

**МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ**  
**НАЦІОНАЛЬНА МЕТАЛУРГІЙНА АКАДЕМІЯ УКРАЇНИ**

**М.О. РИБАЛЬЧЕНКО, О.П. ЄГОРОВ, В.Б.ЗВОРИКІН**

**ЦИФРОВА ОБРОБКА СИГНАЛІВ**

Затверджено Вченою радою НМетАУ як навчальний посібник для студентів спеціальності 151 – Автоматизація та комп'ютерно-інтегровані технології  
Протокол № 2 від 05.02.2018р.

**Дніпро НМетАУ 2018**

УДК 621.372

Рибальченко М.О., Єгоров О.П., Зворикін В.Б. Цифрова обробка сигналів.  
Навчальний посібник. – Дніпро: НМетАУ, 2018. – 79 с.

Матеріал навчального посібника є продовженням розглянутих проблем цифрової обробки інформації в дисципліні "Цифрові системи управління та обробки інформації" на основних етапах її отримання, вироблення керуючого впливу або прийняття рішення.

Наведені основні поняття сигналу і його моделі в частотній формі. Розглянуто математичні основи дискретного перетворення Фур'є і вейвлет-перетворення.

Теоретичні проблеми цифрової обробки сигналів підкріплені практичними роботами по обробці сигналу радіолокатора.

Посібник призначений для студентів вищих навчальних закладів, які навчаються за програмою підготовки магістрів спеціальності 151 – Автоматизація та комп'ютерно-інтегровані технології; також може бути корисний інженерам, які працюють в області автоматизації технологічних процесів.

Друкується за авторською редакцією.

Відповідальний за випуск О.П.Єгоров, канд. техн. наук, доц.

Рецензенти: В.М. Куваєв, д-р техн. наук, проф. (НГУ)  
В.С. Ткачов, канд. техн. наук, доц. (ПДАБА)

© Національна металургійна академія України,  
2018

© Рибальченко М.О., Єгоров О.П., Зворикін В.Б.,  
2018

## ЗМІСТ

ВСТУП.....	4
1 ОСНОВНІ ПОНЯТТЯ ЦИФРОВОЇ ОБРОБКИ СИГНАЛІВ.....	6
1.1 Математичні моделі сигналів.....	6
1.2 Основні методи цифрової обробки сигналів. Визначення частотного спектра дискретного сигналу.....	8
1.3 Вейвлет-перетворення.....	13
2 ОБРОБКА ДАНИХ В РЕЗУЛЬТАТІ ЕКСПЕРИМЕНТУ. РЕЄСТРАЦІЯ СИГНАЛІВ ЦИФРОВИМ ОСЦИЛОГРАФОМ. НАЛАШТУВАННЯ ОСЦИЛОГРАФА ДЛЯ ВІДОБРАЖЕННЯ СИГНАЛУ.....	20
3 ПРИКЛАД ЗАСТОСУВАННЯ ДИСКРЕТНОГО ПЕРЕТВОРЕННЯ ФУР'Є ДЛЯ АДАПТИВНОЇ ФІЛЬТРАЦІЇ СИГНАЛІВ.....	25
4 ПОБУДОВА ЧАСТОТНОГО СПЕКТРА ЗА ДОПОМОГОЮ ДИСКРЕТНОГО ПЕРЕТВОРЕННЯ ФУР'Є В ПАКЕТІ EXCEL.....	32
5 ЧАСТОТНИЙ АНАЛІЗ СИГНАЛІВ У ПАКЕТІ MATLAB.....	34
5.1 Перетворення Фур'є.....	34
5.2 Виконання вейвлет-перетворення в пакеті Matlab.....	41
6 РАДІОЛОКАЦІЙНИЙ ПРИНЦИП ВИМІРЮВАННЯ ДАЛЬНОСТІ.....	53
6.1 Пристрій радіолокаційної апаратури.....	53
6.2 Цифрова обробка сигналу радара ближньої локації.....	57
6.3 Цифрова обробка сигналу радара дальньої локації.....	61
7 ЛАБОРАТОРНА РОБОТА. ОБРОБКА СИГНАЛІВ РАДІОЛОКАТОРА ЗА ДОПОМОГОЮ БЕЗПЕРЕРВНОГО ВЕЙВЛЕТ-ПЕРЕТВОРЕННЯ І АНАЛІЗ ОТРИМАНИХ РЕЗУЛЬТАТІВ.....	65
Питання для самоконтролю.....	76
Література.....	77

## ВСТУП



Жодна технічна система не може працювати без отримання, обміну та обробки інформації. В інформаційних системах, системах автоматичного управління інформація передається у вигляді сигналів. Сигналом може виступати будь-який матеріальний носій, у якого можна змінити один або кілька інформативних параметрів. У технічних системах інформація найчастіше передається за допомогою постійного або змінного струму, радіохвиль, світла. Наприклад, у змінного струму інформативними є: амплітуда, частота, фаза.

Бурхливий прогрес обчислювальної техніки в останні десятиліття призвів до широкого впровадження методів цифрової обробки інформації практично у всіх галузях наукових досліджень і народно-господарської діяльності. При цьому серед різних застосувань засобів обчислювальної техніки одне з найважливіших місць займають системи цифрової обробки сигналів (ЦОС), які знайшли використання при обробці даних дистанційного зондування, медико-біологічних досліджень, вирішенні завдань навігації аерокосмічних і морських об'єктів, зв'язку, радіофізики, цифрової оптики і в ряді інших додатків.

Цифрова обробка сигналів – це область обчислювальної техніки, що динамічно розвивається і охоплює як технічні, так і програмні засоби.

Родинними областями для цифрової обробки сигналів є теорія інформації, зокрема, теорія оптимального прийому сигналів і теорія розпізнавання образів. При цьому в першому випадку основним завданням є виділення сигналу на тлі шумів і перешкод різної фізичної природи, а в другому – автоматичне розпізнавання, тобто класифікація та ідентифікація сигналу.

У теорії інформації під сигналом розуміється матеріальний носій інформації. У цифровій же обробці сигналів під сигналом будемо розуміти його математичний опис, тобто деяку речову функцію, яка містить інформацію про

стан або поведінку фізичної системи при якій-небудь події, яка може бути визначена на безперервному або дискретному просторі зміни часу або просторових координат.

У широкому сенсі під системами ЦОС розуміють комплекс алгоритмічних, апаратних і програмних засобів. Як правило, системи містять спеціалізовані технічні засоби попередньої (або первинної) обробки сигналів і спеціальні технічні засоби для вторинної обробки сигналів. Засоби попередньої обробки призначені для обробки вхідних сигналів, які спостерігаються в загальному випадку на тлі випадкових шумів і перешкод різної фізичної природи і представлених у вигляді дискретних цифрових відліків, з метою виявлення і виділення (селекції) корисного сигналу і оцінки характеристик виявленого сигналу. Отримана в результаті попередньої обробки корисна інформація надходить в систему вторинної обробки для класифікації, архівування, структурного аналізу і т.д. Питання попередньої обробки сигналів розглянуті в навчальному посібнику [1].

Потім сигнал аналізується в тимчасовій або частотній областях.

Аналіз сигналу у часовій області дозволяє оцінити зміну параметрів досліджуваного об'єкта в часі. Частотний аналіз дає уявлення про частотний діапазон складових досліджуваного сигналу.

Основним математичним апаратом дослідження сигналів цифровими методами є дискретне перетворення Фур'є і вейвлет-перетворення. У навчальному посібнику розглядаються матеріали математичного уявлення як дискретного перетворення Фур'є, так і вейвлет-перетворення. Розглянуті конкретні приклади цифрової обробки сигналів радіолокатора при вимірюванні дальності до цілі. Надано питання для самоперевірки знань викладеного матеріалу. Навчальний посібник призначений для вивчення матеріалу дисципліни "Цифрова обробка сигналів", що вивчається в магістратурі за спеціальністю 151 – Автоматизація та комп'ютерно-інтегровані технології студентами денної та заочної форм навчання.

Навчальний посібник може бути також корисним інженерам, які працюють в області автоматизації технологічних процесів.

# 1 ОСНОВНІ ПОНЯТТЯ ЦИФРОВОЇ ОБРОБКИ СИГНАЛІВ

## 1.1 Математичні моделі сигналів

При аналізі сигналу, наприклад, електрозв'язку, його можна розглядати як зміну від часу електричних величин (напруги, струму, електромагнітних коливань, напруженість поля). Ці величини можна спостерігати і реєструвати за допомогою різних приладів, наприклад, осцилографів. Після спостереження сигнал буде заданий у вигляді графіка або таблиці як функція часу.

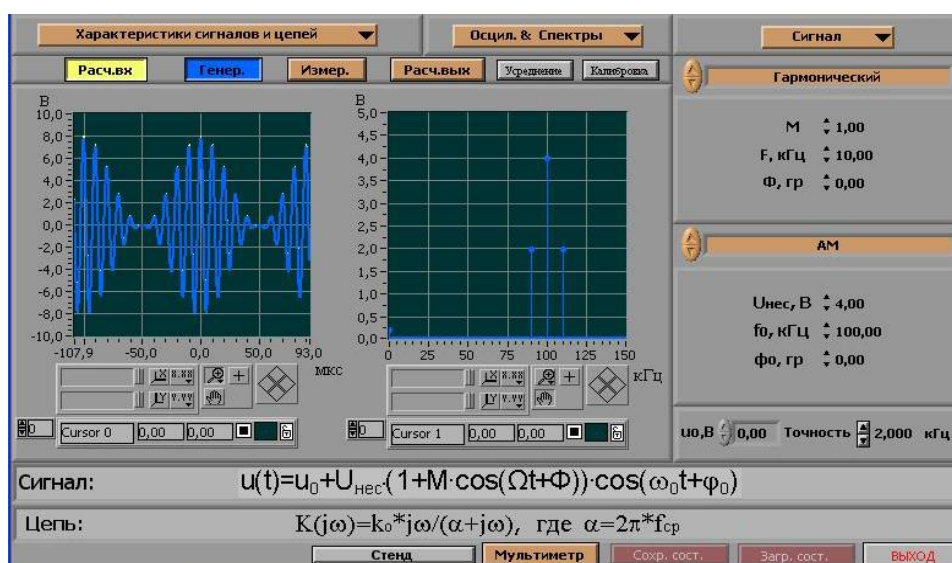


Рисунок 1.1 – Графік сигналу та його математична модель

Таке уявлення називається тимчасовою діаграмою. Як приклад можна привести осцилограму струму, що протікає через мікрофон (рис. 1.2).

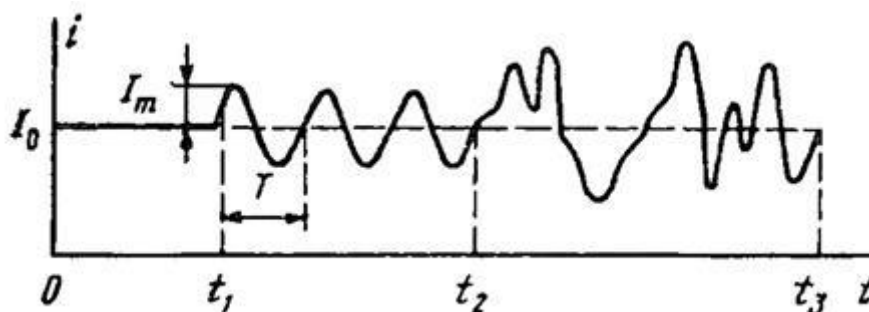


Рисунок 1.2 – Тимчасова діаграма струму, що протікає через мікрофон в різні моменти часу

Однак тимчасові діаграми сигналу є незручними для аналізу як для теоретичних розрахунків, так і для подання тривалих сигналів. Тому для проведення обробки сигналів доцільно їх представити у вигляді математичного опису. Воно полягає в отриманні такого простого математичного виразу (формули, рівняння, нерівності і т.д.), за яким можна було б обчислити необхідні властивості і параметри сигналів (миттєві значення, числові характеристики і т.п.). Математичний опис сигналу називається його математичною моделлю.

Тимчасові моделі сигналів можна розглядати як детерміновані, так і випадкові. Детерміновані моделі можуть бути представлені у вигляді найпростіших функцій, наприклад, гармонійної (рис. 1.3).

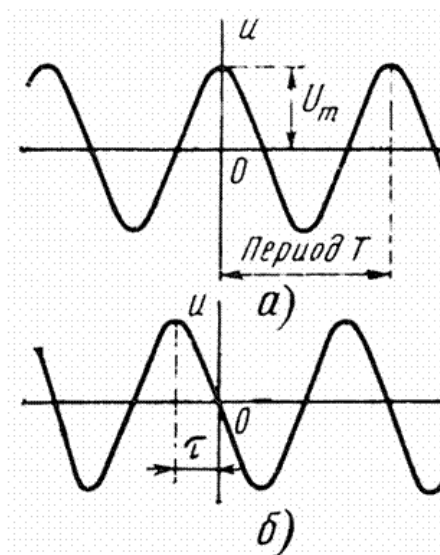


Рисунок 1.3 – Графік гармонійного сигналу

$$u(t) = U_m \cdot \cos(2\pi \cdot f \cdot t + \varphi_0), \quad (1.1)$$

де  $U_m$  – максимальне значення (амплітуда);  $f$  – циклічна частота  $f = \frac{1}{T}$ ;  $\varphi_0$  – початкова фаза  $\varphi_0 = \frac{2 \cdot \pi \cdot \tau}{T}$ . Зрушення по фазі призводить до зрушення гармонійного коливання на час  $\tau$  вліво (рис.1.3 б). Часто при розрахунках використовується кутова частота  $\omega = 2 \cdot \pi \cdot f$ .

Залежно від безперервності або дискретності реєстрації часу і значення розрізняють сигнали: безперервні, дискретні за часом, квантовані за рівнем і безперервні за часом, квантовані за рівнем і дискретні за часом (рис.1.4).

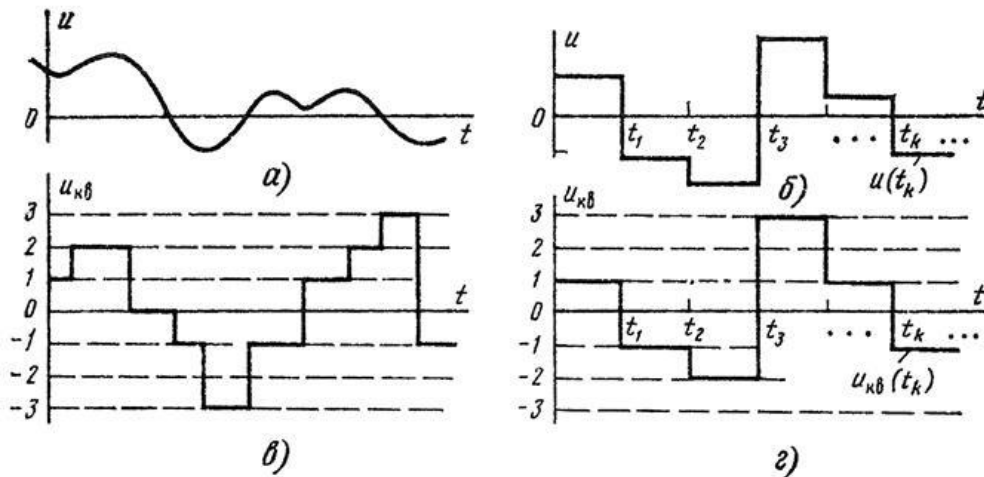


Рисунок 1.4 – Сигнали: а) безпервні; б) дискретні за часом; в) квантовані за рівнем і безпервні за часом; г) квантовані за рівнем і дискретні за часом

Значення сигналу в будь-який момент часу можна спрогнозувати лише з певною ймовірністю події. Тому математичною моделлю сигналу в часі може бути теорія випадкових процесів. Цей матеріал докладно розглянуто в навчальному посібнику [1] і в цьому посібнику не розглядається.

## 1.2 Основні методи цифрової обробки сигналів. Визначення частотного спектра дискретного сигналу

Оцінку характеристик прийнятого сигналу можна проводити різними методами. Робота багатьох технічних пристроїв заснована на уявленні моделі сигналу у вигляді частотного спектра, наприклад, частотна фільтрація сигналів, вібродіагностика, передача і прийом радіосигналів і ін. Тому розглянемо один з розділів ЦОС – частотний аналіз сигналу.

Математичну модель сигналу можна представити у вигляді ряду. Для частотного аналізу найкраще досліджуваний сигнал представити у вигляді ряду Фур'є. Розглянемо розкладання дискретного сигналів в ряд Фур'є. Наведемо формули ряду Фур'є для сигналу, математична модель якого представлена у вигляді детермінованої періодичної функції  $f(t)$  з періодом  $T_0$ . Для такої функції ряд Фур'є виражається наступним чином



$$f(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} C_k \cdot e^{ik\omega_0 t}, \quad (1.2)$$

де  $k$  – порядковий номер  $k$ -ої гармоніки, а  $\omega_0 = 2\pi/T_0$  кутова частота.

