цифрового спектрального аналізу широкосмугових сигналів, який базується на процедурі розділення масиву досліджуваного сигналу на ряд підпоследовностей. Сформовані підпоследовності обробляються згідно з алгоритмом ШПФ. У рамках запропонованого методу отримано вирази для розрахунку параметрів структури ШПФ. Аналіз ефективності запропонованого методу підтвердив, що завдяки розробленому методу вдається підвищити продуктивність цифрового спектрального аналізу широкосмугових сигналів у $2\div 4,6$ разів залежно від об'єму аналізованої вибірки сигналу та довжини оброблюваної підпоследовності.

Ключові слова: широкосмугові сигнали, швидке перетворення Фур'є, спектральний аналіз, роздільна здатність.

G.G. BORTNYK, M.V. VASYLKIVSKYI, A.V. KOVALENKO

Vinnytsia National Technical University

DIGITAL METHOD OF SPECTRAL ANALYSIS WIDE-SIGNALS

Spectral analysis of broadband signals based on Fast Fourier Transformation (FFT) algorithms has a number of features associated with the required resolution in frequency and high processing performance. In this case, the direct application of FFT algorithms for the implementation of these conflicting requirements is a complex scientific and technical task. At the same time, when solving problems related to the spectral analysis of broadband signals in telecommunication and radio engineering systems that operate in real time, the productivity of existing methods and means of DSP is inadequate. The purpose of the work is to increase the productivity of the spectral analysis of broadband signals due to the partition of the implementation of the signal on a number of subsequences with subsequent processing in the frequency domain. The paper presents a high-performance method of digital spectral analysis of broadband signals, which is based on the procedure of separating the array of the investigated signal into a series of sub sequences. The formed subsequences are processed according to the FFT algorithm. In the framework of the proposed method, expressions were obtained for the calculation of parameters of FFT structure. The analysis of the efficiency of the proposed method confirmed that due to the developed method it is possible to increase the productivity of the digital spectral analysis of broadband signals in $2 \div 4.6$ times depending on the volume of the analyzed sample of the signal and the length of the processed subsequence. The maximum gain in productivity is achieved provided that the processed subsequence has a small length and the volume of the array of the investigated signal is large.

The proposed method can be used in telecommunication and radio engineering systems for the spectral analysis of broadband signals in real time mode.

Keywords: wide-signals, Fast Fourier Transformation, spectral analysis, resolution.

Вступ

Існуючі засоби спектрального аналізу широкосмугових сигналів базуються на використанні методів цифрового оброблення сигналів (ЦОС), а саме – алгоритмів швидкого перетворення Фур'є (ШПФ) [1]. Спектральний аналіз широкосмугових сигналів на базі алгоритмів ШПФ має ряд особливостей, що пов'язані з необхідною роздільною здатністю за частотою та високою продуктивністю оброблення [2]. При цьому безпосереднє застосування алгоритмів ШПФ для реалізації цих суперечливих вимог є складною науково-технічною задачею. Разом з тим, при розв'язанні задач, пов'язаних зі спектральним аналізом широкосмугових сигналів у телекомунікаційних і радіотехнічних системах, що функціонують у реальному масштабі часу, продуктивність існуючих методів і засобів ЦОС виявляється недостатньою [3].

Останнім часом запропоновано декілька модифікованих методів спектрального аналізу на базі алгоритмів ЦОС, які було розроблено для того, щоб послабити обмеження за продуктивністю, що властиві цифровим спектральним методам [4, 5]. У режимі роботи в реальному масштабі часу необхідно здійснювати оброблення широкосмугових сигналів, при якому не відбувається втрат відліків аналізованих сигналів і водночас не відбувається зростаючого від реалізації до реалізації їх накопичення. Незважаючи на певні результати, досягнуті у зазначених вище публікаціях, питання підвищення продуктивності цифрового спектрального аналізу широкосмугових сигналів як і раніше залишаються актуальними.

Наведена аргументація підтверджує своєчасність та актуальність поставленої науково-практичної задачі, розв'язання якої потребує розвитку методів та практичних положень для побудови засобів цифрового спектрального аналізу широкосмугових сигналів.

Метою роботи є підвищення продуктивності спектрального аналізу широкосмугових сигналів за рахунок розбиття реалізації сигналу на ряд підпоследовностей з подальшим їх обробленням у частотній області.

