УДК 621.317.35

Г. Д. Братченко, д.т.н., **М. О. Коптєлов, Г. Г. Смаглюк, М. А. Мартинов**

Державний університет інтелектуальних технологій і зв'язку, м. Одеса, Україна

ОЦІНЮВАННЯ ТОЧНОСТІ ВИМІРЮВАННЯ МИТТЄВИХ ЧАСТОТ ТА ФАЗ КОМПОНЕНТ БАГАТОКОМПОНЕНТНОГО НЕСТАЦІОНАРНОГО СИГНАЛУ

В роботі методом імітаційного моделювання отримані оцінки точності вимірювання миттєвої частоти та поточної фази кількох нестаціонарних частотно-модульованих компонент сигналу. Досліджувались методи вимірювання на основі короткочасного перетворення Фур'є та запропонованого методу з локальною адаптивною узгодженою фільтрацією компонент сигналу в частотній області у часовому ковзному вікні спостереження. Налаштування узгоджених фільтрів виконується окремо для кожної складової сигналу з поверненням у часову область та урахуванням налаштувань фільтра у попередньому часовому вікні. Отримані оцінки середніх квадратичних відхилень результатів вимірювань миттєвої частоти і поточної фази шляхом порівняння з їх відомими залежностями. Закони зміни частот компонент нестаціонарного сигналу обирались гармонічними, що дозволило також оцінити вплив нелінійності зміни миттєвої частоти на точність вимірювання.

Ключові слова: *нестаціонарний сигнал, частотно-модульована компонента сигналу, короткочасне перетворення Фур'є, узгоджена фільтрація, вимірювання, миттєва частота, поточна фаза.*

Г. Д. Братченко, д.т.н., **М. А. Коптелов, Г. Г. Смаглюк, М. А. Мартынов**

ОЦЕНИВАНИЕ ТОЧНОСТИ ИЗМЕРЕНИЯ МГНОВЕННЫХ ЧАСТОТ И ФАЗ КОМПОНЕНТ МНОГОКОМПОНЕНТНОГО НЕСТАЦИОНАРНОГО СИГНАЛА

В работе методом имитационного моделирования получены оценки точности измерения мгновенной частоты и текущей фазы нескольких нестационарных частотно-модулированных компонент сигнала. Исследовались методы измерения на основе кратковременного преобразования Фурье и предложенного метода с локальной адаптивной согласованной фильтрацией компонента сигнала в частотной области во временном скользящем окне наблюдения. Настройка согласованных фильтров выполняется отдельно для каждой составляющей сигнала с возвратом во временную область и учетом настроек фильтра в предыдущем временном окне. Получены оценки средних квадратических отклонений результатов измерений мгновенной частоты и текущей фазы по сравнению с их известными зависимостями. Законы изменения частот компонент нестационарного сигнала выбирались гармоническими, что позволило также оценить влияние нелинейности изменения мгновенной частоты на точность измерения.

Ключевые слова: *нестационарный сигнал, частотно-модулированная компонента сигнала, кратковременное преобразование Фурье, согласованная фильтрация, измерение, мгновенная частота, текущая фаза.*

H. D. Bratchenko, DSc, **M. O. Koptielov, H. H. Smahliuk, M. A. Martynov**

ACCURACY ESTIMATION OF MEASURING THE INSTANTANEOUS FREQUENCIES AND PHASES OF COMPONENTS OF THE MULTICOMPONENT NON-STATIONARY SIGNAL

Measurements of instantaneous frequencies and phases of non-stationary components of the multicomponent signals are actual in processing medical, radar, sonar, seismic, vibration, and speech signals. When we measure the parameters of multi-component non-stationary signals, it is a need to measure the instantaneous frequency and current phase of several non-stationary frequency-modulated signal components. In this article, estimates of the measurement accuracy of the specified parameters of the non-stationary signal components were obtained using the method of simulation modeling. Measurement methods based on the short-time Fourier transform and the proposed method with local adaptive matching filtering of signal components in the frequency domain in the time-sliding observation window were studied. Adjustment of matched filters is performed separately for each component of the signal, returning to the time domain *and taking into account the filter settings in the previous time window. The simulation method is used for the signal model consisting of three components. The first two components are the frequency modulated harmonic ones and the last is harmonic with constant frequency. The amplitudes of components and additive Gaussian noise variance were variated to study the influence of signal-to-noise ratio on the accuracy of measurements. Estimates of the experimental standard deviation of instantaneous frequencies and current phase measurements were obtained by comparing them with their known dependencies. The frequency laws of non-stationary signal components were chosen to be harmonic, which also allowed us to evaluate the influence of the nonlinearity of the instantaneous frequency change on the measurement accuracy. The results of differential phase measurements between two measurement channels are obtained to illustrate the quality of such ones for multi-component non-stationary signals situations. The results of this study may be useful for the development of imaging methods in inverse synthetic aperture radars (ISAR) and interferometric ISAR.*

Keywords: *non-stationary signal, frequency-modulated signal component, short-time Fourier transform, match filtering, measurement, instantaneous frequency, current phase.*

DOI 10.32684/2412-5288-2021-2-19-48-62

Вступ

Випадкові нестаціонарні вимірювальні сигнали широко представлені в метрологічній практиці. В першу чергу, вони є випадковими завдяки наявності у суміші з квазідетермінованим корисним сигналом шумової складової, яка може бути як адитивною, так і мультиплікативною. Окрім цього, параметри корисного сигналу, який несе інформацію про вимірювану фізичну величину, також можуть бути змінними у часі як за детермінованим, так і за випадковим законом. Вимірювання цих параметрів виконується засобами вимірювань, які самі також є джерелом завад. Одним з прикладів сигналу з детермінованими змінними параметрами є частотно-модульований (ЧМ) сигнал, в якому корисна інформація закодована у законі зміни в часі миттєвої частоти (МЧ, англ. – Instantaneous Frequency – IF) сигналу. Вимірювана в радіолокаційних і гідроакустичних системах частота Допплера несе інформацію про радіальну швидкість руху цілі, просторове положення цілі та її елементів за результатами вимірювань МЧ або фази відбитого сигналу [1, 2]. В радіолокаційних системах із синтезуванням апертури за результатами таких вимірювань відновлюються двовимірні [3, 4] і тривимірні [5] радіолокаційні зображення (РЗ). Вимірювання МЧ застосовується у сейсмології для представлення сейсмічних сигналів [6]. Оцінювання МЧ, наприклад, використовується для виявлення вуглеводнів, оскільки нафтові та газові пласти можуть викликати аномалії в енергії та частоті сейсмічних сигналів [7], акустичних мовних сигналів, миттєві частоти яких несуть важливу інформацію для аналізу і розпізнавання мовлення [8]. Численні застосування вимірювань МЧ присутні в медицині. Наприклад, в електроенцефалограмі (ЕЕГ, англ. EEG) новонароджених оцінку МЧ використовують для виявлення, моделювання та класифікації судом [9]. Для підвищення ефективності виявлення аномалій ЕЕГ багатоканальний аналіз МЧ компонент сигналу може комбінуватись з методами сегментації зображень, які отримуються за результатами часово-частотного (ЧЧ) аналізу сигналу [10]. Отримані результати вимірювань законів зміни МЧ компонент сигналів у розглянутих випадках є ознаками або застосовуються для отримання ознак розпізнавання об’єктів або ситуацій з метою подальшого прийняття рішень [10].

Спектральний аналіз є загальноприйнятим методом в метрологічній практиці, який реалізується в аналізаторах спектру та аналізаторах сигналів для виявлення особливостей сигналу на обмеженій часовій ділянці. Такими особливостями можуть бути: кількість компонент у складі сигналу, гармонічних та негармонічних, що може бути визначена за формою їх спектрів. При отриманні послідовності спектрів у ковзному часовому вікні додається можливість спостереження законів зміни оцінок МЧ та амплітуд, середньої частоти та закону зміни ширини спектру кожної з компонент, тобто реалізувати ЧЧ аналіз [11, 12]. При тривалому спостереженні нестаціонарних сигналів оцінки законів зміни МЧ часто отримуються на основі спектральних оцінок середньої частоти на порівняно короткій ділянці спостереження. При цьому для підвищення точності вимірювання МЧ тривалість вікна треба, з одного боку, зменшувати, щоб частоту сигналу на цій ділянці можна було б прийняти незмінною, а, з іншого боку, – збільшувати для підвищення роздільної здатності та забезпечення достатнього рівня відношення сигнал-шум. Тобто існує протиріччя, яке потрібно вирішувати на практиці, виходячи з характеру зміни параметрів вимірювального сигналу [11, 13].

Аналіз літератури

Найпоширенішим на практиці методом спектрального аналізу є перетворення Фур'є (ПФ, англ. Fourier Transform – FT) [14]. Метод є оптимальним, коли сигнал є сумішшю гармонік з кратними частотами і білого шуму. Якщо інформація про фізичний процес закладена в часових змінах миттєвих частот (МЧ) компонент спектральних складових сигналу, спектральний аналіз може бути застосований лише наближено на обмеженому часовому інтервалі (вікні спостереження), де можна нехтувати зміною частот компонент сигналу. Задля скорочення тривалості вікна при збереженні роздільної здатності за частотою описано значну кількість параметричних методів спектрального аналізу [14]. Кожен з них має переваги і недоліки пов'язані з відповідністю прийнятої моделі сигналу аналізованому сигналу. Для виявлення короткотривалих спотворень гармонічного сигналу, які є коротшими за його період, віконний спектральний аналіз є не придатним. Для вирішення таких задач застосовуються, наприклад, методи вейвлет-аналізу [15]. У випадку нестаціонарних сигналів із змінною у часі частотою з метою збільшення тривалості вікна аналізу застосовуються лінійні моделі зміни частоти (фаза такого сигналу відповідно має квадратичну залежність), а для більш складних сигналів – поліноміальні моделі більш високого порядку [3, 13]. Проблемним питанням щодо використання таких моделей є зростання обчислювальної складності налаштування фільтрів, яке виконується після попереднього розділення компонент сигналу із застосуванням, наприклад, короткочасного перетворення Фур'є (КЧПФ).