Коефіцієнти ряду  $C_k$  обчислюються за формулою

$$C_k = \frac{1}{T_0} \int_{-\frac{T_0}{2}}^{\frac{T_0}{2}} f(t) e^{-ik\omega_0 t} dt. \quad (1.3)$$

У разі неперіодичної функції маємо

$$f(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S(j\omega) e^{i\omega t} dt, \quad (1.4)$$

де  $S(j\omega)$  – пряме перетворення Фур'є

$$S(j\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} f(t) e^{-i\omega t} dt. \quad (1.5)$$

Модулі коефіцієнтів ряду  $C_k$  утворюють дискретний частотний спектр сигналу  $f(t)$ , а  $S(j\omega)$  являє собою безперервну функцію, звану спектральною характеристикою.

Розглянемо перетворення Фур'є для дискретних послідовностей. У тих випадках, коли дискретна послідовність періодична (а також кінцеву тривалість), її можна уявити рядом Фур'є. Візьмемо періодичну послідовність  $x_n[n]$  з тимчасовим періодом  $T_0$ , періодом дискретизації  $T = \frac{T_0}{N}$  і частотою дискретизації  $\omega_d = \frac{2\pi}{T}$ . Уявімо цю послідовність у вигляді ряду

$$x[n] = \sum_{k=-\infty}^{\infty} C_k e^{j \cdot k \cdot \omega_0 \cdot n \cdot T}. \quad (1.6)$$

Розглянемо функції  $e^{i \cdot k \cdot \omega_0 \cdot n \cdot T}$  і  $e^{i \cdot T \cdot k \left( \omega_0 \cdot n + \frac{2\pi \cdot q}{T} \right)}$ , вони рівні між собою і періодом є ціле кратне значення  $q$  частоти дискретизації  $\frac{2\pi}{T}$ .

Таким чином, функція  $e^{ik\omega_0 nT}$  є періодичною функцією з періодом  $\frac{2\pi \cdot q}{T} = \omega_d \cdot q$ .

Визначимо частоту періоду спостереження сигналу як  $\omega_0 = \frac{2\pi}{NT}$  і отримаємо вираз (1.6) в дещо іншому вигляді

$$e^{i \cdot T \cdot k \left( \omega_0 \cdot n + \frac{2\pi}{T} \right)} = e^{i \cdot T \cdot k \left( n \frac{2\pi}{N \cdot T} + \frac{2\pi \cdot q}{T} \right)} = e^{\frac{i \cdot 2\pi}{N} k(n + N \cdot q)} \quad (1.7)$$

Комплексні експоненти (1.7) відрізняються тільки в діапазоні від 0 до N, тому запишемо вираз дискретного перетворення Фур'є з діапазоном підсумовування від 0 до N-1, підкреслюючи тим самим наявність N різних комплексних експонент.

$$x[n] = \sum_{k=0}^{N-1} C_k e^{j \frac{2\pi}{N} k \cdot n} \quad (1.8)$$

Для визначення цього ряду необхідно обчислити коефіцієнти  $C_k$ . Для безперервного періодичного сигналу з періодом  $T_0 = TN$  коефіцієнти ряду обчислюються за формулою (1.3). Замінюючи інтегрування підсумовуванням з одностороннім діапазоном значень інтервалу визначення сигналу, отримаємо значення коефіцієнтів ряду Фур'є:

$$C_k = \frac{2}{T_0} \sum_{n=0}^{N-1} x[n] e^{-i \frac{2\pi}{N} k \cdot n} T, \quad (1.9)$$

або після перетворень

$$C_k = \frac{2}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x[n] e^{-i \frac{2\pi}{N} k \cdot n} \quad (1.10)$$

Сума  $\sum_{n=0}^{N-1} x[n] e^{-i \frac{2\pi}{N} kn}$  називається дискретним перетворенням Фур'є.

Розглянемо приклад дискретного перетворення Фур'є. В якості вихідної візьмемо модель гармонійного сигналу  $y(t) := \sin(2\omega t)$  з кутовою частотою  $\omega := 2 \frac{1}{c}$  і періодом дискретизації  $T = 0,5$  с. Задамо час реєстрації сигналу  $T_0 := 10$  с. і поточний час  $t := 0, 0,5 \dots T_0$  с. при цьому період дискретизації  $T = 0,05$  с., а частота дискретизації :

$$\omega_d := 2 \cdot \frac{\pi}{T} \quad \omega_d = 12,566 \quad \frac{1}{c}$$

Графік цього сигналу наведено на рис. 1.5.

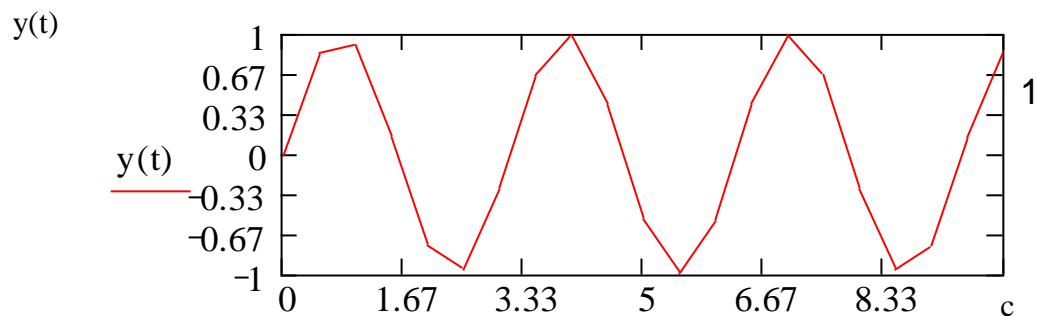


Рисунок 1.5 – Графік гармонійного сигналу

Визначимо кількість відліків  $N$  на періоді спостереження  $T_0$  і кількість гармонік  $k$ :

$$N := \frac{T_0}{T} \quad N = 20 \quad k := 0 \dots N - 1$$

Зробимо дискретне перетворювання Фур'є і отримаємо графік частотного спектра:

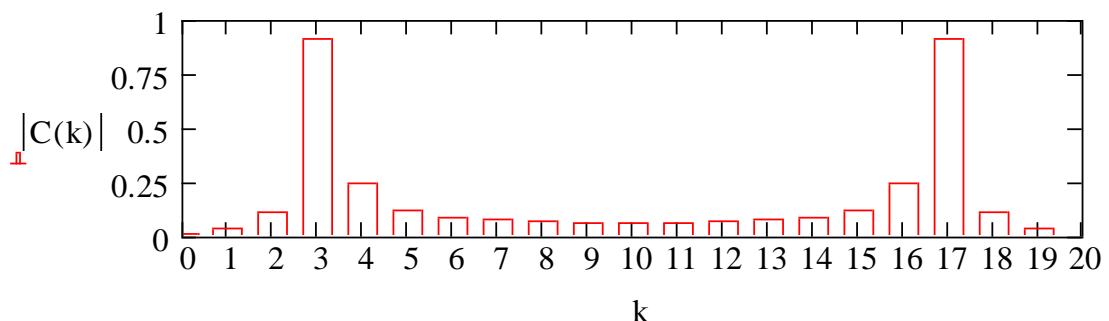


Рисунок 1.6 – Графік частотного спектра гармонійного сигналу

Навіть без визначення похибки перетворення безперервної синусоїди в

дискретну видно, що при частоті дискретизації  $\omega_d := 2 \cdot \frac{\pi}{T}$   $\omega_d = 12.566 \frac{1}{c}$  форма синусоїди спотворена. Про те, що частота дискретизації вибрана невірно, можна судити за графіком частотного спектра. Якщо на половині значення частоти дискретизації (половина періоду частотного спектра) складові частотного спектра не рівні нулю (перетинаються з іншим періодом), то відновити вихідний сигнал по частотному спектра неможливо. Збільшимо частоту дискретизації в п'ять разів і отримаємо графік синусоїди (рис. 1.7).

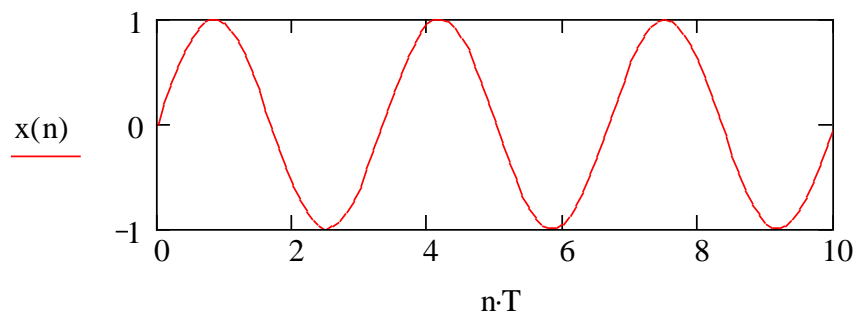


Рисунок 1.7 – Графік гармонійного сигналу при частоті дискретизації  $\omega_d = 0.1 \frac{1}{c}$

Графік дискретної синусоїди практично нічим не відрізняється від графіка безперервної синусоїди.

Графік частотного спектра для цього випадку зображений на рис 1.8.

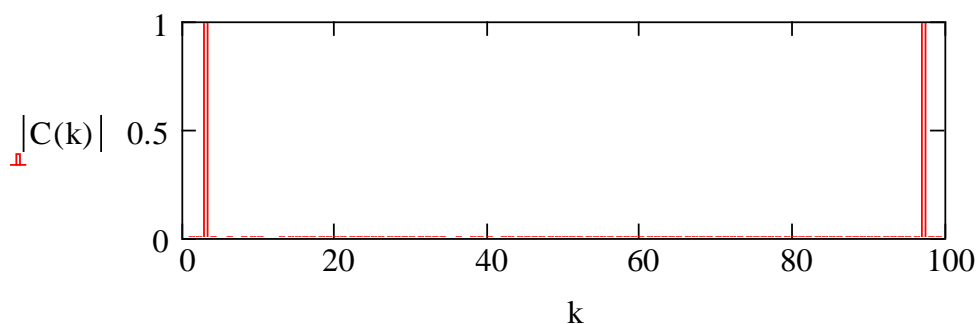


Рисунок 1.8 – Графік частотного спектра при частоті дискретизації  $\omega_d = 0.1 \frac{1}{c}$

При цьому видно, що при частоті  $\omega$ , що дорівнює половині частоти дискретизації  $\omega = \frac{\omega_d}{2} = \frac{2\pi k}{NT} = \frac{2\pi 50}{100 \cdot 0.1} = 31.4c^{-1}$ , складові частотного спектра відсутні.

Частота дискретизації за теорією Котельникова повинна бути як мінімум в два рази вище максимальної частоти, що міститься в спектрі сигналу. Це твердження математично строго не обґрунтоване і носить наближений характер, який графічно демонструється вище.

## **1.3 Вейвлет-перетворення**

### **1.3.1 Властивість вейвлетів**

Вейвлет-перетворення сигналів є узагальненням спектрального аналізу, типовим представником якого є класичне перетворення Фур'є. Термін "вейвлет" в перекладі з англійської означає "маленька (коротка) хвиля". Вейвлети – це узагальнена назва сімейств математичних функцій певної форми, які локальні в часі і по частоті, і в яких всі функції виходять з однієї базової та породжуються за допомогою її зрушень і розтягувань по осі часу. Вейвлет-перетворення розглядають аналізовані тимчасові функції в термінах коливань, локалізованих за часом і частотою. Як правило, вейвлет-перетворення (WT) класифікується на дискретне (DWT) і безперервне (CWT).

DWT використовується для перетворення та кодування сигналів, CWT – для аналізу сигналів. Вейвлет-перетворення в даний час приймаються на озброєння для величезного числа різноманітних застосувань, незмінно замінюючи звичайне перетворення Фур'є.

Вейвлетний аналіз представляє особливий тип лінійного перетворення сигналів і фізичних даних. Базис власних функцій, по якому проводиться вейвлетне розкладання сигналів, володіє багатьма специфічними властивостями та можливостями. Вейвлетні функції базису дозволяють концентрувати увагу на тих чи інших локальних особливостях аналізованих процесів, які не можуть бути виявлені за допомогою традиційних перетворень Фур'є і Лапласа.

Основна область застосування вейвлетного перетворення – аналіз і обробка сигналів і функцій, нестационарних в часі або неоднорідних в просторі,

коли результати аналізу повинні містити не тільки частотну характеристику сигналу (розподіл енергії сигналу по частотним складовим), але і відомості про локальні координати, на яких виявляють самі ті або інші групи частотних складових або на яких відбуваються швидкі зміни частотних складових сигналу. У порівнянні з розкладанням сигналів на ряди Фур'є вейвлети здатні з набагато більш високою точністю представляти локальні особливості сигналів, аж до розривів 1-го роду (стрибків). На відміну від перетворень Фур'є, вейвлет-перетворення одновимірних сигналів забезпечує двовимірну розгортку, при цьому частота і координата розглядаються як незалежні змінні, що дає можливість аналізу сигналів відразу в двох просторах.

В основі спектрального аналізу сигналів лежить інтегральне перетворення і ряди Фур'є. З позицій аналізу довільних сигналів і функцій в частотній області і точного відновлення після перетворень можна відзначити ряд недоліків розкладання сигналів в ряди Фур'є, які привели до появи віконного перетворення Фур'є і стимулювали розвиток вейвлетного перетворення. Нижче представлені основні з них.

Обмежена інформативність аналізу нестационарних сигналів та практично повна відсутність можливостей аналізу їх особливостей, так як в частотній області відбувається "розмазання" особливостей сигналів (розривів, піків і т.) по всьому частотному діапазону спектра.

Гармонічні базисні функції розкладання не здатні відобразити перепади сигналів з безконечною крутизною типу прямокутних імпульсів, так як для цього потрібне безмежно велике число членів ряду. При обмеженні числа членів ряду при відновленні сигналу виникають осциляції (явище Гіббса).

Вейвлет ("коротка хвиля", "сплеск") – це хвильова форма сигналу ефективно обмеженої тривалості, яка має середнє значення нуль.

$$\int_{-\infty}^{\infty} \psi(t) dt = 0. \quad (1.11)$$

Порівняємо вейвлет з синусоїдальною хвилею, яка є основою аналізу Фур'є. Синусоїди не мають обмеженої тривалості – вони тривають від мінус до плюс нескінченності. І де синусоїди гладкі і передбачувані, вейвлети прагнуть бути нерівними і асиметричними.

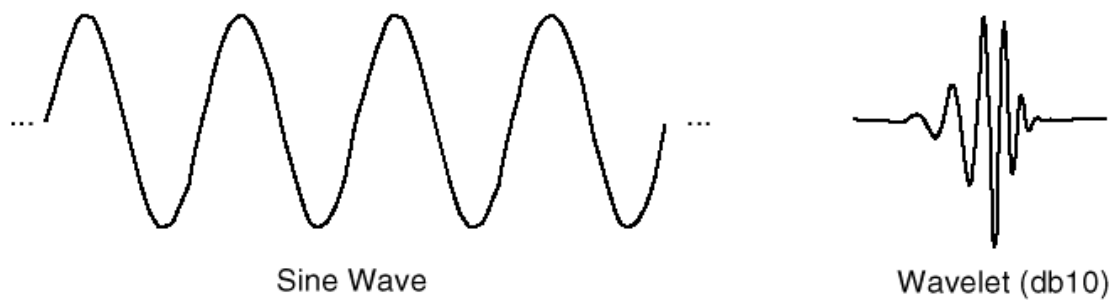


Рисунок 1.9 – Графік синусоїди та вейвлету

Аналіз Фур'є складається з розкладання сигналу на синусоїдальні хвилі різних частот. Аналогічно, вейвлет аналіз – це розкладання сигналу на зсунуті і масштабні версії початкового (або материнського) вейвлету.

Можна інтуїтивно побачити, що сигнали з різкими змінами повинні аналізуватися краще за допомогою нерівномірного вейвлету, ніж за допомогою гладкої синусоїди, а також окремі риси сигналів можуть бути описані краще за допомогою вейвлетів, які мають локальну протяжність.

Математично процес аналізу Фур'є представлений перетворенням Фур'є

$$F(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} f(t) e^{-i\omega t} dt, \quad (1.12)$$

яке є сумою по всьому часу сигналу  $f(t)$ , помноженого на комплексну експоненту.

Результатами цього перетворення є коефіцієнти Фур'є  $F(\omega)$ , множення яких на синусоїду відповідної частоти дасть синусну компоненту вихідного сигналу. Графічно цей процес виглядає так (рис.1.10).