Основна частина

Критерієм широкосмуговості цифрового спектроаналізатора є коефіцієнт перекриття за частотою [6]

$$k_f = \frac{f_H}{f_L}, \quad (1)$$

де f_H, f_L – верхнє та нижнє значення частоти досліджуваного спектра сигналу.

Роздільна здатність за частотою характеризується коефіцієнтом відносного частотного розділення:

$$\beta = \frac{\Delta f}{f}, \quad (2)$$

де Δf – абсолютне розділення за частотою або частотний інтервал між двома сусідніми частотними складовими спектра.

Для методу спектрального аналізу на базі ШПФ абсолютне розділення за частотою є постійним у всьому діапазоні частот і дорівнює [5]:

$$\Delta f = \frac{f_s}{N}, \quad (3)$$

де f_s – частота дискретизації;

N – обсяг вибірки досліджуваного сигналу.

Максимальне значення коефіцієнта відносного розділення β_{\max} досягається на частоті f_L . З виразів (1) і (3) можна знайти граничне значення коефіцієнта відносного розділення:

$$\beta_{\max} = k_f \cdot \beta_{\min}. \quad (4)$$

З урахуванням теореми відліків можна записати:

$$\begin{aligned} k_f &\leq \frac{N}{2}; \\ \frac{2}{N} &\leq \beta \leq 1. \end{aligned} \quad (5)$$

Як зазначалось вище, вимоги забезпечення необхідних k_f і β є суперечливими. Нехай необхідно виконати спектральний аналіз ширококутового сигналу, спектр якого займає n декад, тобто $k_f = 10^n$, а максимальне значення коефіцієнта відносного розділення не повинно перевищувати заданого значення β_0 .

З виразу (4) маємо $k_f \cdot \beta_{\min} = k_f \frac{f_s}{N \cdot f_H} \leq \beta_0$. Звідси можна оцінити мінімальний обсяг вибірки сигналу для досягнення необхідного частотного розділення

$$N_{\min} \geq \frac{k_f \cdot f_s}{\beta_0 \cdot f}. \quad (6)$$

При реалізації цифрового методу спектрального аналізу ширококутових сигналів на базі ШПФ коефіцієнт відносного розділення за частотою знаходиться у межах $0,01 \leq \beta \leq 0,0001$ [2]. Тоді при $n = 5$ для значення $\beta_0 = 0,001$ отримаємо $N_{\min} \geq 2 \cdot 10^8$. При цьому у діапазоні високих частот коефіцієнт відносного розділення $\beta_{\min} = 10^{-8}$, що є надлишковим для спектрального аналізу ширококутових сигналів.

Для усунення недоліків класичного методу спектрального аналізу на базі ШПФ у роботі пропонується досліджувану реалізацію ширококутового сигналу поділити на ряд підпоследовностей. А для кожної з цих підпоследовностей необхідно задати параметри ШПФ.

Виконаємо попередню оцінку реального значення k_r для реалізації ШПФ підпоследовності обсягом M . У високочастотній частині спектра досліджуваного сигналу значення k_r обмежено відносною шириною частотної смуги фільтра нижніх частот (ФНЧ) $k_B = \frac{f_s}{f_H}$, що усуває ефект «накладання спектрів» [7]. Звідси

$$f_s = k_B \cdot f_H. \quad (7)$$

У низькочастотній частині спектра коефіцієнт k_B обмежено допустимим значенням β_{\max}

$$f_L = \frac{f_s}{N \cdot \beta_{\max}}. \quad (8)$$

З урахуванням (7) і (8) отримаємо

$$k_r = \frac{N \cdot \beta_{\max}}{k_B}. \quad (9)$$

Нехай частотний діапазон ширококутового сигналу розділено на m перекривних піддіапазонів з коефіцієнтом перекриття $k_i = \frac{f_{H_i}}{f_{L_i}}$. Тоді для i -піддіапазону маємо абсолютне розділення за частотою

$$\Delta f_i = \frac{f_{S_i}}{M_i} = f_{L_i} \cdot \beta_{\max_i}. \quad (10)$$

З виразу (10) видно, що при незмінному значенні β_{\max_i} зменшення f_{L_i} призводить до необхідності зниження частоти дискретизації f_{S_i} або пропорційному збільшенню обсягу M_i . При переході до наступного піддіапазону згідно з (10) маємо: $\Delta f_{i+1} = f_{L_{(i+1)}} \cdot \beta_{\max_{(i+1)}}$.