Часово-частотний (ЧЧ, англ. Time Frequency – TF) аналіз надає ефективні інструменти для аналізу нестаціонарних сигналів. Миттєва частота є одним з найважливіших параметрів у ЧЧ аналізі. Представлення МЧ, її вимірювання та зв'язок з фізичними величинами є ключовими темами аналізу нестаціонарних сигналів [11, 12, 16]. Вибір алгоритмів обробки сигналів залежить від апріорних знань про явище, що розглядається. Якщо у вибраному просторі представлення існує точна математична модель сигналу, для виділення та класифікації ознак можуть бути застосовані параметричні алгоритми обробки сигналів [3]. Однак для аналізу нестаціонарних сигналів часто не існує узгоджених параметричних моделей, за винятком дуже небагатьох особливих випадків. У [17] демонструються приклади параметричного представлення нестаціонарних сигналів різними моделями на основі ознак, які піддаються обчисленню. Нестаціонарні сигнали такі як перехідна характеристика системи, мовні фонеми та сигнали електрокардіографа підлаштовуються за допомогою цих моделей на основі ознак. Таким чином, підхід моделювання на основі ознак може бути придатним для обробки сигналів на основі моделі.

В [18] аналізуються сучасні методи вимірювання МЧ ЧМ-компонент багатокомпонентних нестаціонарних сигналів. Методи ґрунтуються на можливості розділення компонент сигналів у часовій, частотній або у часово-частотній площині (ЧЧП). Для цього ЧЧП поділяється на області, що відповідають окремим компонентам, і застосується стандартний аналіз МЧ в цих областях. Ідеальна функція для оцінювання МЧ M-компонентного сигналу представляється зваженою сумою M δ-функцій, які матимуть лише M ненульових значень у певний момент часу, коли оцінка похідної фази дорівнює МЧ однієї з компонент. Такий підхід застосовується для ефективної реалізації алгоритмів обробки багатокомпонентних сигналів, компоненти яких розділяються в ЧЧП [19, 20].

В [3, 21] представлені методи, які передбачають адаптацію до законів зміни МЧ компонент сигналу. Вони застосовуються за умови попереднього розділення компонент сигналу для подальшого уточнення їх частотних параметрів. При цьому методи спектрального аналізу можуть бути як лінійні, так і застосовувати квадратичні розподіли. В [22] розглядається локальне поліноміальне перетворення Фур'є (ЛППФ), включаючи його визначення, властивості, зв'язки з іншими перетвореннями, такими як КЧПФ, розподіл Вігнера-Вілля (Wigner–Ville distribution – WVD), функція невизначеності (ambiguity function, AF) AF і дробове ПФ (fractional Fourier transform – FrFT), які широко застосовуються для аналізу нестаціонарних сигналів. Проведене порівняння ЛППФ з ПФ, КЧПФ і розподілом Вігнера-Вілля показало перевагу ЛППФ в покращенні відношення сигнал-шум, що підтверджується теоретичним аналізом і комп'ютерним моделюванням. Надані результати порівняльного аналізу продуктивності використанням різних методів, пов'язаних з локальним поліноміальним перетворенням, для сигналів, вбудованих в адитивний білий гаусівський шум, імпульсний шум і суміш адитивного білого гаусівського шуму та імпульсних шумів. Нарешті, розглядаються приклади застосування ЛППФ і обговорюються перспективні застосування ЛППФ в таких областях, як обробка музичних сигналів, видалення перешкод у зв'язку, аналіз висоти мови та формант, а також аналізу дисперсії хвиль Лемба.

В [23, 24] пропонується адаптивний метод для оцінювання МЧ компонент зашумлених нестаціонарних багатокомпонентних сигналів у поєднанні з методом оцінки тривалості компонентів на основі короткочасної ентропії Реньї. Локалізація та розділення компонент здійснюється за допомогою методу двонаправленого відстеження та виділення компонентів, тоді як оцінка МЧ виконується за допомогою адаптивних алгоритмів, заснованих на правилі перетину довірчих інтервалів і правилі відносного перетину довірчих інтервалів. Отримані оцінки середньої абсолютної та середньої квадратичної похибки вимірювання МЧ компонент в залежності від відношення сигнал-шум. Аналогічний підхід, представлений в [25], ілюструється результатами застосування кількох методів часово-частотного аналізу (ЧЧА) для обробки суттєво нестаціонарних вібраційних сигналів обертових машин, які є неперервними, показують, що метод КЧПФ поступається іншим відомим методам ЧЧА: узагальненому Warblet перетворенню (GWT); синхронному перетворенню другого порядку (SSET) та запропонованому авторами методу GWT–SSET, який поєднує ці два методи ЧЧА. Перевірка цих методів виконана чисельно для однокомпонентних і багатокомпонентних нестаціонарних сигналів зі змінною МЧ та за результатами натурного експерименту. Для оцінювання концентрації ЧЧА та точності вимірювання МЧ використовувались квантовані показники ентропії Реньї та середньої відносної похибки відповідно. В той же час, суттєвою перевагою КЧПФ є значно менші обчислювальні витрати і можливість застосування алгоритмів швидкого перетворення Фур'є (ШПФ). Більш того, у разі багаторазового ковзного віконного обчислення дискретного ПФ можна застосовувати ітераційний алгоритм, який переважає за швидкодією відомі алгоритми ШПФ [26, 27].

В представленій статті розглядаються неперервні нестаціонарні сигнали з одним типом нестаціонарності – зі зміною у часі МЧ сигналу. Сигнал є сумішшю кількох компонент, закони зміни МЧ яких можуть бути різними. При цьому припускається можливість розділення компонент в частотній області на обмежених за часом ділянках спостереження із застосуванням КЧПФ.

Важливим завданням в окремих радіолокаційних застосуваннях також є вимірювання початкової фази та закону зміни поточної фази компонент нестаціонарного сигналу, а також міжканальної різниці фаз компонент нестаціонарного сигналу в приймальних каналах багатоканальної системи [1, 5, 28].

Метою роботи є оцінювання точності вимірювання МЧ та поточних фаз ЧМ компонент нестаціонарного сигналу, а також різниці їх фаз в двох каналах методом імітаційного моделювання.

Завданнями дослідження є оцінювання:

точності вимірювання МЧ компонент нестаціонарного сигналу на основі метода КЧПФ та адаптивного локального поліноміального метода з налаштуванням в частотній області, що пропонується;

точності вимірювання поточної фази і різниці фаз між двома каналами.

Методи дослідження – методи вимірювання МЧ та фаз компонент нестаціонарного сигналу, метод імітаційного моделювання.

Основна частина

Імітаційна модель вимірювання МЧ та фаз компонент нестаціонарного сигналу

В подальшому, як і в більшості розглянутих вище робіт, МЧ сигналу чи будь-якої його компоненти сигналу $f(t)$ визначається як похідна за часом t від поточної фази відповідного аналітичного сигналу $z(t) = a(t)e^{-j\varphi(t)}$

$$f(t) = \frac{1}{2\pi}\frac{d\varphi(t)}{dt}, \qquad (1)$$

де $\varphi(t)$ – поточна фаза нестаціонарного сигналу, яку відповідно можна бути визначена інтегралом

$$\varphi(t) = 2\pi\int_0^t f(x)dx, \qquad (2)$$

де t – поточний час.

Миттєва амплітуда сигналу $a(t)$ при імітаційному моделюванні вважається незмінною.

Із співвідношень (1), (2) видно, що для оцінювання закону поточної фази сигналу не важливо яким методом отримано закон зміни МЧ. Тобто методи ЧЧА з квадратичними розподілами також можуть застосовуватись для вимірювання поточної фази. Однак, виходячи з (1) і (2), початкова фаза сигналу буде втраченою.

В подальшому розглядається вимірювання МЧ та фаз низькочастотних цифрових сигналів методом імітаційного моделювання. Досліджуються методи КЧПФ та різновид ЛППФ, а також можуть одночасно досліджуватись й інші відомі та нові методи (рис. 1). Відповідні блоки умовно показані на рис. 1 штриховою лінією.

Короткочасне (віконне) перетворення Фур'є (КЧПФ) є добре відомим методом ЧЧ аналізу нестаціонарних сигналів. У КЧПФ сигнал сегментується за часом шляхом застосування часового вікна певної форми. Тривалість вікна обирається достатньо короткою, щоб сигнал всередині вікна був наближеним до стаціонарного. В той же час його тривалість є обернено пропорційною до частотної роздільної здатності. Тому при ЧЧ аналізі дуже коротке вікно бажано обирати при аналізі сигналів з високою частотою і швидкістю частотної модуляції (ЧМ) та сигналів, де нестаціонарність триває протягом короткого інтервалу. Оскільки КЧПФ зазвичай реалізується в цифровій області, період дискретизації аналого-цифрового перетворювача (АЦП) обмежує тривалість найкоротшого вікна. У разі необхідності кількість аналогічних каналів може бути збільшено. При реалізації КЧПФ застосовано алгоритм прискореного ітераційного обчислення послідовності ДПФ та фільтрації за Хеммінгом в частотній області детально описані в [26, 27].

Оператор візуалізації КЧПФ проєктує енергію сигналу в ЧЧП. Співвідношення для обчислення потужності сигналу для моменту часу t і частоти ω має вигляд [22]

$$STFT(s;t,\omega)=\int_{-\infty}^{\infty}s(t+\tau)h^{*}(\tau)e^{-j\omega\tau}d\tau, \quad (3)$$

де $s(t)$ – сигнал, що підлягає аналізу;

$h(t)$ – часове вікно, яке має обмежену тривалість;

$\omega=2\pi f$ – кутова частота;

* – знак комплексного спряження.