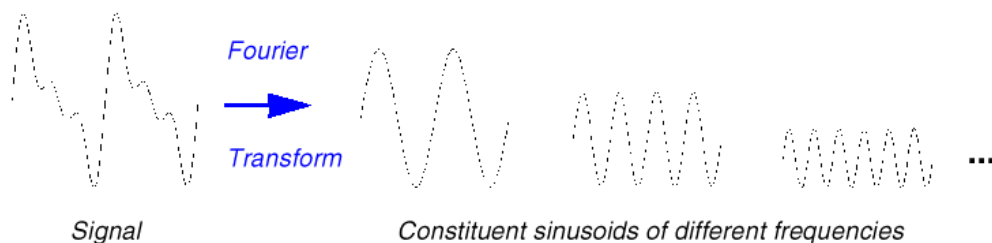


Рисунок 1.10 – Перетворення Фур'є на синусні компоненти вихідного сигналу

Аналогічно, безперервне пряме Wavelet-перетворення (БВП) визначається як сума по всьому часу сигналу, помноженого на масштабні зсунуті версії вейвлет-функції

$$C(\tau, a) = \frac{1}{\sqrt{a}} \int_{-\infty}^{\infty} f(t) \psi\left(\frac{t-\tau}{a}\right) dt, \quad (1.13)$$

де  $\psi(t)$  – Wavelet-функція,  $f(t)$  – сигнал.

Результатом НВП будуть вейвлет-коефіцієнти  $C(\tau, a)$ , які є функцією позиції  $\tau$  і масштабу  $a$ .

Обчислення коефіцієнтів вейвлет-перетворення демонструють графіки наступних перетворень.

1. Обчислити коефіцієнт  $C(\tau, a)$ , який показує, як тісно корельований вейвлет і сигнал на цьому інтервалі. Високе значення  $C(\tau, a)$  означає велику схожість. Зауважте, що результати будуть залежати від форми вейвету, обраного Вами (рис.11,а).
2. Зрушити вейвлет вправо і повторювати кроки 1 і 2 до тих пір, доки Ви не дослідите весь сигнал (рис.11,б).
3. Змінити масштаб (розтягнути) вейвлет і повторити кроки 1 – 3 (рис.11,в).

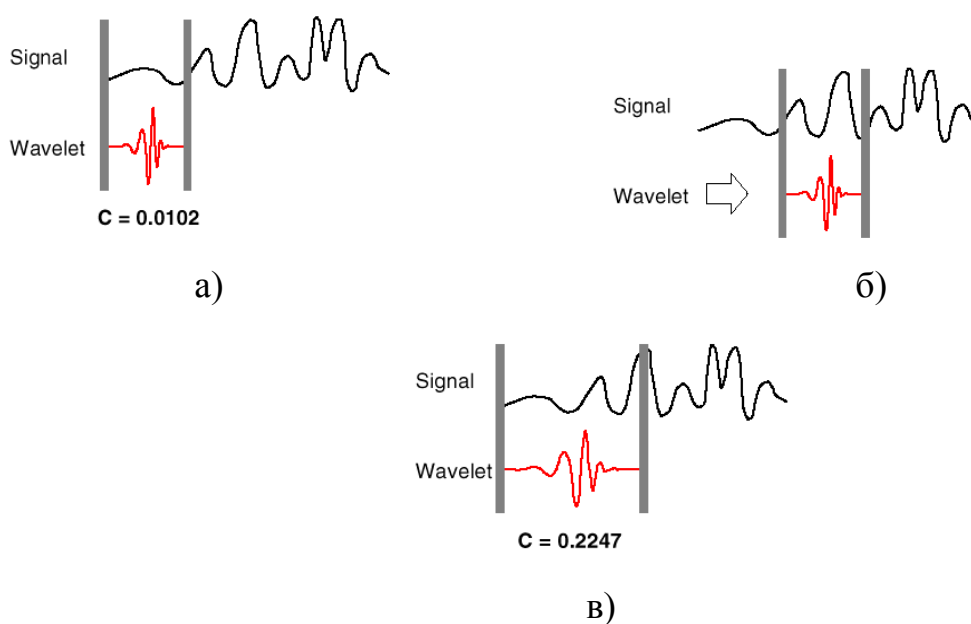


Рисунок 1.11 – Обчислення коефіцієнтів вейвлет-перетворення



Масштабування вейвлету просто означає його розтягнення або стиснення. Вводиться поняття масштабний коефіцієнт, який позначають літерою  $a$ . Якщо мова йде, наприклад, про синусоїди, то ефект від масштабного коефіцієнта дуже легко побачити на наступних графіках (рис. 1.12).

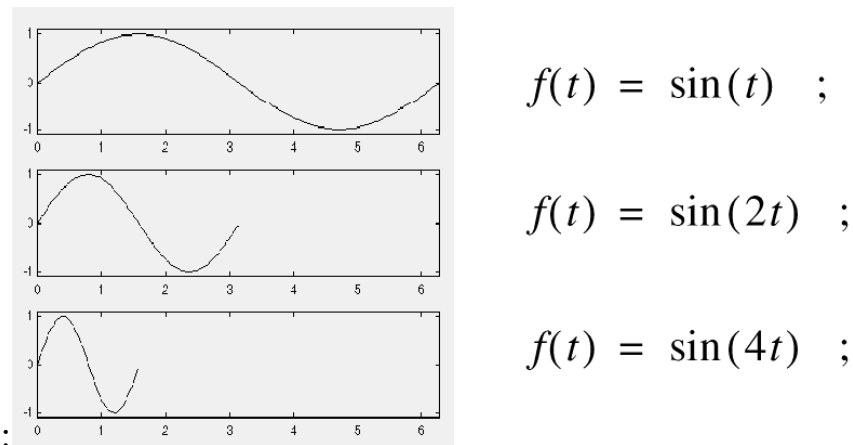


Рисунок 1.12 – Масштабування синусоїди

Чим більше частота, тим більш стисла синусоїда.

Масштабний коефіцієнт діє і на вейвлети. Чим менше масштаб, тим більше "стисненим" буде вейвлет (рис. 1.13).

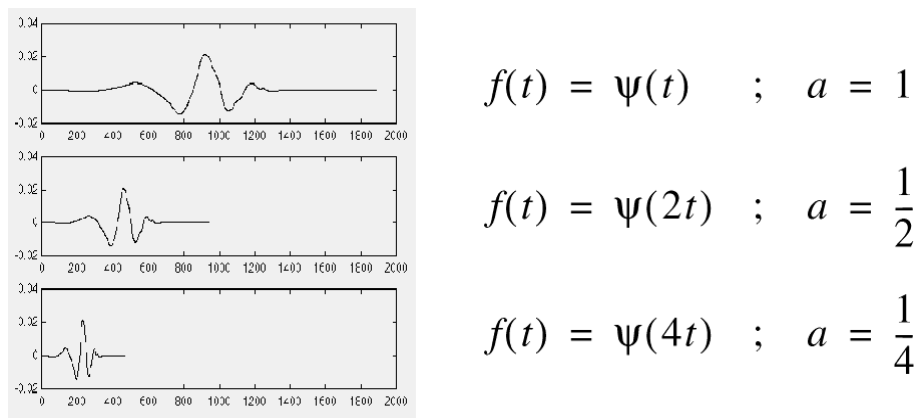


Рисунок 1.13 – Масштабування вейвлету

З діаграм видно, що для синусоїди  $\sin(\omega t)$  масштаб  $a$  обернено пропорційний частоті  $\omega$ . Аналогічно, з вейвлет-аналізом, масштаб обернено пропорційний частоті сигналу.

Зрушення вейвлету просто може призвести до затримок або прискорення його фронту. Математично затримка функції на час  $k$  представляється у вигляді (рис 1.14 а, б).

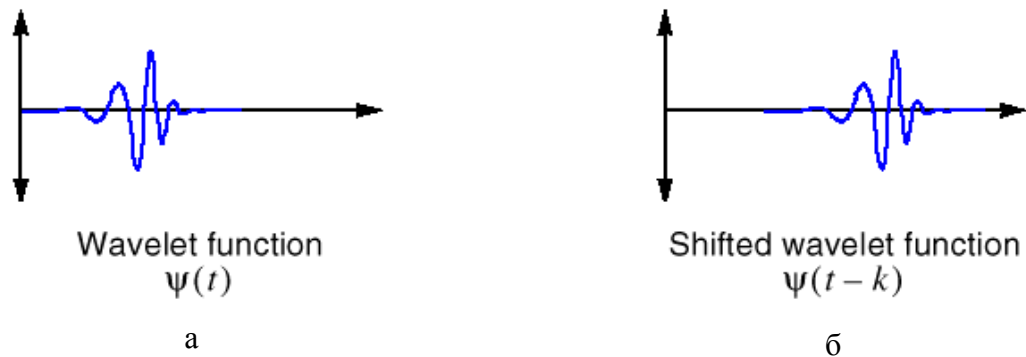


Рисунок 1.14 – а – вейвлет функція  $\psi(t)$ , б – зрушена вейвлет-функція  $\psi(t-k)$

Таким чином, є зв'язок між масштабом вейвлету та частотою зміни сигналу, як показано на рис. 1.15:

- малий масштаб  $a \Rightarrow$  стиснутий вейвлет  $\Rightarrow$  швидко змінюються складові;
- великий масштаб  $a \Rightarrow$  розтягнутий вейвлет  $\Rightarrow$  повільно змінюються складові.

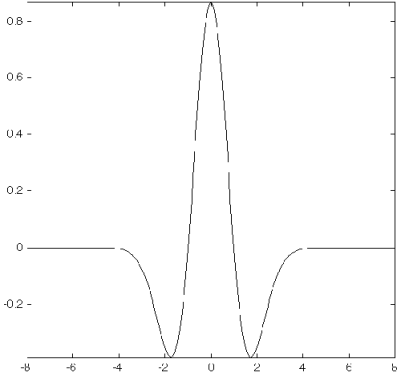
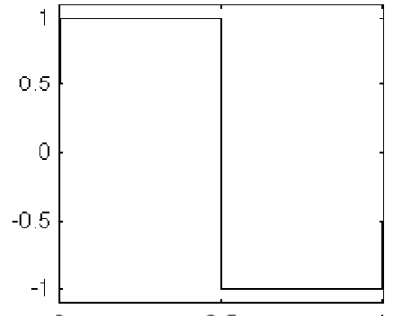


Рисунок 1.15 – Зв'язок між масштабом вейвлету та частотою складових сигналу

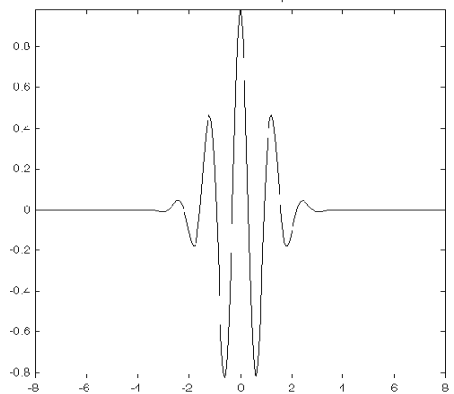
### 1.3.2 Вейвлет-функції

Можна навести кілька яскравих представників сімейств вейвлет-функцій (таблиця 1.1).

Таблиця 1.1 – Приклади вейвлет-функцій  $\psi(t)$

Вейвлет	Аналітичний запис $\psi(t)$	Спектральна щільність $\Psi(\Omega)$
1	2	3
<b>Дійсний безперервний базис</b>		
<p><i>Гаусові:</i> першого порядку або WAVE- вейвлет</p> <p>другого порядку або МНАТ- вейвлет "мексиканська шляпа" – mexican hat),</p> <p><i>n</i>-го порядку</p>	$-te^{-t^2/2}$ $(1-t^2)e^{-t^2/2}$ $(-1)^n \frac{d^n}{dt^n} \left( e^{-t^2/2} \right)$ 	$(i\Omega)\sqrt{2\pi}e^{-\Omega^2/2}$ $(i\Omega)^2\sqrt{2\pi}e^{-\Omega^2/2}$ $(-1)^n (i\Omega)^n \sqrt{2\pi}e^{-\Omega^2/2}$
<i>DOG – difference of gaussians</i>	$e^{-t^2/2} - 0.5e^{-t^2/8}$	$\sqrt{2\pi} \left( e^{-\Omega^2/2} - 0.5e^{-2\Omega^2} \right)$
<i>LP–Littlewood &amp; Paley</i>	$(\pi t)^{-1} (\sin(2\pi t) - \sin(\pi t))$	$\begin{cases} (2\pi)^{-1/2}, & \pi \leq  \Omega  \leq 2\pi, \\ 0, & \text{інаше.} \end{cases}$
<b>Дійсний дискретний базис</b>		
<p><i>Вейвлет Хаара (Haar)</i></p>	$\begin{cases} 1, & 0 \leq t < 1/2, \\ -1, & 1/2 \leq t < 1, \\ 0, & \text{інаше.} \end{cases}$ 	$\Psi(\Omega) = i \frac{\sin^2(\Omega/4)}{\Omega/4} e^{i\Omega/2}$

Продовження табл.1.1

1	2	3
<b>Комплексний базис</b>		
<i>Морле (Morlet)</i>	$e^{i\Omega_0 t} e^{-t^2/2}$ 	$\sigma(\Omega)\sqrt{2\pi}e^{-(\Omega - \Omega_0)^2/2}$
<i>Пауля (Paul)</i>	$\Gamma(n+1)\frac{i^n}{(1-n)^{n+1}}$	$\sigma(\Omega)\sqrt{2\pi}\Omega^n e^{-\Omega}$

Вибір аналізуючого вейвлету, як правило, визначається тим, яку інформацію необхідно витягти з сигналу. Кожен вейвлет має характерні особливості в тимчасовій і в частотній області, тому іноді за допомогою різних вейвлетів можна повніше виявити і підкреслити ті чи інші властивості аналізованого сигналу.

## 2 ОБРОБКА ДАНИХ В РЕЗУЛЬТАТІ ЕКСПЕРИМЕНТУ. РЕЄСТРАЦІЯ СИГНАЛІВ ЦИФРОВИМ ОСЦИЛОГРАФОМ. НАЛАШТУВАННЯ ОСЦИЛОГРАФА ДЛЯ ВІДОБРАЖЕННЯ СИГНАЛУ

Одним з напрямків розвитку сучасного приладобудування є створення технічних засобів на основі об'єднання досягнень сучасної мікроелектроніки та інформаційних технологій. Особливого розвитку набуло створення інтелектуальних (програмованих) засобів вимірювальної техніки на основі сучасних апаратно-програмних засобів.

Як відомо, будь-який осцилограф використовується для вимірювання характеристик напруги в часі. На його екрані відображається сигнал у вигляді осцилограми – прямої або синусоїдальної лінії, яка зазнає зміни за певний період.

Зазначені засоби мають наступні переваги:

- можливість обробки результатів вимірювань;
- відображення результатів вимірювання з використанням можливостей сучасних графічних редакторів;
- підвищення точності і швидкодії.

Як приклад, розглянемо цифрові осцилографи (ЦО), які представляють собою апаратно-програмні засоби з дуже високими технічними характеристиками.

По можливостях обробки сигналів і швидкодії ЦО наближаються до спеціалізованих сигнальних процесорів, а за можливостями відображення результатів обробки перевершують їх.

Зовнішній вигляд осцилографа компанії Good Will Instrument Co. Ltd. (GW Instek) серії GDS з кольоровим РК індикатором представлений нижче (рис.2.1).

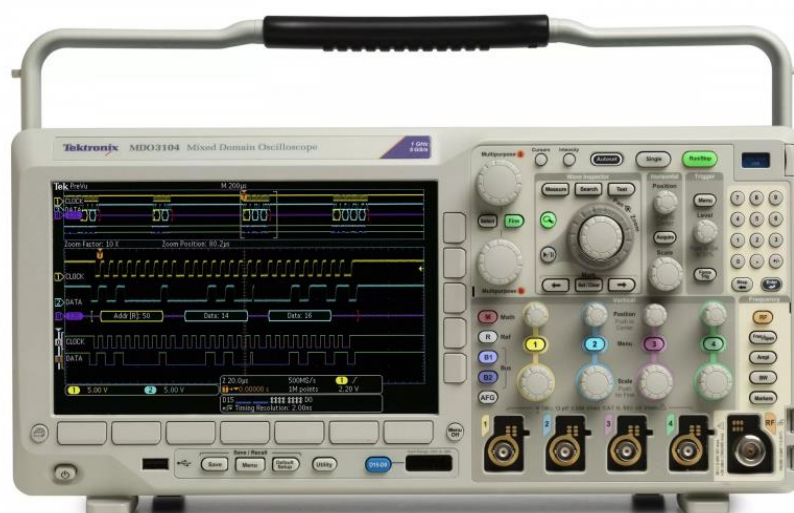


Рисунок 2.1 – Сучасний цифровий осцилограф

Як відомо, будь-який осцилограф використовується для вимірювання характеристик напруги в часі. На його екрані відображається сигнал у вигляді осцилограми – прямої або синусоїдальної лінії, яка зазнає змін за певний період. Цифрові різновиди цього приладу мають таку загальну схему, що складається з наступних функціональних компонентів.