Звідси отримаємо

$$\frac{\Delta f_{i+1}}{\Delta f_i} = \frac{f_{L_{(i+1)}}}{f_{L_i}} \cdot \frac{\beta_{\max_{(i+1)}}}{\beta_{\max_i}}. \quad (11)$$

Якщо окремі піддіапазони не перекриваються, то $f_{L_{(i+1)}} = f_{H_i}$. Тоді з виразу (11) можна отримати співвідношення між частотами дискретизації сусідніх піддіапазонів:

$$\frac{f_{S_{(i+1)}}}{f_{S_i}} = k_i \frac{\beta_{\max_{(i+1)}}}{\beta_{\max_i}} \cdot \frac{M_{i+1}}{M_i} \quad (12)$$

Співвідношення (12) дає змогу оцінити для кожної підпоследовності, отриманої з масиву вибірок досліджуваного широкосмугового сигналу, основні параметри структури ШПФ. Таким чином, можна сформулювати основні етапи реалізації цифрового методу спектрального аналізу широкосмугових сигналів.

1. Задається значення загального коефіцієнта перекриття за частотою k_f і виконується розділення початкового діапазону частот на m піддіапазонів. При накладанні відповідних спектральних зон

$$k_f = \prod_{i=1}^m k_{f_i}.$$

2. Визначається довжина оброблюваної підпоследовності з урахуванням максимального значення коефіцієнта відносного розділення за частотою β_{\max_i} та відносної ширини частотної смуги ФНЧ k_{B_i}

$$M_i = \frac{k_{B_i} \cdot k_{f_i}}{\beta_{\max_i}}.$$

3. За відомими значеннями k_{B_n} і f_H визначається частота дискретизації для високочастотного діапазону досліджуваного сигналу

$$f_{S_m} = k_{B_n} \cdot f_H.$$

4. Зі співвідношення (12) знаходиться частота дискретизації для i -го піддіапазону

$$f_{S_i} = \frac{f_{S_{(i+1)}} \cdot \beta_{\max_i} \cdot M_i}{k_{f_i} \cdot \beta_{\max_{(i+1)}} \cdot M_{i+1}}.$$

5. Для кожної з m підпоследовностей виконується ШПФ згідно з отриманими параметрами оброблення та здійснюється спектральний аналіз досліджуваного широкосмугового сигналу.

Аналіз ефективності цифрового методу спектрального аналізу широкосмугових сигналів

Критерієм ефективності запропонованого методу є продуктивність цифрового оброблення сигналів. Продуктивність методу можна оцінювати за числом «довгих» операцій множення при його реалізації. Але узагальненням цього критерію є коефіцієнт продуктивності, який демонструє вигравш у кількості необхідних операцій при застосуванні запропонованого у роботі методу відносно методу безпосередньої реалізації ШПФ [8]

$$G = \frac{C_{FFT}}{C_{DSP}}, \quad (13)$$

де C_{FFT} – кількість операцій множення при безпосередньому виконанні ШПФ усього масиву відліків сигналу;

C_{DSP} – кількість операцій множення при адаптивному обробленні підпоследовностей, утворених з масиву відліків досліджуваного сигналу.

Реалізація алгоритму ШПФ вимагає $2N \log_2 N$ операцій множення [1]. Застосування ШПФ для окремих m підпоследовностей обсягом M вимагає $2m \cdot M \log_2 M$ операцій множення. Звідси коефіцієнт продуктивності запропонованого методу

$$G = \frac{N}{m \cdot M} \log_M N. \quad (14)$$

На рис. 1 представлено залежність коефіцієнта продуктивності від обсягу цифрової реалізації досліджуваного сигналу для різної довжини оброблюваних підпоследовностей.