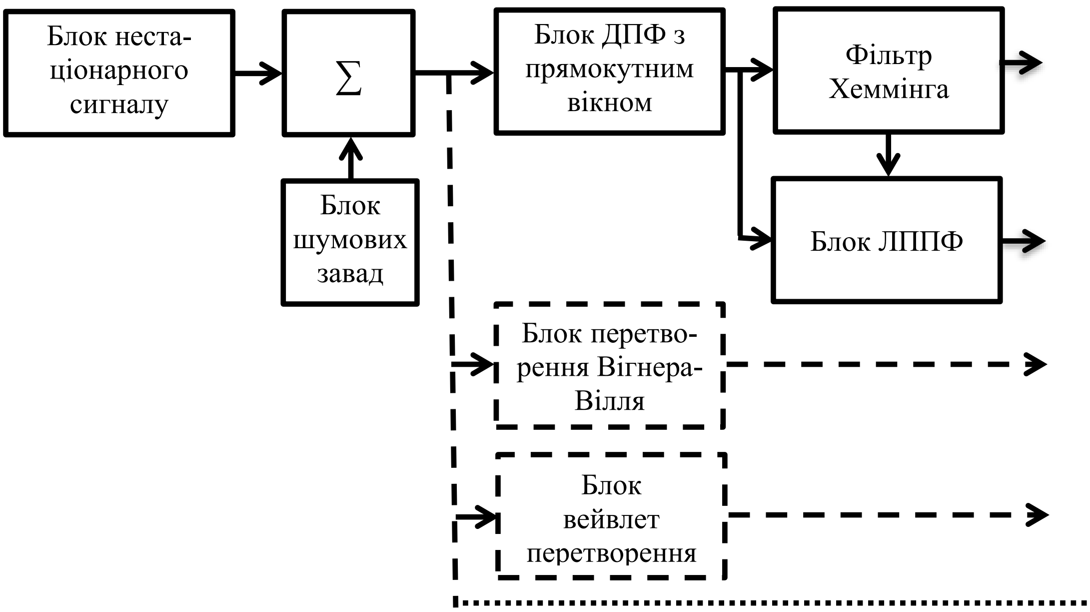


Рисунок 1 – Блок-схема імітаційної моделі для дослідження методів спектрального аналізу нестаціонарних сигналів (показано один вимірювальний канал)

При вимірюванні МЧ методом КЧПФ із застосуванням дискретного перетворення Фур’є (ДПФ) її значення наближено відповідають положенням максимумів піків в спектрі ДПФ. Ці частоти є оцінками МЧ у припущенні, що МЧ не змінюється у часі у вікні спостереження. Оскільки оцінка МЧ в спектрі може відхилятись від її істинного значення, при вимірюванні МЧ нестаціонарних сигналів ймовірною є методична похибка. Величина абсолютної похибки залежить від закону зміни МЧ у відповідному ковзному вікні.

У разі лінійного закону зміни МЧ її оцінка в спектрі ДПФ має наближатись до середнього значення МЧ у вікні, тобто дорівнювати напівсумі початкового та кінцевого значень МЧ у часовому ковзному вікні. В той же час фаза цієї гармоніки у фазовому спектрі відповідатиме початковій фазі сигналу на початку відповідного вікна, що потрібно ураховувати при проведенні вимірювань.

На практиці для вимірювання МЧ компонент нестаціонарного сигналу потрібне виконання умови попереднього їх розділення компонент у ЧЧП. Одним із методів для покращення розділення ЧМ компонент є ЛППФ. Згідно [22] оператор ЛППФ можна записати як

$$LPPT(s;t,\vec{\omega})=\int_{-\infty}^{\infty}s(t+\tau)h^{*}(\tau)e^{-j\theta(\tau,\vec{\omega})}d\tau, \quad (4)$$

де $\vec{\omega}=(\omega,\omega_1,\ldots,\omega_{M-1})$ – вектор коефіцієнтів полінома фазового множника θ;

$$\theta(\tau,\vec{\omega})=\omega\tau+\omega_1\frac{\tau^2}{2}+\cdots+\omega_{M-1}\frac{\tau^{M-1}}{M-1};$$

M – порядок ЛППФ.

В подальшому припускається можливість обмеження степені полінома $\theta(\tau,\vec{\omega})$ другим порядком, нехтуючи членами вищого порядку. Адаптивний ЛППФ другого порядку згідно [22] має вигляд (границі інтегрування є нескінченними, як у (3) і (4), і далі не позначаються)

$$LPPT_{\alpha(t)}(s;t,\omega) =$$
$$= \int s(t+\tau)\, h^*(\tau) e^{-j\frac{\alpha(t)\tau^2}{2}} e^{-j\omega\tau} d\tau, \qquad (5)$$

де $\alpha(t)$ – змінний у часі параметр, який відповідає швикості зміни МЧ у момент часу t, і оцінюється за показником

$$\hat{\alpha}(t) = arg\max_{\alpha\in\Lambda} H(\alpha,t), \qquad (6)$$

де Λ – область значень параметра α;

$H(\alpha,t) = \int \frac{|LPPT_\alpha(t,\omega)|^2 d\omega}{(|LPPT_\alpha(t,\omega)|)^{3/2}}$ – одна з відомих мір концентрації [22].

В блоці ЛППФ (рис. 1) реалізовано обчислення за співвідношенням (5) в частотній області. Реалізація алгоритму для цифрових сигналів при цьому передбачає попереднє обчислення ДПФ з прямокутним вікном в частотній області згідно зі структурною схемою блоку ЛППФ (рис. 2). На рис. 2 умовно показано N каналів налаштування, в яких, на відміну від (6), передбачено також додаткове налаштування коефіцієнтів β. Їх зміна впливає на зсув спектра ЛЧМ складової, який далі комплексно спряжено перемножується зі спектром ДПФ відповідної компоненти нестаціонарного сигналу. Це дозволяє за результатами налаштування не тільки вимірювати швидкість зміни частоти, але й обчислювати поправку до виміряної МЧ.

У блоці вимірювання та відслідковування частот компонент сигналу (ВВЧКС) визначаються максимуми компонент сигналу шляхом порівняння амплітуди кожної спектральної складової на виході обмежувача знизу, який усуває бічні пелюстки і шумові викиди, із сусідніми значеннями в спектрі.

На кожному наступному кроці виконання КЧПФ положення піків вимірюються та відслідковується зміна положення відповідних піків, які є ближчими до піку на попередньому кроці. За результатами відслідковування будуються залежності зміни МЧ компонент нестаціонарного сигналу методом КЧПФ. При імітаційному моделюванні такі залежності далі порівнюються із заданими відомими законами МЧ компонент. Крім вимірювання МЧ, в блоці реалізується вимірювання поточної фази двома методами: вимірюванням фази відповідної гармоніки у фазовому спектрі та інтегруванням (методом трапецій) залежності МЧ у часі згідно співвідношення (2). Абсолютна похибка вимірювання фази також обчислюється як різниця отриманої експериментально залежності та заданої в імітованих сигналах.

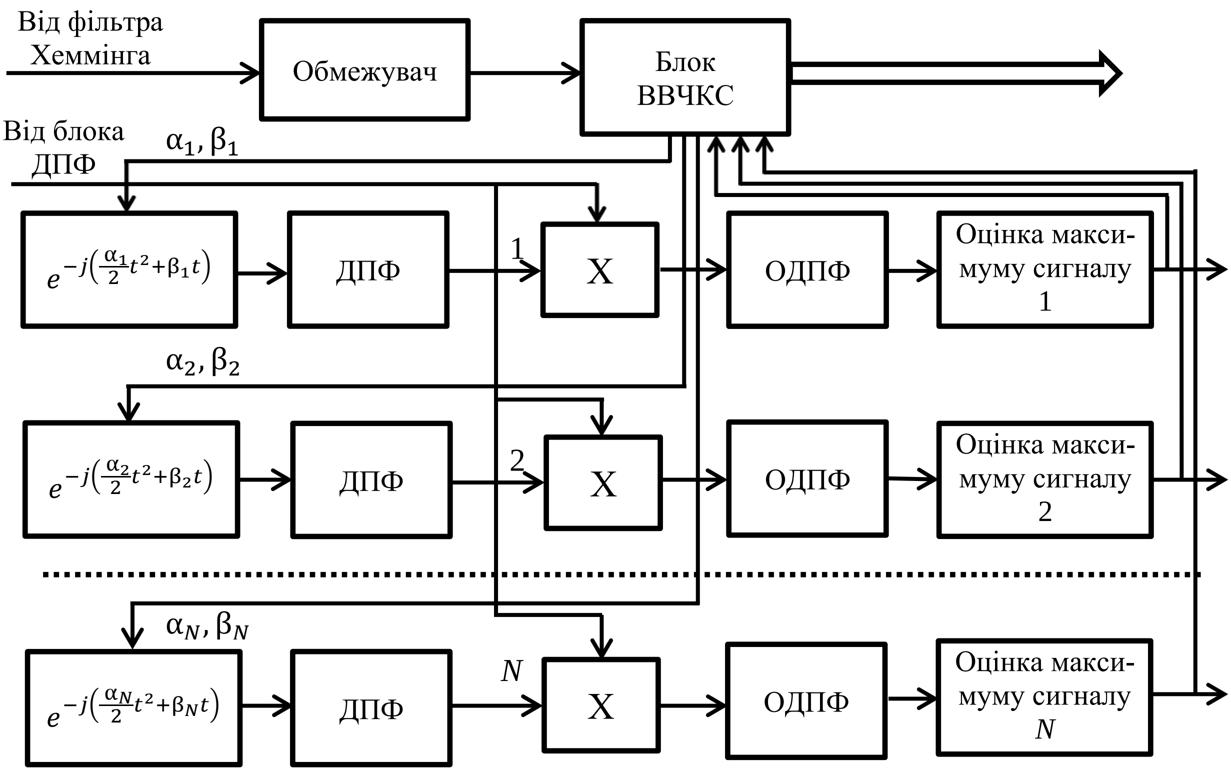


Рисунок 2 – Структурна схема блоку ЛППФ

Опорні сигнали з блоків відтворення фазових множників подаються в блоки ДПФ, в яких обчислюються амплітудно-фазові характеристики (АФХ) N фільтрів для відповідних значень швидкості ЛЧМ α_N та зсуву спектру β_N. Ці АФХ мають бути комплексно спряженими по відношенню до спектрів відповідних компонент сигналу. В блоках множення обчислюються добутки відповідних відліків АФХ та спектру ДПФ нестаціонарного сигналу, який був отриманий раніше. У блоках ОДПФ (оберненого дискретного перетворення Фур'є) обчислюються сигнали у часовій області після узгодженої фільтрації. В блоках оцінки максимуму сигналу знаходяться максимальні значення піків сигналів, за якими виконується налаштування коефіцієнтів α_i з використанням зворотного зв'язку та порівнянням цих значень з попередніми кроками налаштування у блоці ВВЧКС. При цьому при обранні початкових значень швидкості α_i враховуються результати вимірювань МЧ із застосуванням КЧПФ з вікном Хеммінга. Для цього обчислюється різниця оцінок МЧ на кінці та початку вікна спостереження та ділиться на значення його тривалості. Отримані початкові оцінки $\alpha_i^{(0)}$ в подальшому корегуються, як було описано раніше. Одночасно виконується налаштування коефіцієнтів β_i, початкове значення якого приймається рівним нулю. Слід зазначити, комплексні значення сигналів на виходах блоків ОДПФ також можуть бути застосовані для вимірювання різниці фаз між каналами у багатоканальній системі при відповідному налаштуванні.