- Масштабний пристрій, в якому вхідний сигнал посилюється або послаблюється в залежності від рівня, необхідного для вимірювання його параметрів.

- Аналого-цифровий перетворювач, що трансформує безперервний електричний сигнал в послідовність дискретних числових характеристик (кодових слів).
- Оперативна пам'ять – короткочасний пристрій, що фіксує певну кількість значень досліджуваного сигналу для виконання поточних операцій.
- Довготривала пам'ять – запам'ятовуючий пристрій, що зберігає дані протягом тривалого часу не тільки для поточних, але і більш віддалених операцій.
- Контролер – блок, що забезпечує керування роботою осцилографа, а також відображення даних на екран у вигляді зображення.
- Дисплей – індикатор на рідких кристалах.

На рис. 2.2 в спрощеному вигляді показана структурна схема цифрового осцилографа (ЦО).

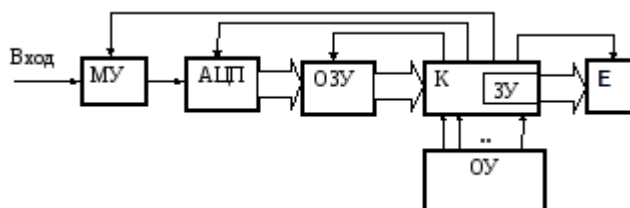


Рисунок 2.2 – Спрощена структурна схема цифрового осцилографа (ЦО)

МУ – масштабуємий пристрій (підсилювач і дільник напруги); АЦП – аналого-цифровий перетворювач; ОЗУ – оперативний запам'ятовуючий пристрій; МК – мікроконтролер; ЗУ – задатчик; Е – екран; ОУ – органи управління (кнопки, ручки)

Пройшовши через МУ, вхідна напруга  $u(t)$  перетворюється АЦП в дискретну послідовність кодових слів  $N_i$ , що відображають миттєві значення цієї напруги. Кожне нове кодове слово записується в ОЗУ. При цьому всі попередні записані відліки зсуваються на одну клітинку (регістр зсуву), а самий перший  $N_1$  зникає, як би "виштовхується". Якщо ОЗУ складається з  $M$  осередків, то в ньому, постійно оновлюючись, міститься  $M$  останніх, "свіжих", кодових слів. Так триває до тих пір, поки не буде виконана якась задана умова, наприклад, коли якесь значення вхідного сигналу перевищить заданий оператором рівень ("запуск за рівнем"). Після цього вміст деякої кількості

осередків ОЗУ переписується в пристрій ЗУ, що входить до складу мікроконтролера МК.

Кожному осередку ЗУ відповідає точка на екрані. Для гарного зображення сигналу на екрані цілком достатньо 2 точки на 1 мм. Середніх розмірів екран має висоту 100 мм і ширину 120 мм. Отже, на екрані повинні розташовуватися  $200 \times 240 = 48\,000$  точок або більше.

Таким чином, для формування гарного зображення АЦП повинен мати не менше 8 двійкових розрядів (256 точок по вертикалі) і ЗУ повинно містити 256 осередків. Але кількість осередків ОЗУ може бути набагато більше. ЦО дозволяє робити чудову річ – запам'ятовувати в ОЗУ дуже багато кодових слів, а потім "витягати" їх порціями, відповідними ширині екрану

Новим важливим параметром осцилографа є обсяг пам'яті. Витягнуті з пам'яті цифрові дані подаються на цифро-аналоговий перетворювач (ЦАП) і можуть бути перетворені знову в аналоговий сигнал, але трансформований в часі. Він відображається на екрані. У разі застосування цифрового РКІ, ЦАП може і не знадобитися. Для створення розгортки зазвичай використовується тактовий генератор і лічильник імпульсів. Останній керує адресами вибірки цифрових даних з пам'яті.

Крім обсягу пам'яті, іншим важливим параметром АЦП є частота роботи або частота вибірки. У разі складних форм досліджуваних сигналів вона повинна бути в десятки, а іноді і в сотні разів вище частоти повторення періодичного сигналу. У разі реєстрації одноразових сигналів з тривалістю  $t_n$  для його уявлення також треба мати певне число  $N$  відліків, так що період рівномірного по часу квантування сигналу буде дорівнює  $dt = t_n / N$  частота квантування  $f_k = 1 / dt = N / t_n$ . Наприклад, якщо сигнал з тривалістю  $t_n = 0,1\text{ мкс}$  представить 100 відліків, то отримаємо  $dt = 1\text{ нс}$  і  $f_k = 1\text{ ГГц}$ . Щоб виключити плутанину між звичайною граничною частотою і частотою вибірок, останню зазвичай вказують в числі вибірок в секунду, наприклад, Мвб/с або Мв/с. Цей приклад наочно ілюструє основну проблему в побудові цифрових осцилографів, що працюють в реальному масштабі часу, – необхідність в швидкодіючих АЦП. Частота квантування сигналів АЦП повинна хоча б на порядок перевищувати максимальну частоту спостережуваного сигналу, з тим, щоб на найкоротший сигнал довелося б хоча б десять звітів. При цьому можливо дослідження як одноразових, так і періодичних сигналів. У разі

періодичних сигналів можлива статистична обробка відліків, наприклад, усередненням тим чи іншим способом і побудова усередненої осцилограми. Промисловість випускає безліч АЦП і найбільш швидкісні з них можуть використовуватися для створення цифрових осцилографів з ефективною полосою тракту до 50–100 МГц. Це означає, що АЦП для таких осцилографів повинні мати частоти дискретизації до 0,5 – 1 ГГц. Однак для отримання більш високих частот потрібні спеціалізовані АЦП. Безперечним лідером у розробці швидкісних АЦП для цифрових осцилографів є корпорація Tektronix – світовий лідер в розробці осцилографічних вимірювальних приладів. Вона має свої унікальні АЦП з частотою квантування до 10–20 ГГц.

Іншим важливим параметром АЦП є їх розрядність – число рівнів квантування сигналу в двійковій формі. Переважна більшість АЦП для стробоскопічних осцилографів має стандартну розрядність, що дорівнює 8. Це означає, що число помітних рівнів сигналу становить  $2^8 = 256$ . Однак при цьому ступінчастість осцилограм зазвичай помітна "на око". Тому деякі АЦП для цифрових осцилографів можуть мати велику розрядність. Цю розрядність не треба плутати з розрядністю вбудованого в осцилограф керуючого мікропроцесора – вона зазвичай дорівнює 16 або навіть 32 бітам.

У кінцевій розрядності квантування (як за рівнем, так і за часом) криється "ахілесова п'ята" цифрової осцилографії. Наприклад, якщо в осцилограмі складного сигналу присутні дрібні деталі, то цифровий осцилограф їх може просто не помітити. Тим часом аналоговий осцилограф за допомогою розтяжки зображення по вертикалі і по горизонталі цілком в змозі розгорнути зображення деталі на весь екран.

Нарешті, третім специфічним параметром цифрових осцилографів є обсяг пам'яті – загальний і на одну осцилограму. Більшість сучасних цифрових осцилографів здатне зберігати в пам'яті кілька осцилограм і виводити їх на екран свого дисплея.

Перші осцилографи з оцифруванням сигналів були побудовані на основі звичайних аналогових осцилографів зі звичайним електронним екраном. Вони володіли всіма параметрами, характерними для аналогових осцилографів, Спочатку цифрові методи використовувалися лише для вимірювання параметрів досліджуваних сигналів з виводом їх значень на екран дисплея або на окремий світлодіодний або рідкокристалічний індикатор. Потім стала



використовуватися трансформація високошвидкісних сигналів в низькошвидкісні.

Такі прилади зазвичай називаються аналого-цифровими осцилографами, оскільки вони містять аналоговий тракт, що задає частотно-часові параметри осцилографа і цифрову частину. Вони випускаються і понині, але цей випуск поступово скорочується через дорожнечу таких приладів, їх великі розміри і маси. У той же час випуск чисто цифрових приладів постійно зростає. Це пов'язано із застосуванням в нових моделях цифрових осцилографів малогабаритних плоских рідкокристалічних дисплеїв.

### **3 ПРИКЛАД ЗАСТОСУВАННЯ ДИСКРЕТНОГО ПЕРЕТВОРЕННЯ ФУР'Є ДЛЯ АДАПТИВНОЇ ФІЛЬТРАЦІЇ СИГНАЛІВ**

Дослідженню параметрів електромагнітних перешкод, розробці методів і пристроїв фільтрації сигналів присвячено безліч розробок. Однак до сих пір проблема фільтрації сигналів від перешкод з мінливими частотними характеристиками повністю не вирішена. Перешкодами називають будь-які дії, які спотворюють передане повідомлення. Наприклад, при передачі електричного сигналу по дротах він може спотворюватися за рахунок наведень від електромагнітних полів потужнострумове обладнання яке знаходиться недалеко від лінії зв'язку. Проблема полягає в тому, що електромагнітна перешкода наводиться в тій же лінії зв'язку, що і передається корисний сигнал (рис. 3.1).

Розглянемо математичні аспекти частотних методів фільтрації сигналів. Як правило, при побудові класичних фільтрів вважають, що частотний спектр корисного сигналу і перешкоди рознесені. Частотний спектр інформаційного сигналу в лініях зв'язку систем автоматичного управління технологічними об'єктами зміщений в низькочастотну область, а перешкоди – в середньочастотну або високочастотну.

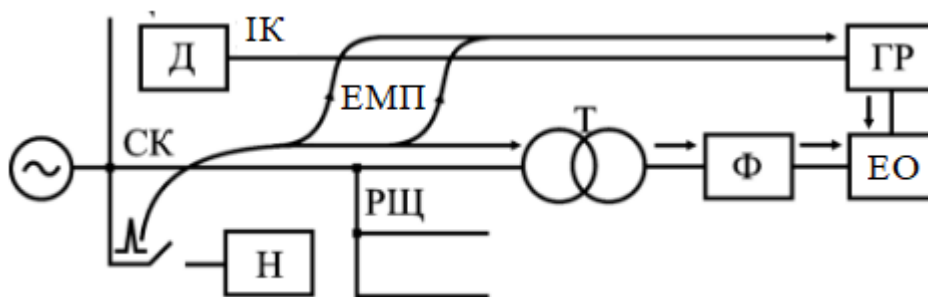


Рисунок 3.1 – Поширення перешкод в системі передачі інформації від точки виникнення (точка включення навантаження Н) до електронного обладнання ЕО,

де СК, ІК – відповідно силовий і інформаційний кабелі, РЩ – розподільний щит, Т – трансформатор, Ф – фільтр, Д – датчик, ГР – пристрій гальванічної розв'язки. На рисунку видно, що перешкода може наводитися і передаватися в електронний пристрій (керуючий контролер) як по силовому, так і по інформаційному кабелям. За інформаційним кабелем – на вхід пристроїв введення інформації, а по силовому – через джерело живлення.

Розглянемо ці положення на моделі передачі сигналу температури електричної нагрівальної печі, одержуваного за допомогою терморезисторного датчика. Перехідний процес в печі по температурі наближено, при подачі напруги живлення, можна описати диференціальним рівнянням першого порядку [2].

$$T \frac{q(t)}{dt} + q(t) = k \cdot U, \quad (3.1)$$

де Т – постійна часу, вихідна напруга датчика q(t), напруга на нагрівальний елемент U.

Рішенням цього рівняння буде вираз

$$q(t) = k \cdot U(1 - e^{-\frac{t}{T}}). \quad (3.2)$$

Графік перехідного процесу зображений на рис 3.2, наприклад, при U=220В, T=30 с.

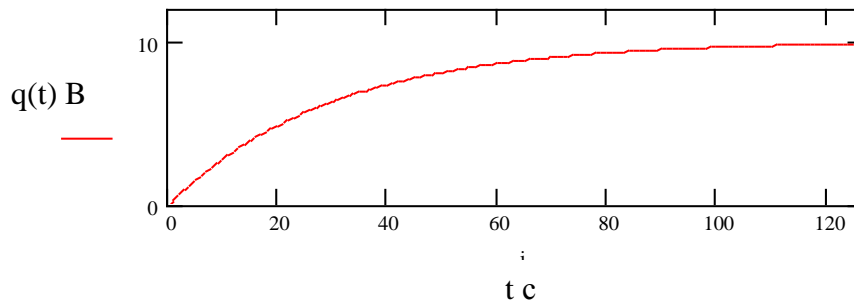


Рисунок 3.2 – Графік сигналу датчика температури при перехідному процесі в нагрівальній печі

Виконаємо дискретизацію вихідного сигналу датчика температури з періодом  $T = 1$  с. і введемо дискретний час  $i = n \cdot T$ , де  $n$ –порядковий номер відліку,  $T$ –період дискретизації,  $i$ – час існування сигналу, що дорівнює 127 с.

Накладемо на представлений інформаційний сигнал перешкоду  $\eta_i$ , яка містить випадкову складову і явно виражену гармонійну (математична модель перешкоди для наведеного дослідження не має суттєвого значення)

$$\eta_i = [A_r \cdot \text{rnd}(x) + A_c \cdot \sin(\omega_c \cdot i)] , \quad (3.3)$$

де  $\text{rnd}(x)$  – повертає рівномірно розподілене випадкове число між 0 і  $x$ .

Приймемо  $A_r = 0.2$ ,  $x = 2$ ,  $\omega_c = 4$  тоді

$$\eta_i = 0.2(\text{rnd}(2)-1)+\sin(4i). \quad (3.4)$$

Тоді сигнал  $s_i$ , який передається по лінії зв'язку, буде мати вигляд

$$s_i = q_i + \eta_i . \quad (3.5)$$

Сигнал, який передається по лінії зв'язку, має вигляд рис. 3.3.

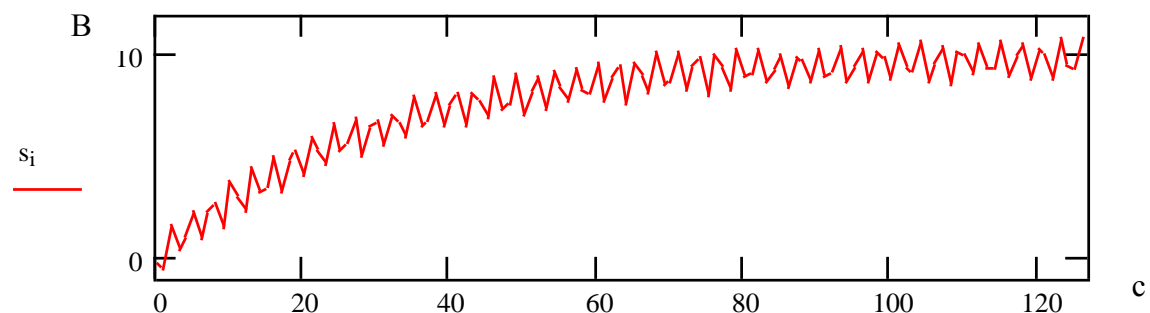


Рисунок 3.3 – Сигнал, який передається по лінії зв'язку

Частотний спектр  $f_j$  цього сигналу представлений на рис. 3.4.

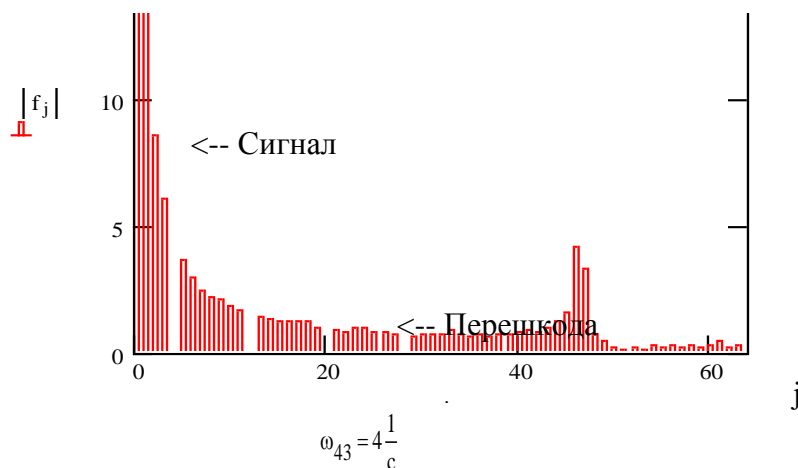


Рисунок 3.4 – Частотний спектр  $f_j$  сигналу

Частоти цих гармонік визначається з виразу

$$\omega_j = \frac{2\pi j}{T}, \quad (3.6)$$

де  $\omega_j$  кутова частота  $j$  гармоніки.