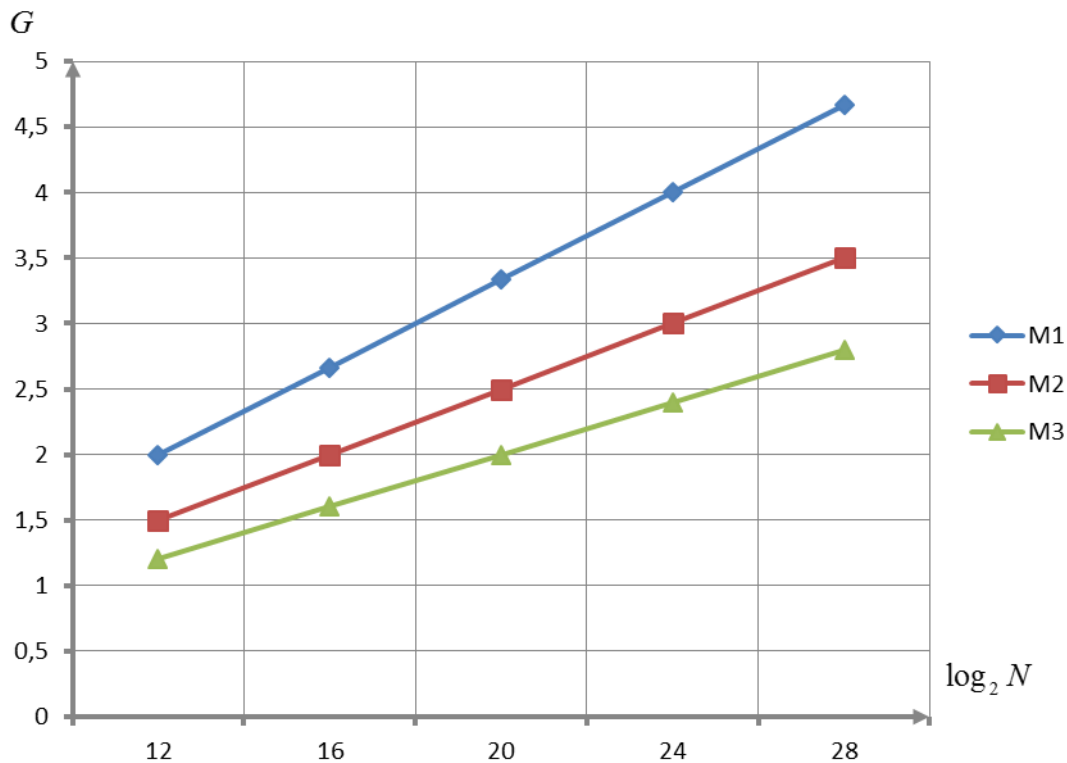


Рис. 1. Залежність коефіцієнтів продуктивності від обсягу реалізації сигналу для $M_1 = 64$; $M_2 = 256$; $M_3 = 1024$

Як видно з графіків, продуктивність запропонованого методу підвищується зі збільшенням обсягу вибірки і дорівнює $2,8 \div 4,6$ для обсягу вибірок досліджуваного сигналу $N = 2^{28}$. При зменшенні довжини аналізованої підпоследовності (збільшення числа оброблюваних підпоследовностей) від $M_3 = 1024$ до $M_1 = 64$ продуктивність зростає, а саме дорівнює $2 \div 3,4$ для обсягу вибірок досліджуваного сигналу $N = 2^{20}$. Таким чином, запропонований метод дає можливість суттєво скоротити час для визначення спектральних складових широкопasmового сигналу та забезпечити режим роботи спектроаналізатора у реальному масштабі часу.

Висновки

У роботі представлено високопродуктивний метод цифрового спектрального аналізу широкопasmових сигналів, який базується на процедурі розділення масиву досліджуваного сигналу на ряд підпоследовностей.

Сформовані підпоследовності обробляються згідно алгоритму ШПФ. У рамках запропонованого методу отримано вирази для розрахунку параметрів структури ШПФ.

Аналіз ефективності запропонованого методу підтвердив, що завдяки розробленому методу вдається підвищити продуктивність цифрового спектрального аналізу широкопasmових сигналів у $2 \div 4,6$ разів залежно від об'єму аналізованої вибірки сигналу та довжини оброблюваної підпоследовності. Максимальний вигравш у продуктивності досягається за умови, коли оброблювана підпоследовність має довжину $M_1 = 64$, а обсяг масиву досліджуваного сигналу $N = 2^{28}$.

Запропонований метод можна використовувати в телекомунікаційних і радіотехнічних системах для спектрального аналізу широкопasmових сигналів у режимі реального масштабу часу.