Блок нестаціонарного сигналу призначений для відтворення залежності напруги нестаціонарного сигналу у часі. Модель сигналу являє собою адитивну суміш двох ЧМ сигналів с гармонічною модуляцією, одного гармонічного сигналу та гаусівського шуму. Імітований нестаціонарний сигнал є дискретною послідовністю комплексних відліків і має вигляд у першому

$$S_n = S_{1n} + S_{2n} + S_{3n} + a_{1n} + jb_{1n}, \qquad (7)$$

та у другому вимірювальному каналі відповідно

$$Sa_n = Sa_{1n} + Sa_{2n} + Sa_{3n} + a_{2n} + jb_{2n}. \qquad (8)$$

де компоненти сигналу задаються виразами

$$S_{1n} = A_1 \cdot e^{j\left(2\pi t_n F_1 + \frac{2\pi a_1 F_1}{\Omega_1}\sin(\Omega_1 t_n)\right)};$$
$$Sa_{1n} = A_1 \cdot e^{j\left(2\pi t_n F_1 + \frac{2\pi a_1 F_1}{\Omega_1}\sin(\Omega_1 t_n) + Q_a\right)};$$
$$S_{2n} = A_2 \cdot e^{j\left(2\pi t_n F_2 + \frac{2\pi a_2 F_2}{\Omega_2}\sin(\Omega_2 t_n)\right)};$$
$$Sa_{2n} = A_2 \cdot e^{j\left(2\pi t_n F_2 + \frac{2\pi a_2 F_2}{\Omega_2}\sin(\Omega_2 t_n) + Q_a\right)};$$
$$S_{3n} = A_3 e^{j(2\pi t_n F_3)};$$
$$Sa_{3n} = A_3 e^{j(2\pi t_n F_3 + Q_a)},$$

в яких F_1, F_2, F_3 – постійні складові МЧ компонент сигналу; A_1, A_2, A_3 – амплітуди компонент сигналу; Ω_1 – частота однотональної кутової модуляції; a_1, a_2 – індекси модуляції першої та другої компонент сигналу; Q_a – різниця фаз між відповідними компонентами сигналу у разі застосування двох каналів для вимірювання параметрів нестаціонарного сигналу; $t_n = n \cdot \Delta t$ – n-й часовий відлік сигналу при періоді дискретизації Δt; j – уявна одиниця.

Фази ЧМ компонент сигналу у моделі сигналу (7) і (8) обчислені згідно з (2) при МЧ $f_1(t) = F_1 + a_1 F_1 \cos(\Omega_1 t)$ та $f_2(t) = F_2 + a_2 F_2 \cos(\Omega_1 t)$ відповідно.

Блок шумових завад призначений для імітування внутрішнього шуму вимірювального каналу. Шуми є стаціонарним дельта-корельованим гаусівським процесом, математичне сподівання якого дорівнює нулю, а середнє квадратичне відхилення (СКВ) σ задається для відтворення потрібного рівня шуму. Відношення сигнал-шум в децибелах оцінюється при моделюванні окремо для кожної i-ї компоненти нестаціонарного сигналу за формулою

$$Sh_i = 20\lg\left(\frac{A_i}{\sigma\sqrt{2}}\right), \qquad (9)$$

Відліки шуму в обох вимірювальних каналах є комплексними числами виду $b_n + jc_n$. Числові значення b_n і c_n задаються двома незалежними датчиками випадкових чисел розподілених за нормальним законом $N(0, \sigma)$. Такий датчик, наприклад, входить до складу програмного середовища Mathcad у вигляді підпрограми-функції rnorm(K, m, σ), в якій K – розмірність вектору відліків на виході датчика, m, σ – математичне сподівання та СКВ відповідно.

Для оцінювання точності результатів вимірювань отриманих методом імітаційного моделювання обчислюються оцінки експериментального СКВ при їх порівнянні з відомими залежностями та у порівнянні з вибірковим середнім вимірюваної величини, а також в деяких випадках застосовується оцінка СКВ середнього арифметичного. Застосовуються відповідні співвідношення наведені в теорії математичної статистики та, наприклад, в п. 5.13 стандарту ДСТУ 2681-94 Метрологія. Терміни та визначення.

Імітаційне моделювання вимірювань МЧ та фаз компонент нестаціонарного сигналу виконувались для наступних вихідних даних:

тривалість запису сигналу – 16 с;

частота дискретизації сигналу – 128 Гц;

кількість отриманих відліків на ділянці спостереження – 2048;

період дискретизації T_r = 1/128 с;

параметри сигналів в формулах (7) в (8) наступні:

частоти F_1 = 10 Гц, F_2 = 40 Гц, F_3 = 60 Гц;

$\Omega_1 = \Omega_2 = 0{,}5\pi$ Гц;

індекси однотональної ЧМ a_1 = 0,3, a_2 = 0,3;

відношення сигнал-шум для першої компоненти 3 дБ, для другої – 19 дБ; для третьої компоненти 14,5 дБ;

тривалість ковзного вікна обралася рівною 0,5 с, за цей час отримуються 64 відліки сигналу.

Для підвищення точності вимірювання частот складових в спектрі послідовність відліків в кожному вікні доповнювалась до 256, що відповідає тривалості спостереження 2 с та дискретності відліків в спектрі ДПФ – 0,5 Гц.

У другий вимірювальний канал подається аналогічній нестаціонарний сигнал із фазовим зсувом кожної з компонент $Q_a = 0{,}4$. В позначеннях на рисунках додаткова буква a вказує на приналежність другому каналу.

На рис. 3 представлені спектри ДПФ нестаціонарного сигналу у двох вікнах спостереження розділених інтервалом 200 відліків, тобто за часом на 1,5625 с.

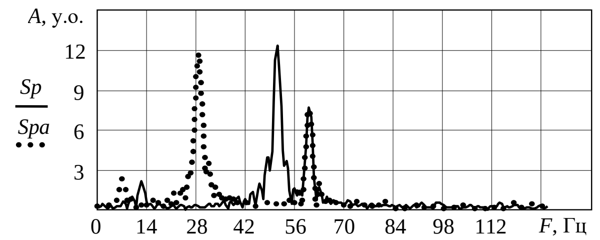


Рисунок 3 – Спектри віконного ДПФ на ділянках з відліками: 0-64 – суцільна лінія; 200-264 – точкова лінія

З рис. 3 видно, що третя (гармонічна) компонента сигналу залишається практично в тому ж положенні, тоді як дві інші мають помітний зсув по відношенню до попереднього положення. Крім цього, окрім трьох очікуваних піків, спостерігаються бічні пелюстки значного рівня та викривлення форми окремих піків за рахунок зміни МЧ. Такі зміни викликають розширення піка та появу додаткових максимумів, які при вимірюваннях можуть бути сприйняті за складову спектра.

Застосування фільтра Хеммінга (вікна Хеммінга) дозволяє суттєво зменшити рівень бічних пелюсток піків (рис. 4) [14]. Крім цього, піки стають більш симетричними і практично зникають додаткові пелюстки, які характерні для спектра ЛЧМ сигналу з прямокутною обвідною та для випадку нелінійної зміни частоти компоненти сигналу у вікні спостереження.

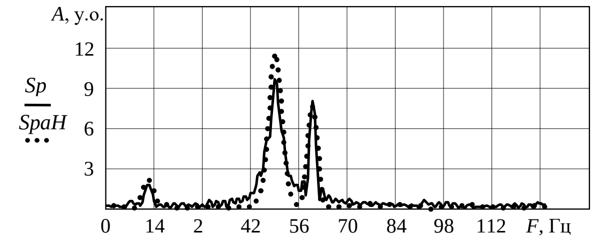


Рисунок 4 – Спектр ДПФ на ділянці 25-89 з прямокутним вікном (суцільна лінія) та із застосуванням вікна Хеммінга (точкова лінія)

Для виключення впливу шумів та залишкових спотворень вводиться поріг для обмеження спектра сигналу знизу (при моделюванні поріг обирався на рівні 0,1 від максимального значення) (рис. 5). Після виконання попередньої обробки виконується вимірювання МЧ компонент сигналу за положеннями максимумів піків в спектрі нестаціонарного сигналу.

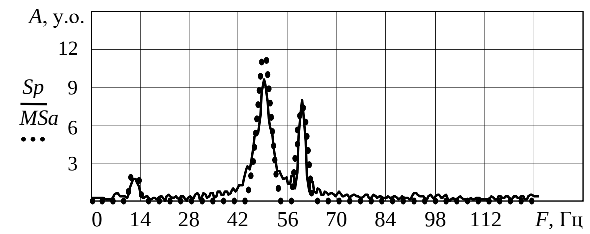
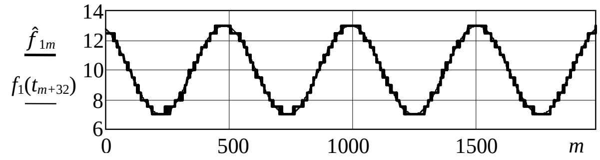
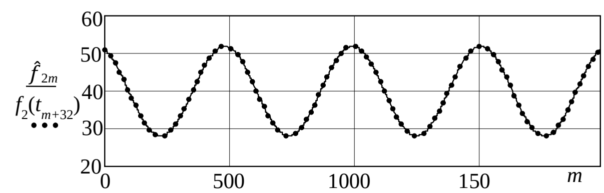


Рисунок 5 – Спектр ДПФ (рис. 4) після введення обмеження знизу в другому каналі (пунктирна лінія)

Результати вимірювань представлені графіками зміни оцінок МЧ у порівнянні із заданими законами зміни МЧ $f_1(t)$ та $f_2(t)$ для першої та другої компонент сигналу (рис. 6, а, б).