Як видно з графіка, частотний спектр інформаційного сигналу розташований, в основному, в низькочастотному діапазоні, а випадкової складової перешкоди по всьому діапазону. Явно виражена частотна складова спектра перешкоди розташовується на частоті  $\omega_{43} = 4 \frac{1}{c}$ .

Для фільтрації перешкоди частота зрізу амплітудно-частотної характеристики фільтра повинна якомога ближче розташовуватися до частотного діапазону спектра інформаційного сигналу. Тому у визначені частотного спектра перешкоди і корекції параметрів фільтра в залежності від неї і буде полягати адаптація параметрів фільтра.

По частотному спектра Фур'є  $\Phi(|f_j|)$  виконаємо зворотне перетворення  $h_i = \text{ifft}(q)$ , взявши 40 перших гармонік  $g_i$ .

$$i := 0..127 \quad (3.7)$$

$$g_j := f_j \cdot \Phi(|f_j|)$$

$$g_j := \begin{cases} (f_j \cdot \Phi(|f_j|)) & \text{if } j < 40 \\ 0 & \text{if } j \geq 40 \end{cases}$$

На рис.3.5 представлені графіки вихідного сигналу і відфільтрованого.

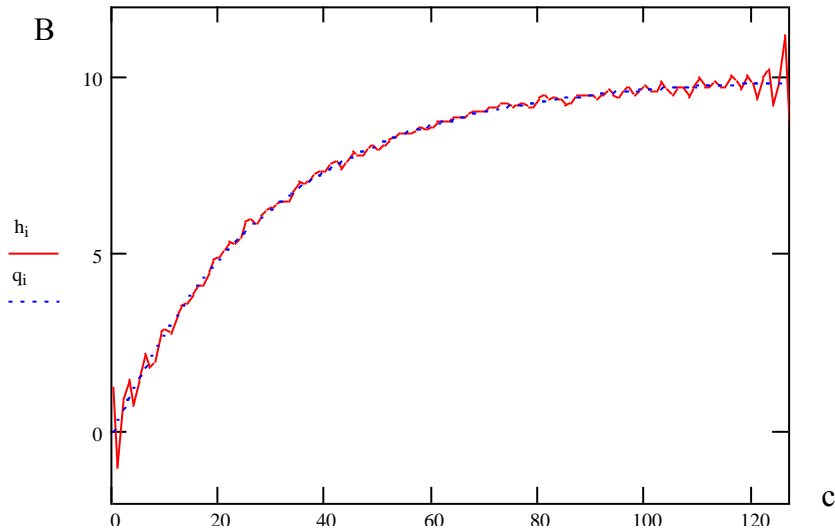


Рисунок 3.5 – Поєднані графіки вихідного сигналу і відфільтрованого

Оцінимо якість фільтрації за допомогою середньо-квадратичного інтегрального критерію.

Формула (3.8) – середньо-квадратична помилка між інформаційним сигналом і зашумленим. Формула (3.9) середньоквадратична помилка між відфільтрованим сигналом і інформаційним. Різниця в сотні разів.

Кінцеві ділянки кривої відфільтрованого сигналу не враховувалися, зважаючи на їх спотворення за рахунок кінцевого числа членів частотного спектра відновлюваного вихідного сигналу:

$$\phi := \left( \frac{1}{127} \right) \cdot \sum_{i=0}^{127} (s_i - q_i)^2 ; \quad (3.8)$$

$$\phi = 0.541 ;$$

$$\beta := \left( \frac{1}{127} \right) \cdot \sum_{i=12}^{120} (h_i - q_i)^2 ; \quad (3.9)$$

$$\beta = 9.584 \times 10^{-3} .$$

Відфільтрований і інформаційні сигнали практично збігаються.

Для розглянутого прикладу виконання фільтру зробимо розрахунок цифрового фільтра у пакеті Mathcad [10].

Визначимо:

- порядок фільтра  $N := 20$ ,  $k := 1..N$ ,

- граничну частоту АЧХ фільтра  $f := 2 \text{ Гц}$ ,
- частоту дискретизації вхідного сигналу  $\omega_d := 10 \cdot \omega_g, \frac{\text{рад}}{\text{с}}$ ,  $\omega_d = 628.319$ ,
- період дискретизації  $T := \frac{2 \cdot \pi}{\omega_d}$ ,  $T = 0.01 \text{ с.}$ ,
- частотний діапазон побудови АЧХ  $\omega := 0.. 1500 \frac{\text{рад}}{\text{с}}$ .

Коефіцієнти частотної характеристики

$$a(k) := \frac{\sin(k \cdot \omega_g \cdot T)}{\pi \cdot k}, \quad a_0 := 2 \cdot \frac{\omega_g}{\omega_c} \quad (3.10)$$

Амплітудно-частотна характеристика без вагових коефіцієнтів вікна Ганна (3.11) представлена на рис.3.6, амплітудно-частотна характеристика з вагомими коефіцієнтами вікон Ганна (3.12) представлена на рис.3.7.

$$H(\omega) = a(0) + 2 \sum_{k=1}^N a(k) \gamma_k \cos(k\omega) \quad (3.11)$$

Вагові коефіцієнти

$$\gamma_k := 0.5 \cdot \left( 1 + \cos\left(\pi \cdot \frac{k}{N}\right) \right) \quad (3.12)$$

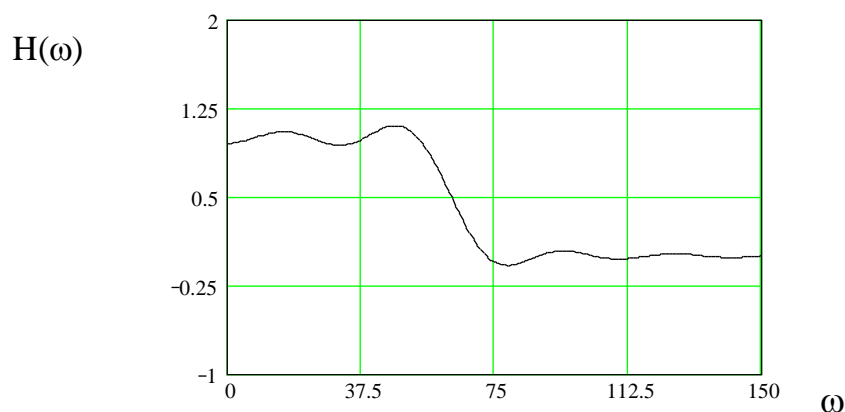


Рисунок 3.6 – Графік АЧХ нерекурсивного фільтра низької частоти без вагових коефіцієнтів вікна Ганна

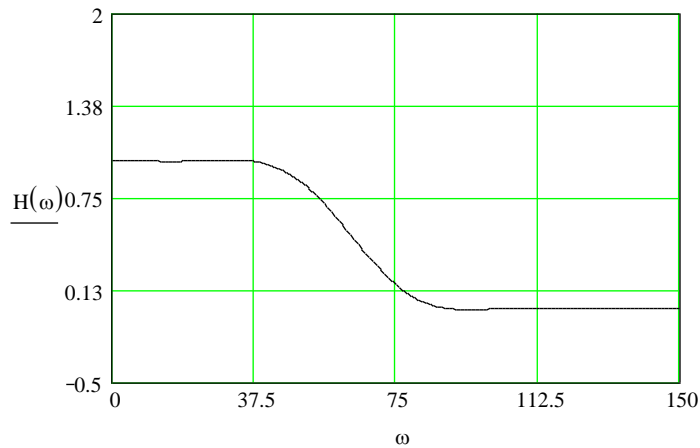


Рисунок 3.7 – Графік АЧХ нерекурсивного фільтра низької частоти з вагомими коефіцієнтами вікон Ганна

Запишемо рівняння цього фільтра і подамо на вхід фільтра гармонійного сигналу в смузі пропускання і загородження .

Вихідний сигнал фільтра при подачі на його вхід гармонічного сигналу в смузі пропускання

$$Y_{(m,k)} := 2 \cdot \sum_{k=0}^N a(k) \cdot \sin \left[ \frac{\omega_g}{2} \cdot (m - k) \cdot T \right] . \quad (3.13)$$

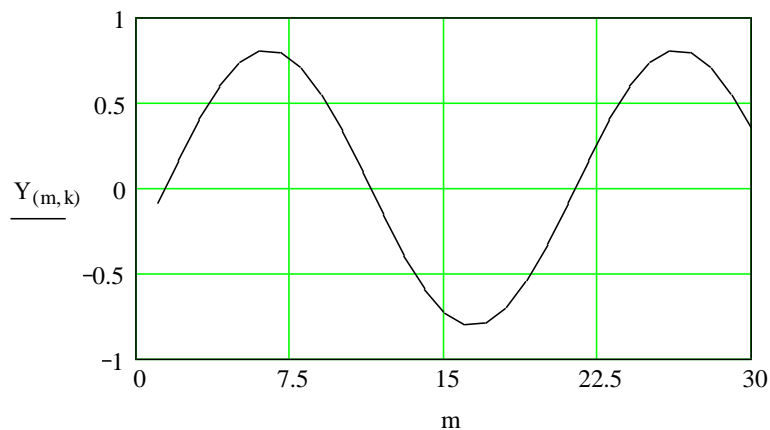


Рисунок 3.8 – Графік вихідного сигналу фільтра при подачі на його вхід гармонічного сигналу в смузі пропускання

Вихідний сигнал фільтра при подачі на його вхід гармонічного сигналу в смузі загородження .

$$Y_{(m,k)} := 2 \cdot \sum_{k=0}^N a(k) \cdot \sin \left[ \frac{\omega g}{0.1} \cdot (m - k) \cdot T \right] .$$

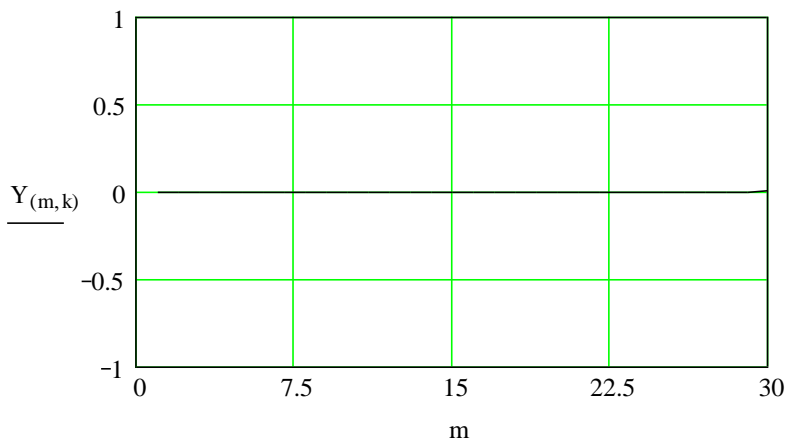


Рисунок 3.9 – Графік вихідного сигналу фільтра при подачі на його вхід гармонічного сигналу в смузі загородження

Як видно з наведених розрахунків можливо при відсутності сигналу у лінії зв'язку подати на вхід адаптивного фільтра опірний сигнал і визначити частотні параметри перешкоди (частотний спектр). Потім цю інформацію використовувати для розрахунків коефіцієнтів рівняння нерекурсивного фільтра.

#### **4 ПОБУДОВА ЧАСТОТНОГО СПЕКТРА ЗА ДОПОМОГОЮ ДИСКРЕТНОГО ПЕРЕТВОРЕННЯ ФУР'Є В ПАКЕТІ EXCEL**

За допомогою пакета EXCEL запишемо в стовпчик A1 128 значень чисел від 0 до 127,  $N=128$ . Для побудови частотного спектра в діапазоні осередків від A1 до A128 беруться числа кратні 64.

Побудуємо модель сигналу у вигляді

$$y[nT] = \sin(\omega_1 \cdot nT) + \sin(\omega_2 \cdot nT) + \sin(\omega_3 \cdot nT) \quad (4.1)$$

де  $n$ –порядковий номер відліку;  $T$ – період дискретизації, який визначається в десять разів меншим ніж період самої високочастотної складової сигналу.



Для значень частот  $\omega_1 = 20 \frac{1}{c}$ ,  $\omega_2 = 40 \frac{1}{c}$ ,  $\omega_3 = 62.8 \frac{1}{c}$  і періоду дискретизації

$T = \frac{2 \cdot \pi}{62.8 \cdot 10} = 0.01c$ . Побудуємо графік сигналу рис. 4.1.

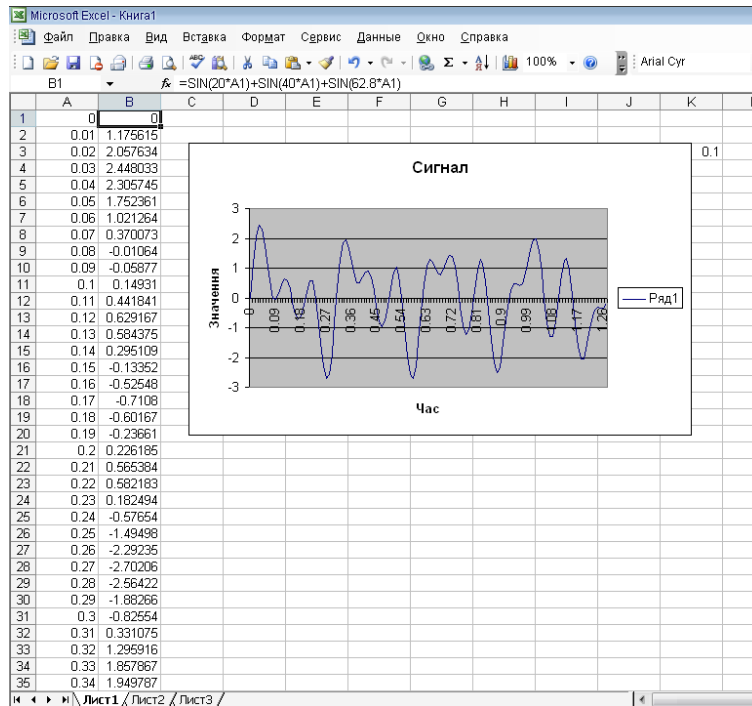


Рисунок 4.1 – Графік сигналу

Для побудови частотного спектра наведеного сигналу скористаємося вбудованими функціями EXCEL. У меню "Сервіс" вибираємо вкладку "Аналіз даних" (якщо її немає, то ставимо її. Заходимо в меню "Сервіс" – "Надстройки" ставимо галочку біля вкладки "Пакет аналізу" і натискаємо "Ок"). В меню "Аналізу даних" вибираємо "Аналіз Фур'є". Меню виглядає так (рис.4.2).

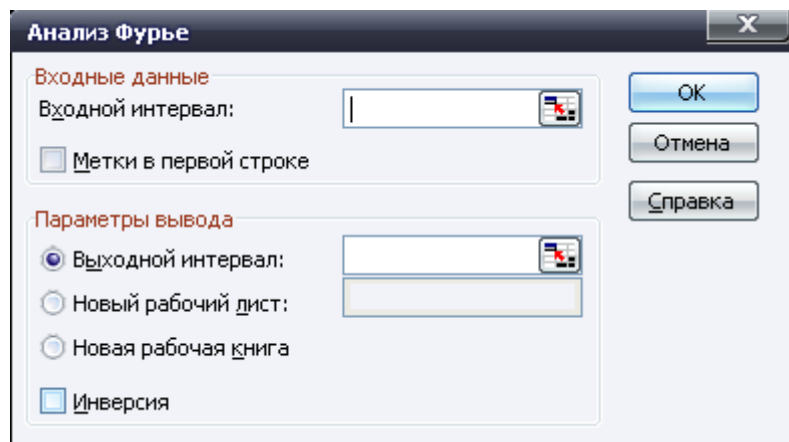


Рисунок 4.2 – Аналіз Фур'є

У вхідному інтервалі вказуємо діапазон осередків з моделлю сигналу. У вихідному вказуємо порожній діапазон осередків від 1 до 128.

Результатом дискретного перетворення Фур'є є функція комплексної змінної. За допомогою функції `MNIM.ABS` отримуємо модуль комплексних чисел. Будуємо частотний спектр (графік частотного спектра рис. 4.3).



Рисунок 4.3 – Частотний спектр сигналу

Для перерахунку номера гармоніки, наприклад  $k = 2$ , в частоту складової сигналу скористаємося формулою  $\omega = \frac{2\pi k}{NT} = \frac{2\pi \cdot 2}{128 \cdot 0.01} \approx 10\text{с}^{-1}$ , а для отримання коефіцієнтів амплітуд гармонік  $С_k$  слід результат дискретного перетворення Фур'є поділити на  $\frac{N}{2}$  (1.19).