Література

1. Рабинер Л. Теория и применение цифровой обработки сигналов / Л. Рабинер, Б. Гоулд ; пер. с англ. – М. : Мир, 1978. – 848 с.
2. Бортник Г.Г. Методи та засоби первинного цифрового оброблення радіосигналів / Г.Г. Бортник, М.В. Васильківський, В.М. Кичак. – Вінниця : ВНТУ, 2016. – 168 с.
3. Айфичер Э. Цифровая обработка сигналов / Э. Айфичер, Б. Джервис ; пер. с англ. – М. : Вильямс, 2004. – 992 с.
4. Бортник Г.Г. Метод оцінювання детермінованих складових фазового дрижання у цифрових системах передавання / Г.Г. Бортник, М.В. Васильківський, О.Г. Бортник // Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах. – 2012. – № 3 – С. 45–48.
5. Бортник Г.Г. Цифровий метод спектрального оцінювання випадкових сигналів / Г.Г. Бортник,

М.В. Васильківський, О.В. Стальченко // Вісник Вінницького політехнічного інституту. – 2014. – № 2. – С. 108–114.

6. Бортник Г.Г. Методи цифрового спектрального аналізу вузькосмугових сигналів / Г.Г. Бортник, О.Г. Бортник, О.В. Стальченко // Вісник Вінницького політехнічного інституту. – 2016. – № 4. – С. 97–101.

7. Бортник Г.Г. Методи та засоби аналого-цифрового перетворення височастотних сигналів / Г.Г. Бортник, С.Г. Бортник, В.М. Кичак. – Вінниця : ВНТУ, 2014. – 128 с.

8. Бортник Г.Г. Методи та пристрої оцінювання характеристик імпульсно-кодових модуляторів широкосмугових сигналів : монографія / Г. Г. Бортник, В.М. Кичак, Н.О. Пунченко. – Вінниця : ВНТУ, 2014. – 147 с.

References

1. Rabiner L. Teoriya i primeneniye cifrovoj obrabotki signalov / L. Rabiner, B. Gould ; per. s angl. – M. : Mir, 1978. – 848 s.
2. Bortnyk H.H. Metody ta zasoby pervynnoho tsyfrovoho obroblyennia radiosyhnaliv / H.H. Bortnyk, M.V. Vasylykivskiy, V.M. Kychak. – Vinnytsia : VNTU, 2016. – 168 s.
3. Ajficher E. Cifrovaya obrabotka signalov / E. Ajficher, B. Dzhervis ; per. s angl. – M. : Vilyams, 2004. – 992 s.
4. Bortnyk H.H. Metod otsiniuvannya determinovanykh skladovykh fazovoho dryzhannia u tsyfrovyykh systemakh peredavannya / H.H. Bortnyk, M.V. Vasylykivskiy, O.H. Bortnyk // Vymiriuvalna ta obchysliuvalna tekhnika v tekhnolohichnykh protsesakh. – 2012. – № 3 – S. 45–48.
5. Bortnyk H.H. Tsyfrovyyi metod spektralnoho otsiniuvannya vypadkovykh syhnaliv / H.H. Bortnyk, M.V. Vasylykivskiy, O.V. Stalchenko // Visnyk Vinnytskoho politekhnichnoho instytutu. – 2014. – № 2. – S. 108–114.
6. Bortnyk H.H. Metody tsyfrovoho spektralnoho analizu vuzkosmuhovykh syhnaliv / H.H. Bortnyk, O.H. Bortnyk, O.V. Stalchenko // Visnyk Vinnytskoho politekhnichnoho instytutu. – 2016. – № 4. – S. 97–101.
7. Bortnyk H.H. Metody ta zasoby analoho-tsyfrovoho peretvorennia vysokochastotnykh syhnaliv / H.H. Bortnyk, S.H. Bortnyk, V.M. Kychak. – Vinnytsia : VNTU, 2014. – 128 s.
8. Bortnyk H.H. Metody ta prystroi otsiniuvannya kharakterystyk impulsno-kodovykh modulatoriv shyrokosmuhovykh syhnaliv : monohrafiya / H. H. Bortnyk, V.M. Kychak, N.O. Puchenko. – Vinnytsia : VNTU, 2014. – 147 s. Рецензія/Peerreview : 03.04.2019

Рецензія/Peer review : 17.5.2019 р.

Надрукована/Printed : 2.6.2019 р.
Рецензент: д.т.н., проф. Осадчук О.В.