а)



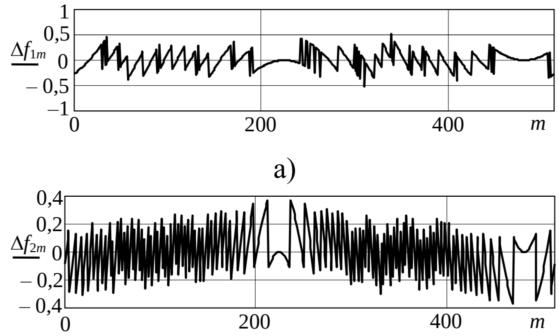
б)

Рисунок 6 – Закони зміни МЧ за результатами вимірювань у порівнянні із заданими в моделі: а) для першої компоненти; б) для другої компоненти

На рис. 6 відліки теоретичних залежностей $f_1(t)$, $f_2(t)$ показані, починаючи з 32 відліку. Саме в цьому випадку вони є найближчими до результатів вимірювань МЧ. Це пояснюється тим, що виміряні в кожному часовому вікні частоти фактично є деякими середніми значеннями змінної МЧ на цьому інтервалі. Тому в першому вікні отримуються наближенні оцінки МЧ в середині інтервалу, тобто на 32 відліку, що за часом відповідає 0,25 с.

Вимірювання частоти третьої компоненти сигналу (гармоніки з постійною частотою) давало незмінний результат 60 Гц, однак така картина порушувалася при введенні незначного зсуву частоти (59,7 Гц). При цьому результатами вимірювань є два сусідніх за шкалою значення 59,5 Гц або 60 Гц, середнє арифметичне значення складало близько 59,52 Гц за 1984 вимірюваннями, а СКВ 0,206 Гц при порівнянні із заданою частотою 59,7 Гц. В той же час експериментальне СКВ складає 0,108. При цьому теоретичну оцінку СКВ пропонується обчислити як $\sigma_\varepsilon = \sqrt{\sigma_1^2 + \sigma_2^2}$, де σ_1 – СКВ за рахунок впливу внутрішніх шумів, σ_2 – СКВ за рахунок дискретності вимірювальної шкали. У припущенні, що після застосування вікна Хеммінга компонента сигналу матиме форму колокольного імпульсу з гармонічним заповненням і тривалістю ковзного вікна τ_w, обчислимо σ_1 за формулою $\sigma_1 = 1/q\tau_w\sqrt{\pi}$, де $q = \frac{A_з}{\sigma}$ [29]. Друга складова є СКВ рівномірного розподілу $\sigma_2 = \Delta F/2\sqrt{3}$, де ΔF – дискретність відліків у спектрі сигналу. Тоді для умов експерименту буде σ_1 = 0,15 Гц, σ_2 = 0,144 Гц і $\sigma_\varepsilon = 0{,}208$ Гц, яке є близьким до СКВ 0,206 при порівнянні із відомою частотою. При збільшенні відношення сигнал-шум до 19 дБ отримаємо σ_1 = 0,09 Гц і $\sigma_\varepsilon = 0{,}17$ Гц. Однак за результатами імітаційного моделювання СКВ складало 0,201 Гц. Таким чином є очевидним, що при подальшому збільшенні відношення сигнал-шум розподіл похибки наближатиметься до рівномірного, тобто буде $\sigma_\varepsilon = \sigma_2$, а виміряна частота буде майже завжди 59,5 Гц.

Порівняння результатів вимірювань МЧ з теоретичними залежностями на рис. 6 за їх різницею дає оцінки абсолютної похибки вимірювань МЧ, які представлені на рис. 7, а, б для перших 512 часових відліків. З рисунків видно, що закони для обох компонент є подібними, мають ділянки близькі до лінійної залежності та такі, де закон зміни похибки є помітно нелінійним. На цій ділянці похибка поступово наближається до нуля. Діапазон зміни похибок для першої та другої компонент (– 0,48, 0,51) Гц та (– 0,39, 0,39) Гц відповідно. Тобто відмінність не є суттєвою, хоча відношення сигнал-шум для першої компоненти 3 дБ, а для другої – 19 дБ.



а)

б)

Рисунок 7 – Залежності абсолютної похибки вимірювань МЧ компонент нестаціонарного сигналу: а) першої; б) другої

При відношенні сигнал-шум 19 дБ для першої компоненти абсолютна похибка вимірювання є близькою до обумовленої періодом дискретизації й лише незначно перевищує в окремих точках значення 0,25 Гц, і не перевищує 0,3 Гц (рис. 8).

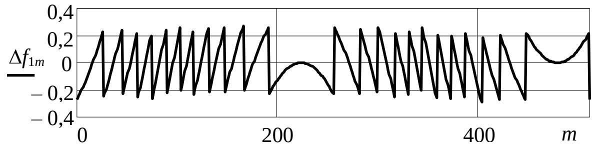


Рисунок 8 – Залежність абсолютної похибки вимірювань МЧ першої компоненти нестаціонарного сигналу

При такому співвідношенні розрахункове СКВ складає $\sigma_\varepsilon = 0{,}17$ Гц (σ_1 = 0,09 Гц, σ_2 = 0,144 Гц). Однак, вибіркове СКВ є близьким до 0,14 Гц, що навіть менше за складову σ_2. При відношенні сигнал-шум 3 дБ різниця між розрахунковим і експериментальним значеннями є ще більшою: розрахунок – 0,58 Гц та моделювання – 0,17 Гц. Тобто вплив шумової складової є не таким суттєвим, як очікувалось, очевидно, завдяки впливу попередньої обробки.

Для другої компоненти помітною особливістю є поступове зростання та відповідно убування абсолютної похибки після досягнення мінімального значення біля 224 відліку, де швидкість зміни МЧ у вікні є близькою до нуля (рис. 7, б). При цьому при відношенні сигнал-шум 19 дБ середнє значення похибки на всій ділянці спостереження має порядок 10^{-3}, оцінка СКВ абсолютної похибки відносно нуля складала 0,16 Гц (розрахункова – 0,17 Гц). Результати порівняння при менших відношеннях сигнал-шум: 9 дБ – СКВ 0,28 Гц (0,32 Гц); 6 дБ – СКВ 0,24 дБ

(0,43 Гц); 3 дБ – СКВ 0,26 дБ (0,58 Гц).

Слід зазначити, що при вимірюваннях на окремих реалізаціях шумів при відношеннях сигнал-шум 3 і 6 дБ спостерігалися аномальні похибки при вимірюваннях частот F_2 та F_3, які мають усуватись при обробці результатів вимірювань.

Для отримання закону зміни поточної фази сигналу в моделі застосовується алгоритм обчислення різниці фаз між n-м та $(n-1)$-м комплексними відліками відповідної спектральної складової КЧПФ, яка обрана для оцінювання МЧ на n-му та $(n-1)$-му кроках,

$$Ph_n = Ph_{n-1} + \arg(Sp_n e^{j\varphi_n} \cdot Sp_{n-1} e^{-j\varphi_{n-1}}), \quad (10)$$

де Ph_n – n-й відлік поточної фази;

φ_n, Sp_n – фаза і амплітуда складової спектру відповідної компоненти сигналу на n-му кроці;

arg(*) – функція для обчислення фази комплексного відліку з інтервалом однозначності $(-\pi, \pi)$.

Побудований згідно алгоритму (10) закон зміни поточної фази є близьким до заданого в моделі (7), (8) (рис. 9).

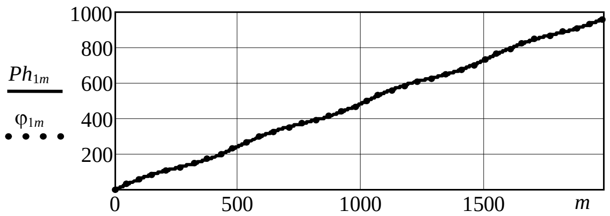


Рисунок 9 – Закони зміни поточної фази першої ЧМ компоненти сигналу за результатами імітаційного моделювання за алгоритмом (9) (неперервна лінія) та теоретична залежність (точкова лінія)

Залежності абсолютної похибки вимірювань поточної фази наведені на рис. 10, а, б як різниця експериментальних за результатами імітаційного моделювання та теоретичної для першого та другого вимірювальних каналів. Видно, що похибки вимірювань лежать в границях ± 1,8, тобто можуть перевищувати 103 градуси (рис. 10, а), що веде до обмежень з практичного застосування таких оцінок.

Середнє квадратичне відхилення закону зміни поточної фази першої ЧМ компоненти сигналу порівняно з її теоретичною залежністю є середнім значенням M=1984 відліків на рис. 10, а, б. Воно складає для першого каналу 0,593, а для другого – 0,608 радіан. В той же час помітна періодична складова в обох каналах. Різниця фазових залежностей Pha_{1m} та Ph_{1m} не має такої періодичності (рис. 10, в). Це дає можливість вимірювати різницю фаз між двома каналами з доволі високою точністю. Різниця фаз, яку задано при моделюванні складає $Q_a = 0{,}4$. Середнє арифметичне значення результатів вимірювань різниці фаз $\Delta\phi_{1m}$ дає оцінку $\overline{Q_a}$ = 0,3906, її вибіркове СКВ складає S_{Q_a} = 0,0995. При цьому СКВ оцінки $\overline{Q_a}$ обчислене згідно співвідношення $S_{\overline{Q_a}} = S_{Q_a}/\sqrt{M}$ складало $2{,}234 \cdot 10^{-3}$.