## 5 ЧАСТОТНИЙ АНАЛІЗ СИГНАЛІВ У ПАКЕТІ MATLAB

### 5.1 Перетворення Фур'є

Приклад 1. Провести за допомогою перетворення Фур'є і безперервного вейвлет-перетворення аналіз сигналу, параметри і аналітичний вираз якого, наведені нижче:

$$s(t) = \sin(2\pi \cdot 10 \cdot t) + \sin(2\pi \cdot 120 \cdot t). \quad (5.1)$$

Використовуючи засоби написання програмного коду системи Matlab, виконаємо побудову і дослідження частотного спектра Фур'є для заданого сигналу. Частота дискретизації 1000 Гц.

```

Using Toolbox Path Cache. Type "help toolbox_path_cache

To get started, select "MATLAB Help" from the Help menu.

>> fs=1000

fs =

    1000

```

Задамо інтервал часу від 0 до 0.6с.

```
>> t=0:1/fs:0.6;
```

Сигнал є сумою двох синусоїд

```
>> x = sin(2 * pi * 10 * t) + sin(2 * pi * 120 * t);
```

На рис. 5.1 показаний цей сигнал. Для виведення зображення необхідно ввести наступний набір команд [13].

```

>> figure(1), plot(t, x)
>> title('Исходный сигнал'); grid;
>> xlabel('Время, t'); ylabel('Значения сигнала')

```

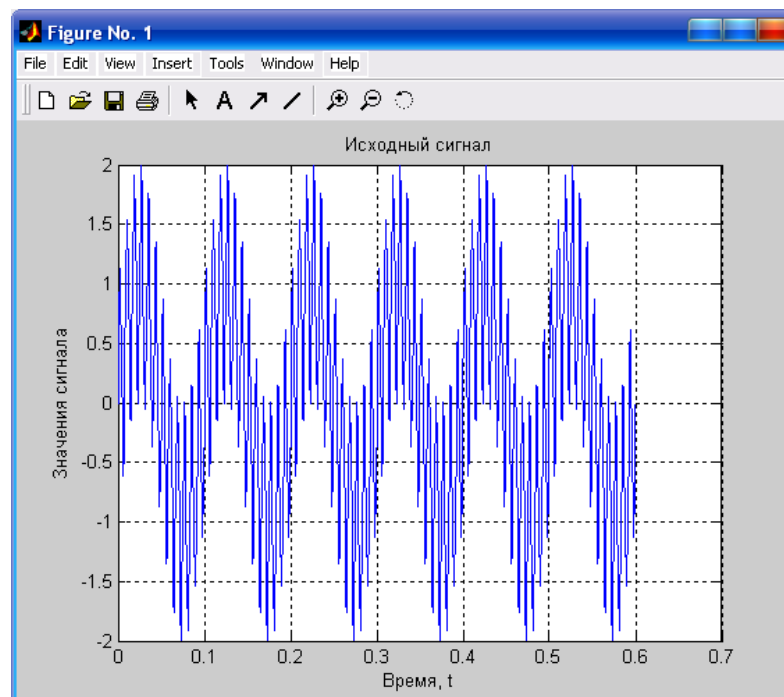


Рисунок 5.1 – Вихідний сигнал

Виконаємо перетворення Фур'є. Дискретне пряме перетворення сигналу в пакеті Matlab здійснюється за допомогою функції `fft`.

Функція  $Y = \text{fft}(X)$  обчислює для масиву даних  $X$  дискретне перетворення Фур'є, використовуючи алгоритм швидкого Фур'є-перетворення. Якщо масив  $X$  двовимірний, обчислюється дискретне перетворення кожного стовпчику.

Функція  $Y = \text{fft}(X, n)$  обчислює  $n$ -точкове дискретне перетворення Фур'є.

```
>> Y = fft(x, 512);
```

Для отриманого масиву комплексних чисел  $Y$  функція `conj(Y)` повертає масив комплексно-сполучених значень для елементів  $Y$ .

```
>> Pyy = Y.*conj(Y)/512;
```

Побудуємо графік частотного спектра дискретного перетворення Фур'є (рис. 5.2).

```
>> f = fs * (0:255)/512;  
>> figure(2), plot(f, Pyy(1:256))  
>> title('Спектр'); grid;  
>> xlabel('f, Гц')
```

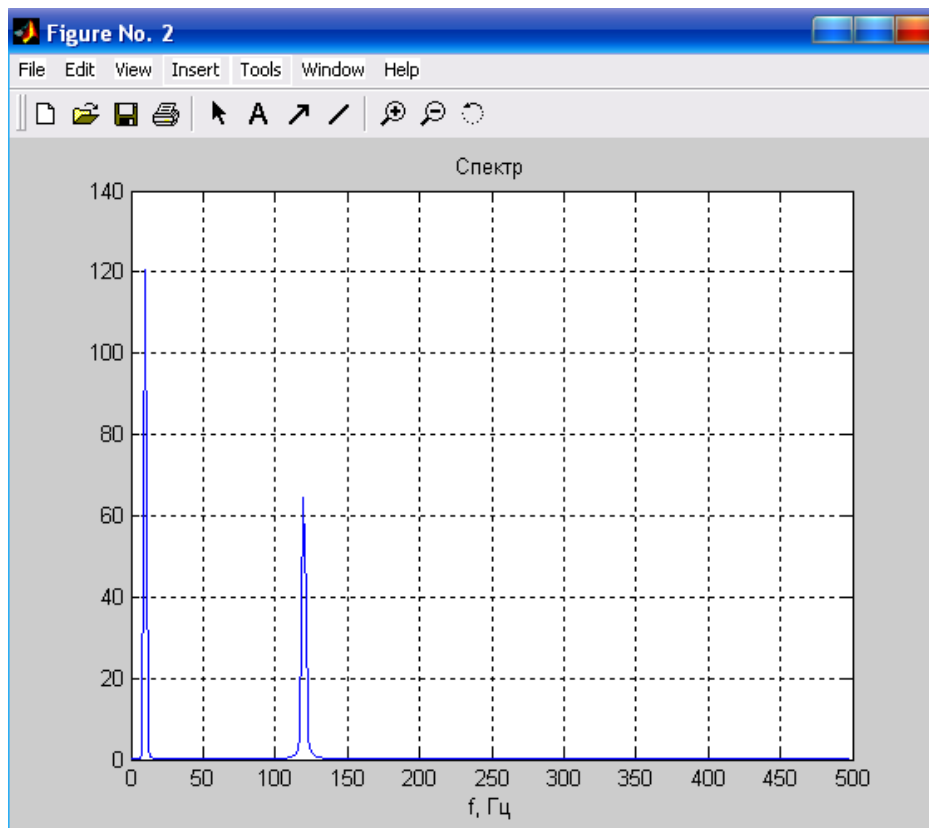
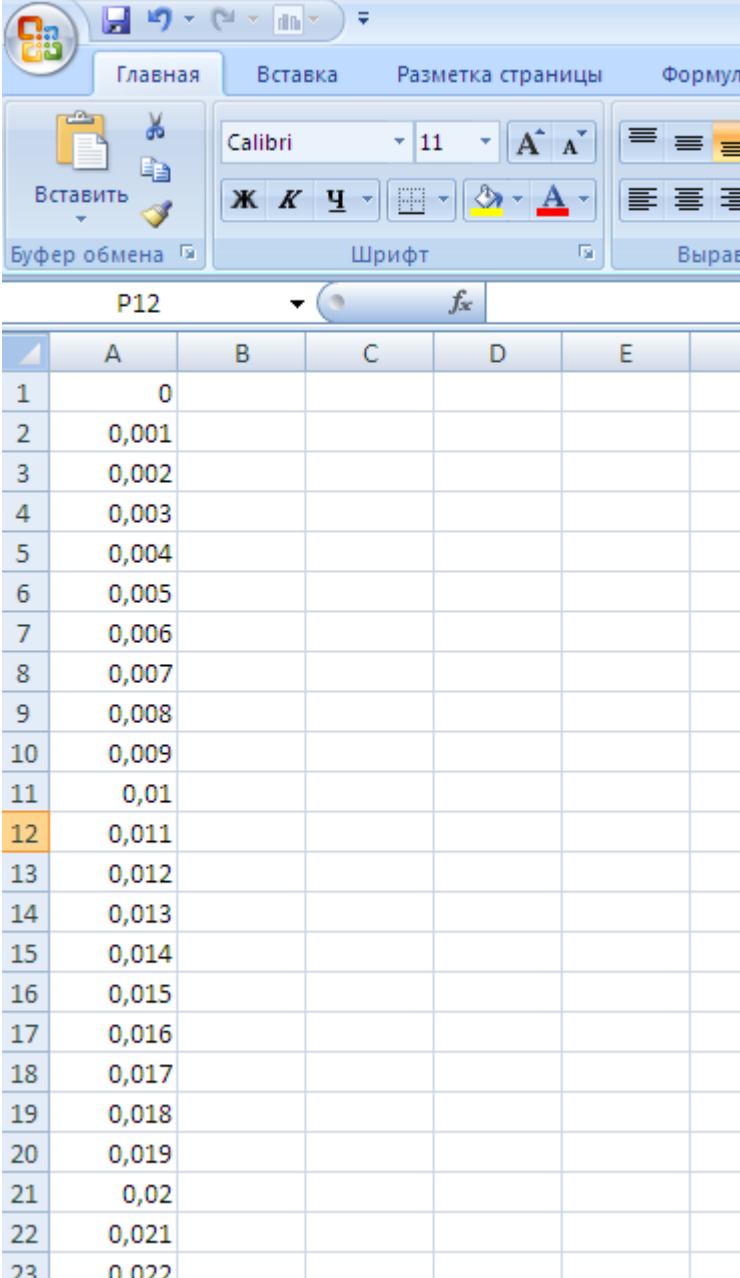


Рисунок 5.2 – Графік частотного спектра дискретного перетворювання Фур'є

Побудувавши графік частотного спектра (рис. 5.2), можна виділити дві частоти, на яких амплітуда спектра максимальна. Це частоти 120 і 10 Гц.

Для того, щоб сформувати нестационарний сигнал, скористаємося пакетом Excel.

В осередку A1: A601 введемо дискретні значення часу (рис.5.3).



The screenshot shows the Microsoft Excel interface. The ribbon is set to 'Главная' (Home). The font settings are 'Calibri', size 11. The spreadsheet shows a column of discrete time values from 0 to 0,022 in increments of 0,001, located in cells A1 through A23. Cell A12 is highlighted in orange.

	A	B	C	D	E
1	0				
2	0,001				
3	0,002				
4	0,003				
5	0,004				
6	0,005				
7	0,006				
8	0,007				
9	0,008				
10	0,009				
11	0,01				
12	0,011				
13	0,012				
14	0,013				
15	0,014				
16	0,015				
17	0,016				
18	0,017				
19	0,018				
20	0,019				
21	0,02				
22	0,021				
23	0,022				

Рисунок 5.3 – Дискретні значення часу

У осередок B1 задамо функцію  $= \text{SIN} (2 * \text{ПИ}() * 10 * \text{A1})$ . Протягнемо цю функцію в осередку B2: B301.

	A	B	C
1	0	0	
2	0,001	0,062791	
3	0,002	0,125333	
4	0,003	0,187381	
5	0,004	0,24869	
6	0,005	0,309017	
7	0,006	0,368125	
8	0,007	0,425779	
9	0,008	0,481754	
10	0,009	0,535827	
11	0,01	0,587785	
12	0,011	0,637424	
13	0,012	0,684547	
14	0,013	0,728969	
15	0,014	0,770513	
16	0,015	0,809017	
17	0,016	0,844328	
18	0,017	0,876307	
19	0,018	0,904827	
20	0,019	0,929776	
21	0,02	0,951057	
22	0,021	0,968583	

Рисунок 5.4 – Фрагмент документа Excel

У осередок B302 задамо функцію = SIN (2\*П()\*120\*A302). Протягнемо її в осередку B303: B601.

Виділимо діапазон осередків B1: B601 і правою кнопкою миші викличемо меню, в якому виберемо "Формат ячеек".Виберемо формат осередків "Числовий". Число десятинних знаків 3 (рис. 5.5).

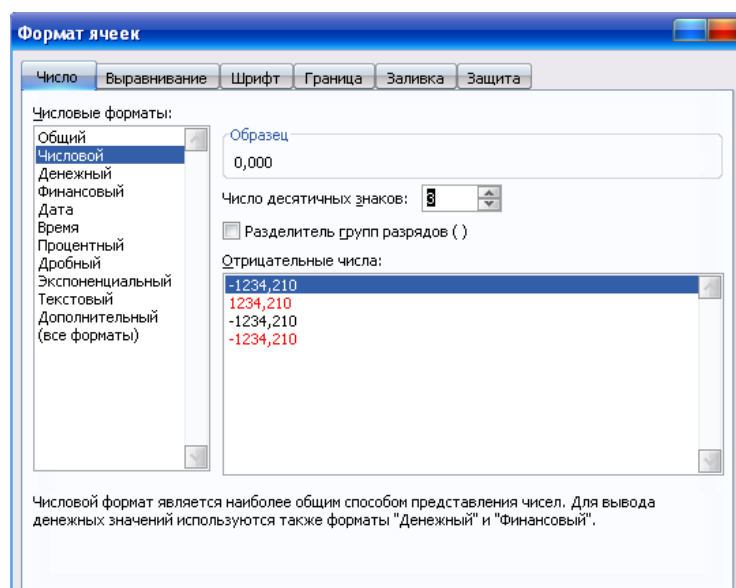


Рисунок 5.5 – "Формат ячеек"

Копіюємо дані осередків B1: B601 в текстовий документ з розширенням sig.txt (рис. 5.6). Зверніть увагу, щоб документ не містив ком. Десяткові знаки числа повинні відділятися точкою. Збережіть даний документ в робочій директорії Matlab (папка work).

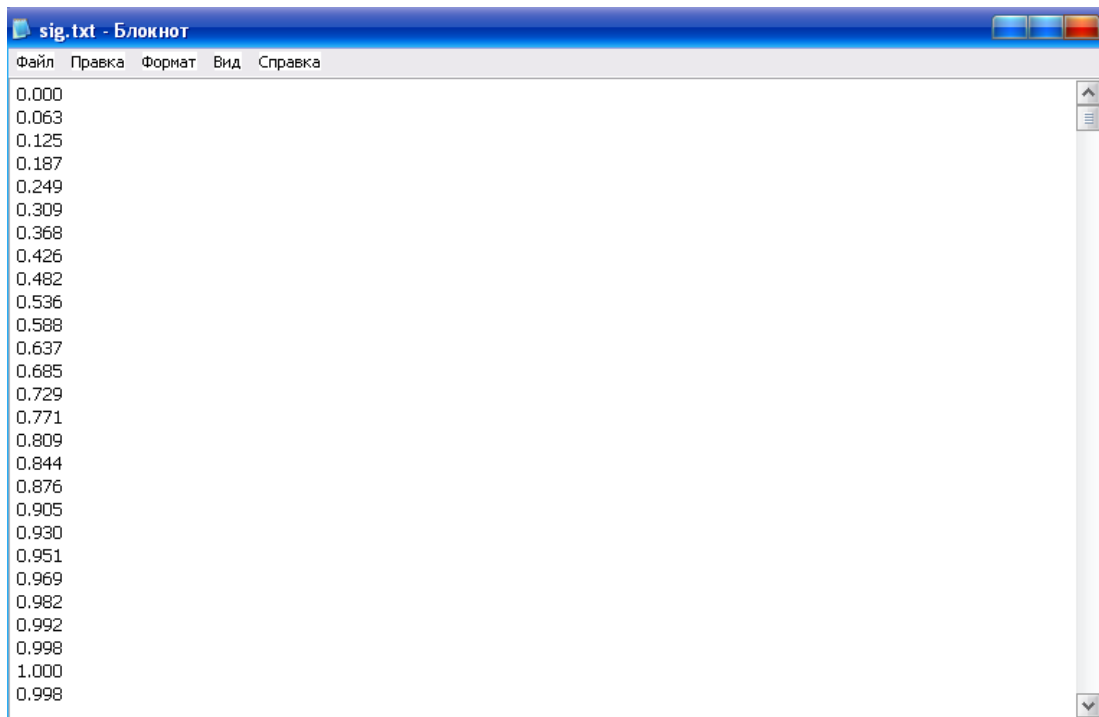


Рисунок 5.6 – Фрагмент текстового документа

Задамо інтервал часу від 0 до 0.6 с.

```
t1=0:l/fs:0.6;
```

Частота дискретизації така ж, як і для попереднього сигналу.