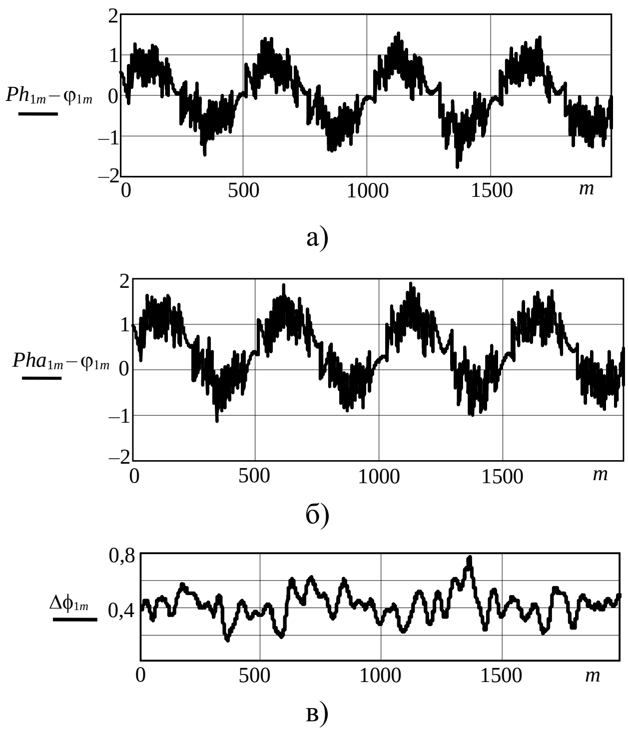


Рисунок 10 – Залежності абсолютної похибки вимірювання поточної фази першої ЧМ компоненти за алгоритмом (9): а) в першому; б) в другому вимірювальних каналах; та в) різниці між залежностями б) і а)

Слід зазначити, що вимірювання різниці фаз компонент сигналів між каналами можна реалізувати без розгортання поточної фази. Кожний відлік $\Delta\phi s_{1m}$ в цьому випадку дорівнює

$$\Delta\phi s_{1m} = \arg(Spa_m e^{j\varphi a_m} \cdot Sp_m e^{-j\varphi_m}), \quad (11)$$

де Spa_m, φa_m – амплітуда і фаза складової спектру відповідної компоненти сигналу в другому каналі на m-му кроці. Результати вимірювань за алгоритмом (11) відрізняються від поданих на рис. 10, в на величину порядку 10^{-12}, якою на практиці можна нехтувати.

При вимірюванні поточної фази другої компоненти за фазовим спектром ДПФ та її розгортанням за алгоритмом (10) виникає неоднозначність, оскільки похибки вимірювання викликають перевищення границь діапазону однозначності $(-\pi, \pi)$ функції arg(*). Це відбувається завдяки впливу власних шумів вимірювального каналу, завдяки впливу яких потенційне СКВ вимірювань фази є обернено пропорційним до пікового відношення сигнал-шум $\sigma_{\phi} = 1/q$ [29]. Для другої компоненти $q = A_2/\sigma = 12{,}5$ і $\sigma_{\phi} = 0{,}08$. І хоча максимальне значення зсуву фаз між сусідніми відліками другої компоненти складає 2,553 і похибка σ_{ϕ} не надто велика, щоб порушити умову однозначності, на практиці перевищення значення π має місце (рис. 11). На рис. 11 представлені закони зміни різниці фаз в m-й та (m-1)-й відліки фази зсунуті за часом на період дискретизації.

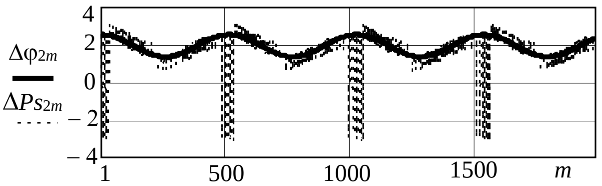


Рисунок 11 – Залежності зсуву поточної фази за період дискретизації теоретична (суцільна лінія) та експериментальна (точкова лінія) для другої ЧМ компоненти

Для усунення неоднозначності алгоритм розгортання поточної фази має ураховувати можливість перевищення однозначності (– π, π). Після такого урахування отримана експериментальна залежність поточної фази подібна до наведеної на рис. 9. Похибками вимірювань при цьому в границях ± 3,65 відносно теоретичної залежності, а вибіркове СКВ близько 2,32. В той же час, результати вимірювання різниці фаз між сигналами другої компоненти в другому та першому каналах дають середню арифметичну оцінку $\overline{Q_a} = 0{,}4047$, а її вибіркове СКВ складає $S_{Q_a} = = 0{,}0203$. При цьому СКВ оцінки $\overline{Q_a}$ згідно співвідношення $S_{\overline{Q_a}} = S_{Q_a}/\sqrt{M}$ складає $4{,}56 \cdot 10^{-4}$.

За результатами вимірювання МЧ закон зміни поточної фази може бути обчислений за формулою (2) методом чисельного інтегрування закону виміряної МЧ. В цьому випадку втрачається інформація про початкову фазу, але може бути оцінений закон зміни поточної фази, починаючи з 33 відліку за часом (середина ковзного вікна). Отримані залежності для першої та другої ЧМ компонент порівнюються із заданими теоретичними законами після усунення постійного зсуву (він є близьким до φ_{32}) (рис. 12).

Отримані наступні показники точності оцінювання законів зміни поточних фаз ЧМ компонент: для першої компоненти оцінка початкового зсуву фази на момент 32 відліку – 20,25 ($\varphi_{32} = 20{,}30$), СКВ – 0,1113; для другої відповідно 80,9125 ($\varphi_{32} = 81{,}\ 2007$) та СКВ – 0,2368. Точність таких оцінок законів поточних фаз ЧМ компонент майже на порядок вище порівняно з вимірюваннями поточних фаз за фазовим спектром, для яких СКВ для першої компоненти 0,593, а для другої – 2,32. На рис. 12, б помітною є періодична складова, яка відповідає гармонічному закону ЧМ. Таким чином із збільшенням частоти компоненти сигналу зростає методична складова абсолютної похибки.

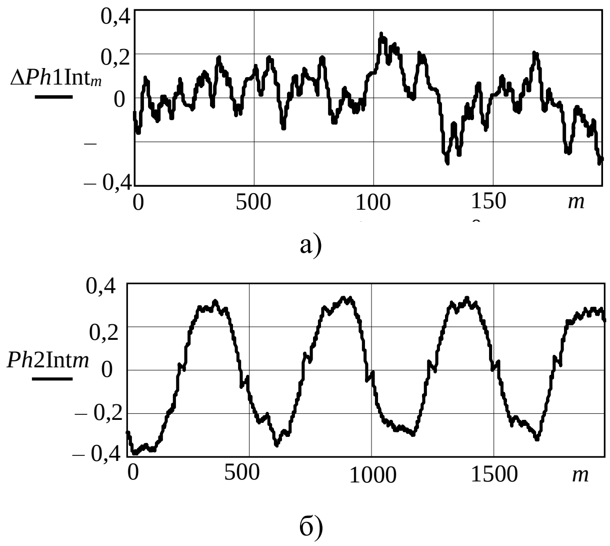


Рисунок 12 – Різниця законів виміряної поточної фази та заданої в моделі: а) для першої ЧМ компоненти; б) для другої ЧМ компоненти

Останнім завданням, яке вирішується в роботі, є імітування ЛППФ з поліномом другого порядку з метою дослідження можливості підвищення точності вимірювання МЧ та швидкості її зміни. На рис. 13 представлені залежності абсолютних похибок вимірювань частоти другої компоненти $f_2(t) = F_2 + a_2 F_2 \cos(\Omega_1 t)$ при $F_2 =$ = 30 Гц на обмеженій ділянці спостереження від 200 до 512 часового відліку. За таких умов СКВ вимірювань МЧ методом КЧПФ склало 0,153 Гц, методом ЛППФ – 0,122, тобто зменшується на 20 %.

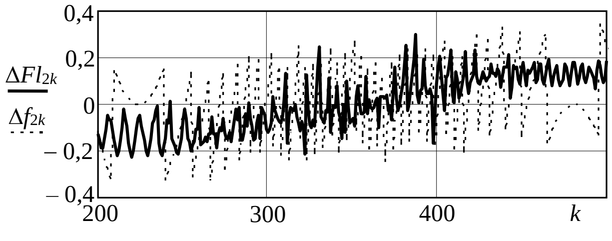


Рисунок 13 – Залежність абсолютної похибки вимірювання частоти другої із застосуванням ЛППФ (суцільна лінія) та КЧПФ (пунктирна лінія) при відношенні сигнал-шум 19 дБ

Оцінка швидкості зміни частоти α_2 порівняно з її теоретичною залежністю γ_2 показує коректність отриманих оцінок (рис. 14) за алгоритмом ЛППФ.

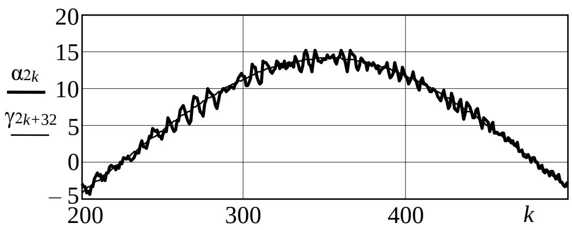


Рисунок 14 – Залежність швидкості зміни частоти α_2 отримана із застосуванням ЛППФ та теоретична залежність швидкості γ_2 при відношенні сигнал-шум 19 дБ

Оцінка залежності МЧ для першої компоненти представлена на рис. 15. Вона краще, ніж для другої компоненти: СКВ результатів вимірювання Методом ЛППФ 0,047 Гц, для метода КЧПФ – 0,13 Гц, тобто зменшується на 63,6 %.

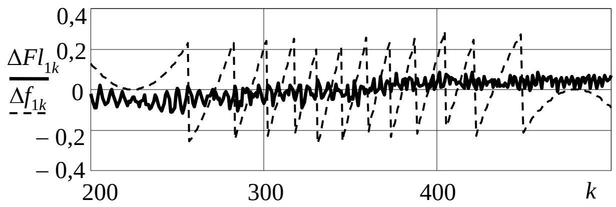


Рисунок 15 – Залежність абсолютної похибки вимірювання МЧ першої компоненти із застосуванням ЛППФ (суцільна лінія) та КЧПФ (пунктирна лінія) при відношенні сигнал-шум 19 дБ

Слід також зазначити, що при збільшенні МЧ компоненти і діапазону її зміни зростає методична похибка при оцінюванні частоти (рис. 13). Так при частоті F_2 =40 Гц СКВ абсолютної похибки навіть збільшилося приблизно на 4 %. Її зростання може бути дещо зменшене, якщо вносити половину оціненої да методом ЛППФ правки частоти до оцінки за КЧПФ. В цьому випадку, наприклад для оцінки на рис. 13, СКВ

Таким чином, реалізація процедури налаштування алгоритму ЛППФ в частотній області порівняно є працездатною. Вона дозволяє практично усунути взаємний вплив компонент сигналу при налаштуванні в часовій області (5) [18]. Обмеженням методу є вимога до лінійності законів зміни МЧ компонент сигналу. Нелінійність зміни МЧ компоненти сигналу веде до появи методичної похибки. Тому відповідні узгоджені фільтри мають налаштовуватись на ЧМ більш високого порядку, ніж лінійна, але ускладнення алгоритму такого налаштування робить проблематичною доцільність його реалізації алгоритму в частотній області. Слід також зазначити, що при зменшенні відношення сигнал-шум запропонований різновид алгоритму ЛППФ може давати хибні оцінки з оцінювання швидкості зміни частоти. При цьому похибки метода стають більшими, ніж при застосуванні КПЧФ.

Висновки

В роботі методом імітаційного моделювання отримані оцінки точності вимірювання МЧ та поточних фаз компонент нестаціонарного сигналу з гармонічною ЧМ, а також різниці їх фаз в двох каналах.

Оцінки точності вимірювання МЧ компонент нестаціонарного сигналу отримані із застосуванням метода КЧПФ та адаптивного метода локального поліноміального перетворення Фур'є (ЛППФ) з налаштуванням в частотній області, що пропонується. За результатами моделювання отримані оцінки СКВ для компонент з гармонічною ЧМ з середніми частотами 10 Гц, 30 Гц при заданих відношеннях сигнал-шум 3 дБ та 19 дБ. Показано, що діапазон зміни похибок для першої та другої компонент (– 0,48, 0,51) Гц та (– 0,39, 0,39) Гц відповідно. Оцінка СКВ абсолютної похибки відносно нуля складала при відношенні сигнал-шум 19 дБ для другої ЧМ компоненти 0,16 Гц. При менших відношеннях сигнал-шум: 9 дБ – СКВ 0,28 Гц; 6 дБ – СКВ 0,24 дБ; 3 дБ – СКВ 0,26 дБ, їх значення виявилися меншими за теоретично очікувані.

наведені оцінки точності вимірювання поточної фази і різниці фаз між двома каналами для компонент з гармонічною ЧМ з середніми частотами 10 Гц, 30 Гц при заданих відношеннях сигнал-шум 3 дБ та 19 дБ вказують на можливість вимірювання постійної різниці фаз з допустимою похибкою. Так, результати вимірювання різниці фаз між сигналами другої компоненти в другому та першому каналах дають середню арифметичну оцінку $\overline{Q_a}$ = 0,4047 за 1984 відліками при заданому значенні 0,4, а її вибіркове СКВ складає S_{Q_a} = 0,0203. Середнє арифметичне значення результатів вимірювань різниці фаз для першої ЧМ компоненти дає оцінку $\overline{Q_a}$ = 0,3906 та вибіркове СКВ S_{Q_a} = 0,0995.

Показано, що при оцінюванні поточної фази шляхом її розгортання за виміряними фазовими спектрами КЧПФ відповідної ЧМ компоненти сигналу абсолютні похибки є значно більшими, ніж при отримані закону зміни поточної фази методом інтегрування закону зміни МЧ. Так для другої компоненти абсолютні похибки результатів вимірювань знаходяться в границях ± 3,65 відносно теоретичної залежності, а вибіркове СКВ складає близько 2,32. Тоді як при оцінці поточної фази методом інтегрування закону зміни МЧ СКВ дорівнює 0,2368, тобто є на порядок меншою. Недоліком другого методу, однак, є втрата інформації про початкові фази, що виключає можливість вимірювання різниці фаз між каналами. В той же час можна припустити можливість комбінування обох методів з метою підвищення точності оцінювання закону зміни поточної фази., що потребує додаткових досліджень.

Показано можливість реалізації запропонованого різновиду адаптивного метода ЛППФ з метою отримання оцінок швидкості зміни МЧ та уточнення законів зміни МЧ. Отримані результати вказують на придатність такого методу при достатньо великих відношеннях сигнал-шум. Подальше дослідження має визначити доцільність застосування ЛППФ за практичних умов спостереження рухомих об'єктів в радіолокаторах з інверсним синтезуванням апертури і відновлення їх радіолокаційних зображень.

Список використаних джерел

1. Holder E. J. Angle-of-arrival estimation using radar interferometry. Methods and applications, SciTech Publishing, Edison, NJ, 2014.

2. Stanković S., Djurović I. Motion parameter estimation by using time frequency representations, *Electronics Letters*, Vol. 37, No. 24, Nov. 2001, pp. 1446-1448. DOI: 10.1049/el:20010970.

3. Djurović I., Thayaparan T., and Stanković L. Adaptive local polynomial fourier transform in ISAR, Hindawi Publishing Corporation *EURASIP Journal on Applied Signal Processing*, Vol. 2006, Article ID 36093, pp. 1-15. DOI: 10.1155/ASP/2006/36093.

4. Bratchenko H. D., Smagliuk H. H., Grygoriev D. V. Method for ISAR imaging objects with 3D rotational motion. *Збірник наукових праць Одеської державної академії технічного регулювання та якості.* 2016. № 2 (9), pp. 71-78. DOI: https://doi.org/10.32684/2412-5288-2016-2-9-71-78.

5. Biao T., Zhejun Lu, Yongxiang L., Xiang Li. Review on interferometric ISAR 3D imaging: concept, technology and experiment, *Signal Processing*. 2018, Vol. 153, pp. 164-187. DOI: https://doi.org/10.1016/j.sigpro.2018.07.0156.

6. Hashemi H. Fuzzy clustering of seismic sequences: segmentation of time-frequency representations, *IEEE Signal Process. Mag.* Vol. 29, Issue 3, May 2012, pp. 82-87. DOI: 10.1109/MSP.2012.2185897.

7. Xue Y.-J., Cao J.-X., and Tian R.-F. EMD and Teager-Kaiser energy applied to hydrocarbon detection in a carbonate reservoir, *Geophysical Journal International*, Vol. 197, Issue 1, April 2014, pp. 277-291. DOI: https://doi.org/10.1093/gji/ggt530.

8. Kawahara H., Masuda-Katsuse I., A. de Cheveigné. Restructuring speech representations using a pitch-adaptive time-frequency smoothing and an instantaneous-frequency-based F0 extraction: possible role of a repetitive structure in sounds, *Speech Communication,* Vol. 27, Issues 3-4, April 1999, pp. 187-207. DOI: https://doi.org/10.1016/S0167-6393(98)00085-5.

9. Mesbah M., O'Toole J., Colditz P., Boashash B. Instantaneous frequency based newborn EEG seizures characterization, *EURASIP Journal on Advances in Signal Processing*, volume 2012, Article number: 143 (2012) URL: http://asp.eurasipjournals.com/content/2012/1/143.

10. Boashash B., Boubchir L., Azemi G. A methodology for time-frequency image processing applied to the classification of non-stationary multichannel signals using instantaneous frequency descriptors with application to newborn EEG signals, *EURASIP Journal on Advances in Signal Processing,* vol. 2012, Article number: 117 (2012). URL: https://asp-eurasipjournals.springeropen.com/articles/10.1186/1687-6180-2012-117.

11. Cohen L. Time-frequency distributions – a review. *Proceedings of the IEEE*, vol. 77, No. 7, Jule 1989, pp. 941-981. DOI: 10.1109/5.30749.

12. Zhang H., Bi G., Razul S. G., See Ch. M. S. Robust time-varying filtering and separation of some nonstationary signals in low SNR environments, *Signal Processing*, Volume 106, January 2015, pp. 141-158. DOI: https://doi.org/10.1016/j.sigpro.2014.07.008.

13. Khan N. A., Jafri M N.; Qazi S. A. Improved resolution short time Fourier transform. *2011 7th International Conference on Emerging Technologies*, 5-6 Sept. 2011. Pages 1-3. DOI: 10.1109/ICET.2011.6048476.

14. Марпл.-мл. С. Л. Цифровой спектральный анализ и его приложения: Пер. с англ. М.: Мир, 1990. 584 с.

15. Лежнюк П. Д., Мірошник О. О. Застосування перетворень Фур'є та Вейвлет-спектрограм для ідентифікації спотворень режимів роботи розподільних мереж 0,38/0,22 КВ. *Вісник Вінницького політехнічного інституту.* 2015. № 1. С. 71-79. URL: http://nbuv.gov.ua/UJRN/vvpi_2015_1_12.

16. Awal Md. A., Ouelha S., Dong Sh., Boashash B. A robust high-resolution time-

frequency representation based on the local optimization of the short-time fractional Fourier transform. Digital Signal Processing, vol. 70, November 2017, pp. 125-144. DOI: https://doi.org/10.1016/j.dsp.2017.07.022.

17. Sircar P. Parametric Modeling of Non-Stationary Signals. arXiv preprint arXiv:1801.09045, 2018 - arxiv.org. DOI: https://doi.org/10.48550/arXiv.1801.09045.

18. Stanković L., Djurović I., Stanković S., Simeunović M., Djukanović S., Daković M. Instantaneous frequency in time-digital frequency analysis: Enhanced concepts and performance of estimation algorithms. *Digital Signal Processing.* Vol. 35, December 2014, pp. 1-13. DOI: https://doi.org/10.1016/j.dsp.2014.09.008.

19. Hussain Z., Boashash B. Adaptive instantaneous frequency estimation of multicomponent fm signals using quadratic time–frequency distributions. *IEEE Transactions on Signal Processing,* vol. 50, Issue 8, August 2002, pp. 1866-1876.

20. Flandrin P., Borgnat P. Time-frequency energy distributions meet compressed sensing. *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 58, Issue 6, June 2010, pp. 2974-2982. DOI: https://doi.org/10.1109/TSP.2010.2044839.

21. Khan N. A., Boashash B. Multi-component instantaneous frequency estimation using locally adaptive directional time frequency distributions. *International journal of adaptive control and signal processing.* Vol. 30, Issue 3, March 2016, pp. 429-442. Published online 1 July 2015 in Wiley Online Library (wileyonlinelibrary.com). DOI: https://doi.org/10.1002/acs.2583.

22. Li X., Bi G., Stankovic S., Zoubir A. M. Local polynomial Fourier transform: A review on recent developments and applications. *Signal Processing*, vol. 91, Issue 6, June 2011, pp. 1370-1393. DOI: https://doi.org/10.1016/j.sigpro.2010.09.003.

23. Lerga J., Sucic V., and Boashash B. An Efficient Algorithm for Instantaneous Frequency Estimationof Nonstationary Multicomponent Signals in Low SNR, Hindawi Publishing Corporation *EURASIP Journal on Advances in Signal Processing*, vol. 2011, Article ID 725189, 16 pages. DOI: https://doi.org/10.1155/2011/725189.