Завантажимо сигнал з текстового документа. Для цього наберемо:

```
>> r=load('sig.txt');
```

Побудуємо графік і підпишемо осі (рис.5.7).

```
>> plot(t,r)
```

```
>> title('Нестационарный сигнал'); grid;
```

```
>> xlabel('Время, t'); ylabel('Значения сигнала')
```

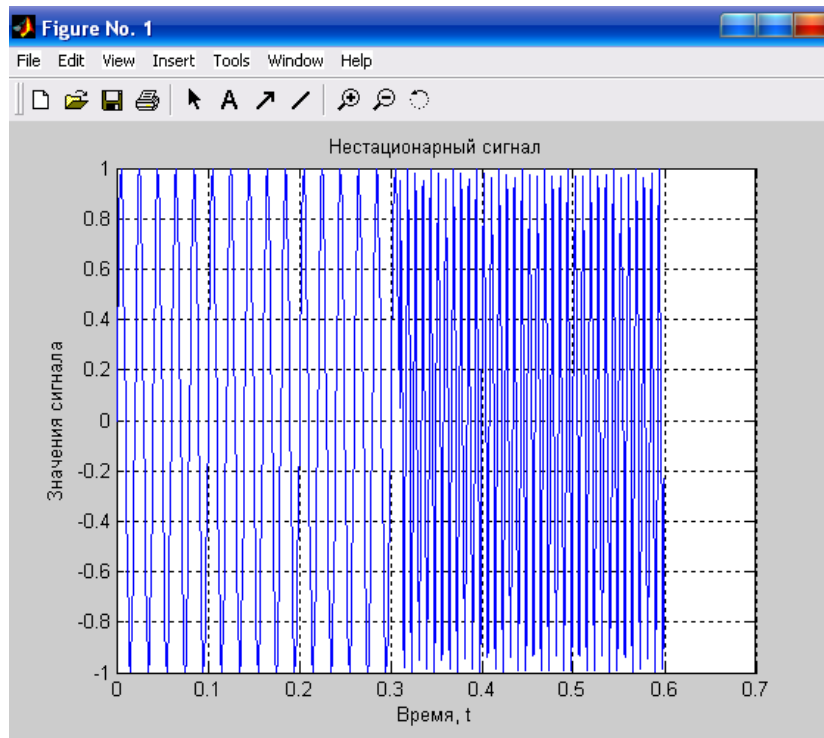


Рисунок 5.7 – Нестационарный сигнал

Для цього сигналу виконаємо перетворення Фур'є.

```
>> Y1 = fft(r, 512);
>> Pyy1 = Y1.*conj(Y1)/512;
>> f = fs * (0:255)/512;
>> figure(2), plot(f, Pyy1(1:256))
>> grid
```

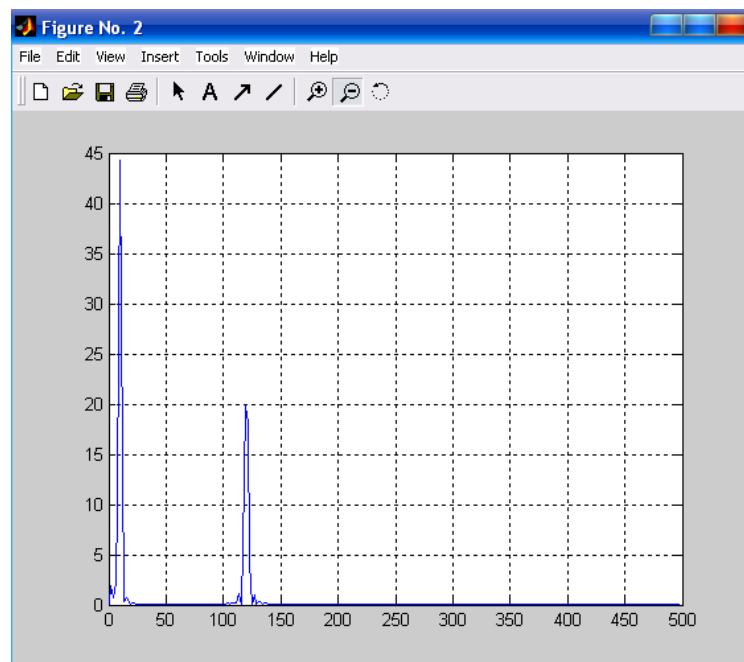


Рисунок 5.8 – Графік частотного спектра нестационарного сигналу



Побудувавши графік частотного спектра (рис. 5.8), можна виділити дві частоти, на яких амплітуда спектра максимальна. Це частоти 120 і 10 Гц.

Таким чином, графіки частотного спектра для стаціонарного і нестаціонарного сигналу не відрізняються. Перетворення Фур'є за своєю суттю не може відрізнити стаціонарний сигнал від нестаціонарного.

## 5.2 Виконання вейвлет-перетворення в пакеті Matlab

Виконаємо безперервне вейвлет-перетворення стаціонарного сигналу. Алгоритм обчислення безперервного вейвлет-перетворення сигналу реалізовується в пакеті Matlab з використанням функції для обчислення безперервного вейвлет-перетворення `cwt`, лістинг якої наведено нижче.

CWT
-----

Безперервне вейвлет-перетворення

*Синтаксис:*

$c = \text{cwt}(s, \text{scales}, 'wname')$

$c = \text{cwt}(s, \text{scales}, 'wname', 'plot')$

$c = \text{cwt}(s, \text{scales}, 'wname', \text{mode})$

Функція виконує континуальні перетворення сигналу  $s$  і повертає масив з спектральними коефіцієнтами перетворення.

Вхідними параметрами функції є наступні:

- 'wavelet' – ідентифікатор імені материнської вейвлет-функції (ядра перетворення);

- scales – вектор значень масштабованої змінної а базисного вейвлету.

Крім того, функція `cwt` має низку додаткових вхідних параметрів, що розширюють можливості візуалізації результатів аналізу сигналу. Справа в тому, що функція, записана в першій формі, повертає лише спектральні коефіцієнти досліджуваного сигналу, тому з метою їх візуалізації представляється необхідним використання засобів тривимірної графіки, наявних в системі.

На противагу необхідності залучення графічних засобів, функція, що записується в другій формі, автоматично відображає вейвлет-спектр сигналу в

окремому графічному вікні. Включенню режиму відображення тут відповідає наявність опції 'plot'.

Функція, записана в третій формі, має більш широкі можливості візуалізації, оскільки містить розширення опцію mode, яка дозволяє вказати вид "підфарбовування" спектра. Зокрема, значення 'lv' дозволяє поліпшити контрастність зображення спектральних коефіцієнтів сигналу, значення 'glb' – затінити спектральний шум коефіцієнтів, згладжуючи, таким чином, кольоровість загальної спектральної картини, значення 'abslv' або 'lvabs', а також 'Absglb' або 'glbabs' –відконтрастувати і згладити колірну гамму спектра відповідно. При цьому використання розширення 'absglb' є еквівалентним включенню в функцію cwt опції 'plot'.

Спектральну картину вейвлет-перетворення можна уявити також аксонометричну, вказавши в опції mode префікс '3D', наприклад, '3Dplot', '3Dlv' і т.д. У таблиці 5.1 перераховані основні вейвлети Matlab.

Таблиця 5.1 – Основні вейвлети Matlab

№	Ідентифікатор	Функції
1	'haar'	функції Хаара
2	'db'	функції Добеші
3	'sym'	сімлети
4	'coif'	койфлети
5	'bior'	біортогональні функції
6	'rbio'	оборотні біортогональні функції
7	'meyr'	функції Мейера
8	'dmey'	дискретні функції Мейера
9	'gaus'	гаусові похідні
10	'mexh'	"мексиканська шляпа" (сомбреро)
11	'morl'	вейвлет Морле
12	'cgau'	комплексні гаусові похідні
13	'shan'	вейвлети Шенона-Котельникова
14	'fbsp'	В-сплайнові вейвлети

Задаємо материнський вейвлет (у якості материнського вейвлету обрано вейвлет "мексиканський капелюх").

```
>> w='mexh'  
  
w =  
  
mexh
```

Функція для обчислення і побудови спектра безперервного вейвлет-перетворення (колірна гамма поверхні "jet").

```
>> Sc=cwt(x,0.1:60,w,'3Dplot');  
>> colormap(jet);  
>>
```

COLORMAP	Палітра кольорів
----------	------------------

*Синтаксис:*

```
colormap(C)  
colormap('default')  
C = colormap  
caxis(caxis)
```

Палітра кольорів C – це матриця розміру  $m \times 3$  дійсних чисел з діапазону  $[0,0 \ 1.0]$ . Рядок k палітри сформований з трьох чисел, які вказують інтенсивність червоного, зеленого і синього кольорів, тобто  $C(k, :) = [r(k) \ g(k) \ b(k)]$ .

Команда colormap (C) встановлює палітру згідно з матрицею C. Якщо значення елемента матриці виходить за межі інтервалу  $[0 \ 1]$ , видається повідомлення про помилку – Colormap must have values in  $[0,1]$ .

Значення елементів палітри повинні бути в інтервалі  $[0,1]$ .

Команди colormap ('default') або colormap (hsv) встановлюють штатну палітру, яка відповідає моделі hue–saturation–value (відтінок–насиченість–значення). Послідовність кольорів цієї палітри відповідає кольорам веселки (таб. 5.2).

Таблиця 5.2 – Кольори палітри

red	Червоний
yellow	Жовтий
green	Зелений
cyan	Блакитний
blue	Синій
magenta	Фіолетовий

В рамках системи MATLAB реалізовані наступні палітри (табл. 5.3).

Таблиця 5.3 – Кольори палітри системи MATLAB

bone	Grey-scale with tinge of blue color map	Сіра палітра з відтінком синього
cool	Shades of cyan and magenta color map	Палітра з відтінками блакитного та фіолетового
copper	Linear copper-tone color map	Лінійна палітра у відтінках міді
flag	Alternating red, white, blue, and black color map	Палітра з чергуванням червоного, синього і чорного
gray	Linear grey-scale color map	Лінійна палітра у відтінках сірого
hot	Black-red-yellow-white color map	Палітра з чергуванням чорного, червоного, жовтого і білого
hsv	Hue-saturation-value color map	Палітра веселки
jet	Variant of hsv	Різновид hsv-палітри
pink	Pastel shades of pink color map	Рожева палітра з відтінками пастелі
prism	Prism (red-orange-yellow-green-blue-violet) color map	Палітра з чергуванням червоного, оранжевого, жовтого, зеленого, синього і фіолетового
white	All white color map	Біла палітра

На рисунку 5.10 зображена вейвлет-спектрограма стаціонарного сигналу.

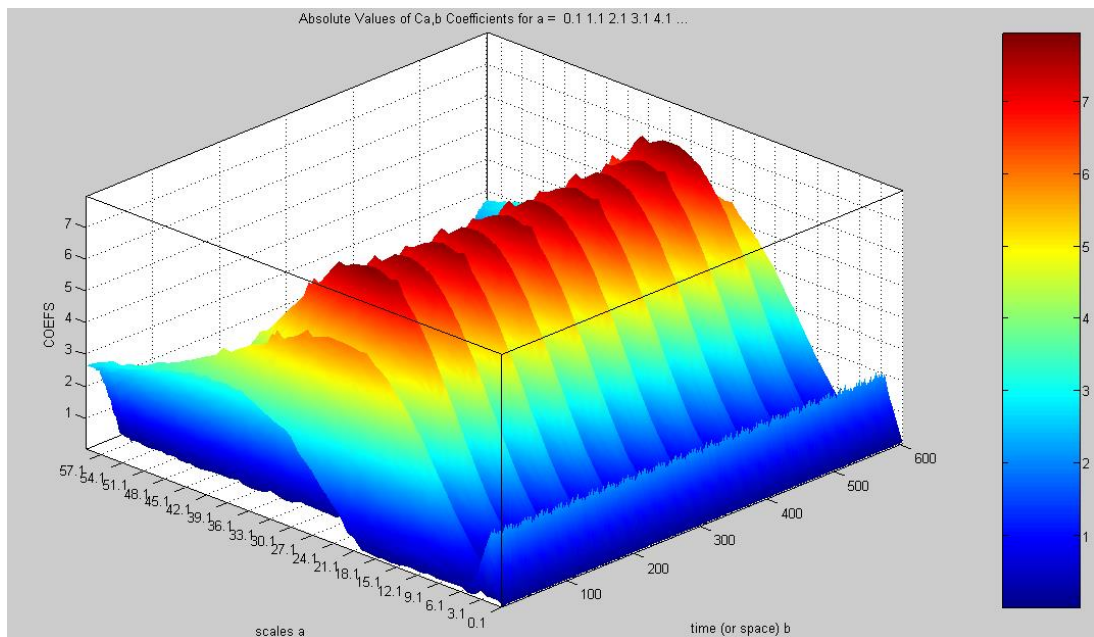


Рисунок 5.10 – Вейвлет-спектрограма стаціонарного сигналу

Як видно з рисунка, на відміну від звичайного перетворення Фур'є, отримано значення частот щодо осі часу, тобто отримуємо частотно-часову характеристику сигналу.

Виконаємо аналогічні дії для отримання вейвлет-спектрограми нестационарного сигналу рис. 5.11.

```
>> t1=0:1/fs:0.6;
>> r=load('sig.txt');
>> w='mexh'

w =

mexh

>> Sc=cwt(r,0.1:60,w,'3Dplot');
>> colormap(jet);
```

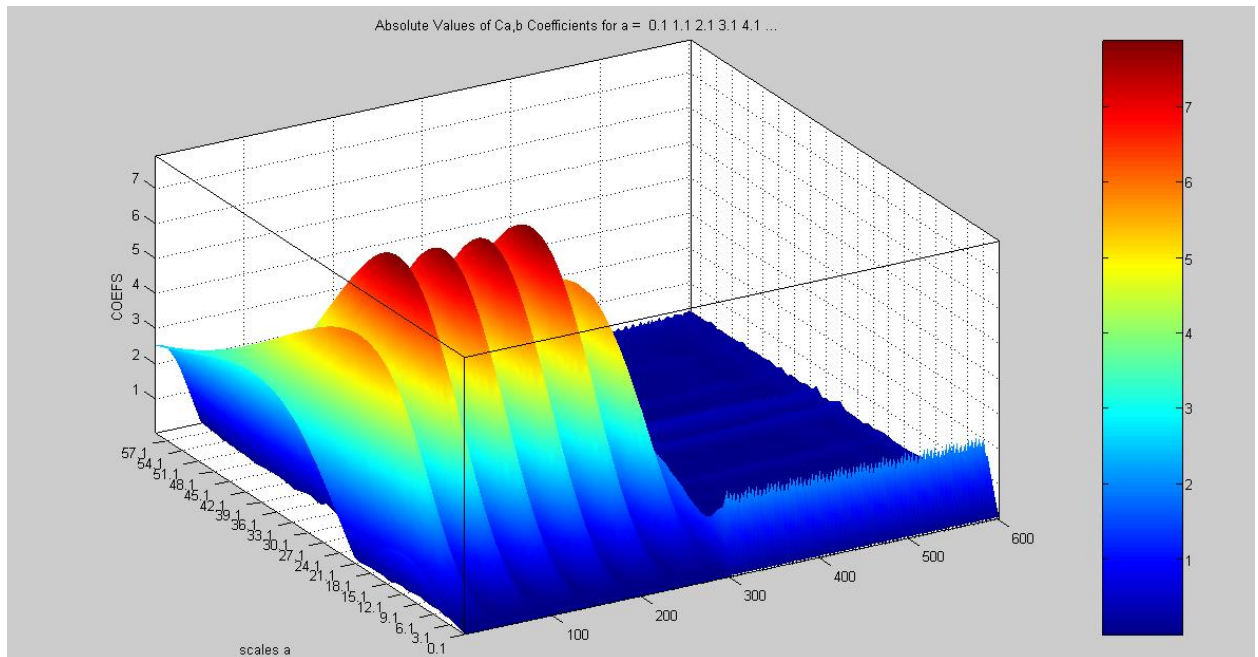


Рисунок 5.11 – Вейвлет-спектрограма нестационарного сигналу

Аналіз рисунків 5.10 і 5.11 показує, що безперервне вейвлет-перетворення є інструментом, який дозволяє досліджувати особливості сигналу, є засобом для аналізу нестационарних процесів.