24. Sucic V., Lerga J., Boashash B. Multicomponent noisy signal adaptive instantaneous frequency estimation using components time support information. *IET Signal Process.*, Vol. 8, Iss. 3, May 2014, pp. 277-284. DOI: https://doi.org/10.1049/iet-spr.2013.0349.

25. Wei K., Jing X., Li B., Kang Ch., Dou Zh., Liu J., Chen Yu, and Zheng H. A combined generalized Warblet transform and second order synchroextracting transform for analyzing nonstationary signals of rotating machinery. *Scientific Reports*, vol. 11, article number: 17000 (2021). DOI: https://doi.org/10.1038/s41598-021-96343-2.

26. Jacobsen E., Lyons R. The sliding DFT. *IEEE Signal Processing Magazine*, April 2003, pp. 74-80. DOI: 10.1109/MSP.2003.1184347.

27. Bradford R., Dobson R., and ffitch J. Sliding is smoother than jumping, *International Computer Music Conference 2005 (ICMC 2005)*, Spain, Barcelona (5 Sep. 2005 – 9 Sep. 2005), pp. 287-290. URL: http://www.music.mcgill.ca/~ich/research/misc/papers/cr1137.pdf.

28. Bratchenko H., Milković M., Smahliuk H., Seniva I. “Method for 3D imaging of objects with random motion components in InISAR”. Intellectual Systems and Information Technologies: Monograph / Edited by Prof. Yurii Gunchenko. Vienna: Premier Publishing s.r.o., 2021, pp. 129-141. DOI: https://doi.org/10.29013/GunchenkoY.ISAIT.2021.184.

29. Ширман Я. Д., Манжос В. Н. Теория и техника обработки радиолокационной информации на фоне помех. М.: Радио и связь, 1981. 416 с.

References

1. Holder E. J. Angle-of-arrival estimation using radar interferometry. Methods and applications, SciTech Publishing, Edison, NJ, 2014.

2. Stanković S., Djurović I. Motion parameter estimation by using time frequency representations, *Electronics Letters*, Vol. 37, No. 24, Nov. 2001, pp. 1446-1448. DOI: 10.1049/el:20010970.

3. Djurović I., Thayaparan T., and Stanković L. Adaptive local polynomial fourier transform in ISAR, Hindawi Publishing Corporation *EURASIP Journal on Applied Signal Processing*, Vol. 2006, Article ID 36093, pp. 1-15. DOI: 10.1155/ASP/2006/36093.

4. Bratchenko H. D., Smagliuk H. H., Grygoriev D. V. Method for ISAR imaging objects with 3D rotational motion. *Zbìrnik Naukovih Prac' Odes'koï Deržavnoï Akademìï Tehnìčnogo Regulûvannâ ta Âkostì.* 2016. # 2 (9), pp. 71-78. DOI: https://doi.org/10.32684/2412-5288-2016-2-9-71-78.

5. Biao T., Zhejun Lu, Yongxiang L., Xiang Li. Review on interferometric ISAR 3D imaging: concept, technology and experiment, *Signal Processing*. 2018, Vol. 153, pp. 164-187. DOI: https://doi.org/10.1016/j.sigpro.2018.07.0156.

6. Hashemi H. Fuzzy clustering of seismic sequences: segmentation of time-frequency representations, *IEEE Signal Process. Mag.* Vol. 29, Issue 3, May 2012, pp. 82-87. DOI: 10.1109/MSP.2012.2185897.

7. Xue Y.-J., Cao J.-X., and Tian R.-F. EMD and Teager-Kaiser energy applied to hydrocarbon detection in a carbonate reservoir, *Geophysical Journal International*, Vol. 197, Issue 1, April 2014, pp. 277-291. DOI: https://doi.org/10.1093/gji/ggt530.

8. Kawahara H., Masuda-Katsuse I., A. de Cheveigné. Restructuring speech representations using a pitch-adaptive time-frequency smoothing and an instantaneous-frequency-based F0 extraction: possible role of a repetitive structure in sounds, *Speech Communication*, Vol. 27, Issues 3-4, April 1999, pp. 187-207. DOI: https://doi.org/10.1016/S0167-6393(98)00085-5.

9. Mesbah M., O’Toole J., Colditz P., Boashash B. Instantaneous frequency based newborn EEG seizures characterization, *EURASIP Journal on Advances in Signal Processing*, volume 2012, Article number: 143 (2012) URL: http://asp.eurasipjournals.com/content/2012/1/143.

10. Boashash B., Boubchir L., Azemi G. A methodology for time-frequency image processing applied to the classification of non-stationary multichannel signals using instantaneous frequency descriptors with application to newborn EEG signals, *EURASIP Journal on Advances in Signal Processing*, vol. 2012, Article number: 117 (2012). URL: https://asp-eurasipjournals.springeropen.com/articles/10.1186/1687-6180-2012-117.

11. Cohen L. Time-frequency distributions – a review. *Proceedings of the IEEE*, vol. 77, No. 7, Jule 1989, pp. 941-981. DOI: 10.1109/5.30749.

12. Zhang H., Bi G., Razul S. G., See Ch. M. S. Robust time-varying filtering and separation of some nonstationary signals in low SNR environments, *Signal Processing*, Volume 106, January 2015, pp. 141-158. DOI: https://doi.org/10.1016/j.sigpro.2014.07.008.

13. Khan N. A., Jafri M N.; Qazi S. A. Improved resolution short time Fourier transform. *2011 7th International Conference on Emerging Technologies*, 5-6 Sept. 2011. Pages 1-3. DOI: 10.1109/ICET.2011.6048476.

14. Marple S. L. Digital Spectral Analysis with applications. Martin Marietta Aerospace, Baltimore, Maryland, 1987.

15. Lezhniuk P. D., Miroshnyk O. O. Zastosuvannia peretvoren Furie ta veivlet-spektrohram dlia identyfikatsii spotvoren rezhymiv roboty rozpo-dilnykh merezh 0,38/0,22 KV. *Visnyk Vinnytskoho politekhnichnoho instytutu.* 2015. # 1. S. 71-79. URL: http://nbuv.gov.ua/UJRN/vvpi_2015_1_12.

16. Awal Md. A., Ouelha S., Dong Sh., Boashash B. A robust high-resolution time-frequency representation based on the local optimization of the short-time fractional Fourier transform. Digital Signal Processing, vol. 70, November 2017, pp. 125-144. DOI: https://doi.org/10.1016/j.dsp.2017.07.022.

17. Sircar P. Parametric Modeling of Non-Stationary Signals. arXiv preprint arXiv:1801.09045, 2018 - arxiv.org. DOI: https://doi.org/10.48550/arXiv.1801.09045.

18. Stanković L., Djurović I., Stanković S., Simeunović M., Djukanović S., Daković M. Instantaneous frequency in time-digital frequency analysis: Enhanced concepts and performance of estimation algorithms. *Digital Signal Processing*. Vol. 35, December 2014, pp. 1-13. DOI: https://doi.org/10.1016/j.dsp.2014.09.008.

19. Hussain Z., Boashash B. Adaptive instantaneous frequency estimation of multicomponent fm signals using quadratic time–frequency distributions. *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 50, Issue 8, August 2002, pp. 1866-1876.

20. Flandrin P., Borgnat P. Time-frequency energy distributions meet compressed sensing. *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 58, Issue 6, June 2010, pp. 2974-2982. DOI: https://doi.org/10.1109/TSP.2010.2044839.

21. Khan N. A., Boashash B. Multi-component instantaneous frequency estimation using locally adaptive directional time frequency distributions. *International journal of adaptive control and signal processing.* Vol. 30, Issue 3, March 2016, pp. 429-442. Published online 1 July 2015 in Wiley Online Library (wileyonlinelibrary.com). DOI: https://doi.org/10.1002/acs.2583.

22. Li X., Bi G., Stankovic S., Zoubir A. M. Local polynomial Fourier transform: A review on recent developments and applications. *Signal Processing*, vol. 91, Issue 6, June 2011, pp. 1370-1393. DOI: https://doi.org/10.1016/j.sigpro.2010.09.003.

23. Lerga J., Sucic V., and Boashash B. An Efficient Algorithm for Instantaneous Frequency Estimationof Nonstationary Multicomponent Signals in Low SNR, Hindawi Publishing Corporation *EURASIP Journal on Advances in Signal Processing*, vol. 2011, Article ID 725189, 16 pages. DOI: https://doi.org/10.1155/2011/725189.

24. Sucic V., Lerga J., Boashash B. Multicomponent noisy signal adaptive instantaneous frequency estimation using components time support

information. *IET Signal Process.*, Vol. 8, Iss. 3, May 2014, pp. 277-284. DOI: https://doi.org/10.1049/iet-spr.2013.0349.

25. Wei K., Jing X., Li B., Kang Ch., Dou Zh., Liu J., Chen Yu, and Zheng H. A combined generalized Warblet transform and second order synchroextracting transform for analyzing nonstationary signals of rotating machinery. *Scientific Reports*, vol. 11, article number: 17000 (2021). DOI: https://doi.org/10.1038/s41598-021-96343-2.

26. Jacobsen E., Lyons R. The sliding DFT. *IEEE Signal Processing Magazine*, April 2003, pp. 74-80. DOI: 10.1109/MSP.2003.1184347.

27. Bradford R., Dobson R., and ffitch J. Sliding is smoother than jumping, *International Computer Music Conference 2005 (ICMC 2005)*, Spain, Barcelona (5 Sep. 2005 – 9 Sep. 2005), pp. 287-290. URL: http://www.music.mcgill.ca/~ich/research/misc/papers/cr1137.pdf.

28. Bratchenko H., Milković M., Smahliuk H., Seniva I. “Method for 3D imaging of objects with random motion components in InISAR”. Intellectual Systems and Information Technologies: Monograph / Edited by Prof. Yurii Gunchenko. Vienna: Premier Publishing s.r.o., 2021, pp. 129-141. DOI: https://doi.org/10.29013/GunchenkoY.ISAIT.2021.184.

29. Shirman Ya. D., Manzhos V. N. Teoriya i texnika obrabotki radiolokacionnoj informacii na fone pomex. M.: Radio i svyaz', 1981. 416 s.

Надійшла до редакції 10.12.2021