Варто зазначити, що межі зміни масштабного коефіцієнта  $a$  залежать від того, які частоти ми хочемо відобразити в результаті розкладання. Наприклад, центральна частота вейвлету "мексиканський капелюх" дорівнює 0.25 Гц. Оскільки в нашому випадку  $\Delta t = 1/1000$  ( $f_s = 1000$  Гц за умовою завдання), то центральна частота вейвлету "мексиканський капелюх", використовуваного для першого рівня розкладання (коли масштабний коефіцієнт  $a = 1$ ), дорівнює  $F_r = 0.25 * 1000 = 250$  Гц. Якщо  $a = 0.1$ , то маємо частоту  $F_r = 250 / 0.1 = 2500$  Гц. Для значення  $a = 30$  маємо частоту  $F_r = 250/30 = 8.33$  Гц. Значення  $a = 60$  забезпечує частоту перегляду 4.17 Гц. Таким чином, якщо  $a$  в межах від 0.1 до 60, то вейвлет-коефіцієнти будуть відображати властивості сигналу в межах частот від 2500 Гц до 4.17 Гц. Для того, щоб відобразити більш високі частоти, потрібно вибрати значення масштабного коефіцієнта  $a$  менше одиниці, або вибрати для аналізу вейвлет з більшою центральною частотою. Щоб дізнатися центральну частоту вейвлету в пакеті Matlab, можна використовувати функцію `centfrq`. Наведемо синтаксис даної команди.

*Синтаксис:*

$f = \text{centfrq} ('wname')$

$f = \text{centfrq} ('wname', N)$

$[f, x, app] = \text{centfrq} ('wname', N, 'plot')$ ,

Функція `centfrq` повертає частоту  $f$  (Гц) центрального (головного) сплеску вейвлету, зареєстрованого в Wavelet Toolbox (детальну інформацію про вейвлет можна отримати, наприклад, за допомогою функцій `waveinfo`, `wavemngr`, `wavefun`), що дорівнює частоті апроксимуючої його гармоніки.

При цьому вхідними параметрами даної функції є:

- 'wname' – ідентифікатор імені вейвлету, центральна частота якого оцінюється;
- N – показник ступеня 2, причому  $2N$  є число точок області визначення вейвлету;
- 'plot' – зарезервована опція, що включає режим відображення вейвлету і гармоніки, апроксимуючої його головний сплеск.

Проілюструвати правила використання функції `centfrq` можна за допомогою наступних прикладів.

Приклад 1.

```
% Ідентифікатор імені вейвлету Морлі
```

```
wname = 'morl';
```

```
% Визначення частоти центрального сплеску
```

```
f = centfrq (wname)
```

```
f =
```

```
0.8125
```

Приклад 2.

```
% Ідентифікатор імені біортогональних вейвлету
```

```
wname = 'bior2.2';
```

```
% Число значень сітки
```

```
N = 7;
```

```
% Визначення частоти центрального сплеску
```

```
[F, x, app] = centfrq (wname, N, 'plot');
```

Біортогональний вейвлет Добеші, гармоніка, апроксимуюча його головний сплеск, а також значення середньої частоти вейвлету показані на рисунку 5.12 .

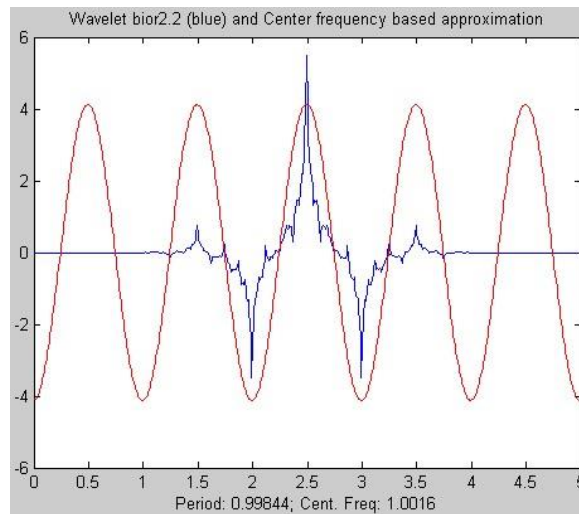


Рисунок 5.12 – Біортогональний вейвлет Добеші та гармоніка, апроксимуюча його головний сплеск

'wname' – ідентифікатор імені вейвлету, центральна частота якого оцінюється.

Крім того, в пакеті Matlab є функція scal2frq [13], яка повертає псевдочастоту Фур'є  $f$ , відповідно масштабовуємої змінної  $a$  вейвлету 'wname', заданого з кроком дискретизації  $\delta$ .

**SCAL2FRQ** Перерахунок масштабовуємої змінної в частоту

Синтаксис:

$f = \text{scal2frq}(a, \text{'wname'}, \delta)$

Функція повертає псевдочастоту Фур'є  $f$ , відповідну масштабовуємої змінній  $a$  вейвлету 'wname', заданого з кроком дискретизації  $\delta$ .

Метою подібного перерахунку є необхідність встановлення однозначного взаємозв'язку між масштабовуємою змінною вейвлету і частотою Фур'є, що часто виникає в задачах обробки сигналів, параметричної ідентифікації та ін.

Оскільки операція дилатації, здійснювана над вейвлетом за допомогою масштабовуємої змінної, призводить до його розтягування або стиснення в  $a$



разів, очевидно, після даної операції частота його центрального сплеску також змінюється в рівне число разів. Тому в основі алгоритму перерахунку масштабованої змінної, реалізованого в функції `scal2frq`, лежить процедура визначення центральної частоти вейвлету, значення якої дорівнює частоті гармоніки, найкращим чином апроксимуючої його центральний сплеск (докладніше див. Опис функції `centfrq`), а також вираз для визначення частоти вейвлету, що записується, наприклад, у вигляді

$$f_a = \frac{1}{a \Delta t} f_c,$$

де  $f_a$  – псевдочастота вейвлету (Гц),  $a$  – перераховуються значення його масштабованої змінної,  $\Delta t$  – крок дискретизації,  $f_c$  – частота центрального сплеску вейвлету (Гц).

З появою в пакеті `Wavelet Toolbox` функції `scal2frq` рішення задачі ідентифікації частот складових сигналів, можна сказати, стало тривіальним. Дійсно, як показують наступні приклади, визначення частот гармонійних складових зводиться до визначення значення масштабованої змінної вейвлету, відповідного локального максимуму енергії вейвлет-спектра сигналу, а також простому перерахунку цього значення в частоту.

Приклад 1.

```
% Перерахунок одиничного масштабу вейвлету Морле в частоту
% Одиничний масштаб і центральна частота вейвлету пропорційні
f = scal2frq (1, 'morl', 1)
f =
0.8125
```

Приклад 2.

```
% Тестовий сигнал, частота якого відома і дорівнює 16 Гц
t = 1: 256;
delta = 1/100;
s = sin (2 * pi * t * 16 * delta);
% Коефіцієнти перетворення, розраховані для масштабів scales
scales = [.01: 0.05: 20];
c = cwt (s, scales, wname);
% Пошук локального максимуму
[Maxi, ind] = max (max (transpose (c)));
```

```

% Перерахунок масштабу, відповідного максимуму
% Енергії спектра, в частоту
% У разі появи великих погрішностей визначення частоти
% Необхідно зменшити крок збільшення масштабується змінної!
freq = scal2frq (scales (ind), wname, delta)
freq =
16.0573

```

Таким чином, визначення частот гармонійних складових зводиться до визначення значення масштабованої змінної вейвлету, відповідного локального максимуму енергії вейвлет-спектра сигналу, а також простому перерахунку цього значення в частоту.

Знайдемо частоти сигналу для нестационарного сигналу, вейвлет-спектр якого представлений на рис. 5.13.

Для цього виконаємо побудову вейвлет-спектра для масштабів  $a$  від 0.1 до 6 з кроком 0.1.

```

>> scales = [0.1:0.2:6];
>> Sc=cwt(r,scales,w,'3Dplot');
>> colormap(jet)

```

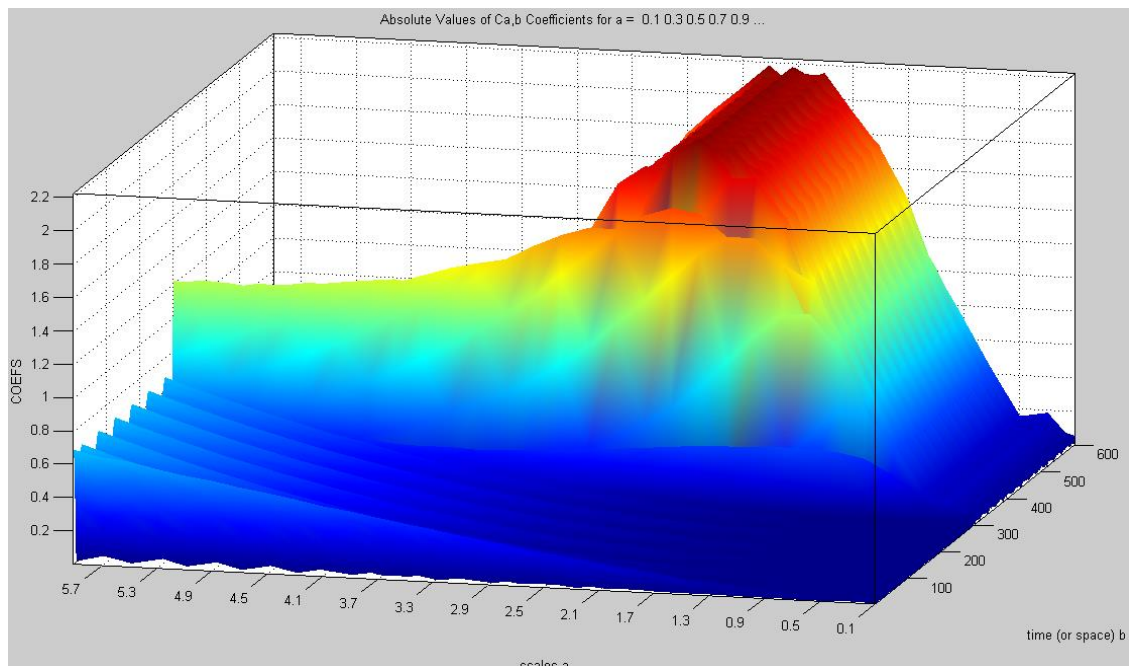


Рисунок 5.13 – Вейвлет-спектр сигналу для масштабів  $a$  від 0.1 до 6

Виконаємо пошук локального максимуму. Для цього використовуємо функцію **max i transpose**.

*Примітка.*

*Функція  $Y = \max(X)$  в разі одновимірного масиву повертає найбільший елемент; в разі двовимірного масиву – це вектор-рядок, що містить максимальні елементи кожного стовпця. Таким чином,  $\max(\max(X))$  – це найбільший елемент масиву.*

*Функція  $[Y, I] = \max(X)$  крім самих максимальних елементів повертає вектор-рядок індексів цих елементів в даному стовпці.*

*Функція **transpose** виконує транспонування масиву.*

```
>> [maxi, ind] = max (max (transpose(Sc) ) )
```

```
maxi =
```

```
2.1965
```

```
ind =
```

```
11
```

Визначимо масштабний коефіцієнт *a*.

```
>> scales (ind)
```

```
ans =
```

```
2.1000
```

Виконуємо перерахунок масштабу, відповідного максимуму енергії спектра, в частоту.

```
>> freq = scal2frq (scales (ind), w, 1/fs)
```

```
freq =
```

```
119.0476
```

Тепер побудуємо вейвлет-спектр для масштабів *a* від 6 до 60 з кроком 0.1.

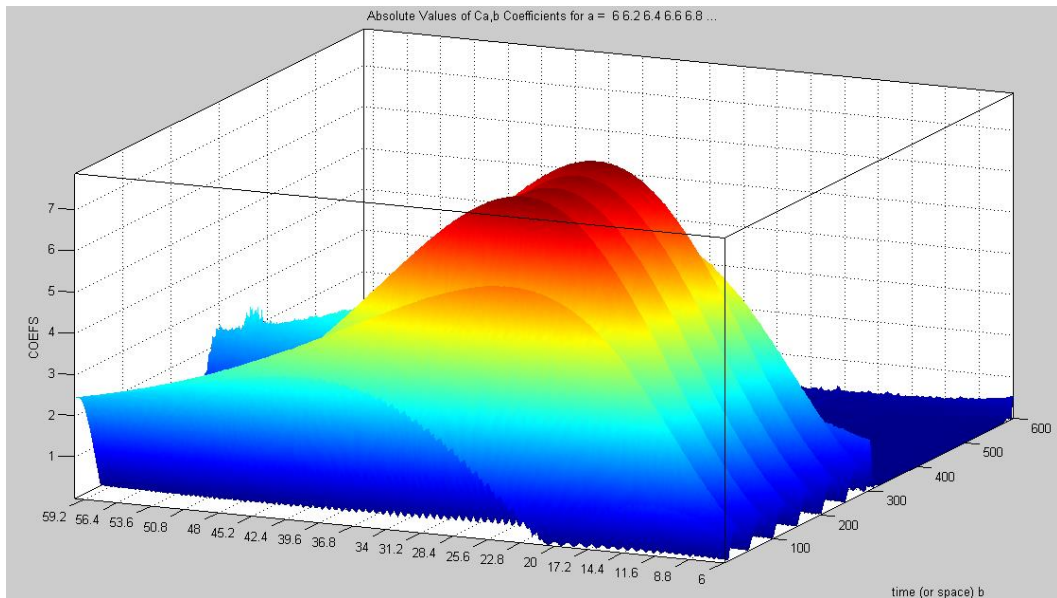


Рисунок 5.14 – Вейвлет-спектр сигналу для масштабів а від 6 до 60

```
>> scales = [6:0.1:60];
>> Sc=cwt(r,scales,w,'3Dplot');
>> colormap(jet)
>> [maxi, ind] = max (max (transpose(Sc) ) )

maxi =

    7.8688

ind =

    196

>> scales (ind)

ans =

    25.5000

>> freq = scal2frq (scales (ind), w, 1/fs)

freq =

    9.8039
```

Таким чином, в сигналі присутні частоти 119 Гц і  $\approx 10$  Гц. Визначення частоти в спектрі залежить від кроку збільшення масштабованої змінної, тому для більш точного визначення частоти необхідно зменшити крок збільшення масштабного коефіцієнта  $a$ .

## 6 РАДІОЛОКАЦІЙНИЙ ПРИНЦИП ВИМІРЮВАННЯ ДАЛЬНОСТІ

### 6.1 Пристрій радіолокаційної апаратури

У металургійній промисловості при виробництві рідкого металу використовують бункери для зберігання і дозування сипких матеріалів. На рис.6.1 зображено бункер для зберігання вапна.



Рисунок 6.1 – Бункер для зберігання вапна

Для заповнення бункера та виконання операцій дозування необхідно вимірювати рівень матеріалу.

Є ряд обставин, які ускладнюють задачу вимірювання рівня сипучих матеріалів. Перш за все це неоднорідність. Ступінь неоднорідності залежить від розмірів частинок і безпосередньо впливає на фізичні властивості матеріалу, що

ускладнює застосування методів вимірювання рівня. Наступна трудність виміру рівня обумовлена обмеженою рухливістю часток через дії сил тертя і зчеплення між частинками, результатом чого є відсутність горизонтальної площини.

Поверхня сипучих матеріалу розташована до горизонталі під кутом природного укосу, причому цей кут при заповненні або спорожненні ємності може бути різним.

Для вимірювання рівня сипучих матеріалів і рідин використовують безліч датчиків, робота яких заснована на різних принципах, наприклад, радіолокаційні, ємнісні, контактні, акустичні та інші. Найбільш точними з них є радіолокаційні, тому розглянемо принцип їх роботи і цифрову обробку сигналу радіолокатора для вимірювання рівня сипучих матеріалів в бункері.

Структурна схема радіолокаційного рівнеміра типу РДУ-Х2 представлена на рисунку 6.2. РДУ-Х2 складається з приймально-передавального СВЧ пристрою (ППП), схеми посилення і фільтрації, схеми цифрової обробки сигналу і блоку живлення, що живить постійним струмом +24 В. Блок живлення 19 формує робочі напруги +5 В і +18 В. Живлення аналогових 5ВА і цифрових 5ВЦ пристроїв проводиться від роздільних стабілізаторів напруги. СВЧ генератор 3 працює в діапазоні частот 35 ... 37,5 ГГц. Перебудову генератора по частоті в межах  $\pm 500$  МГц здійснює варіатор 4. СВЧ коливання, сформовані генератором 3, надходять в антену 1 і випромінюються в напрямку зондуємого об'єкта. Відбитий сигнал приймається антеною і надходить на змішувач 2. На змішувачі сигнал, прийнятий антеною, змішуються з сигналом генератора. Різницевий сигнал биття на виході змішувача визначає відстань до вимірюваного об'єкта.

ППП встановлено всередині термостата. До складу термостата входять нагрівач 6 і температурний датчик 5. Роботою приладу керує мікропроцесор 17, який виконує наступні функції:

- регулює напругу живлення СВЧ генератора 3 шляхом зміни коефіцієнта передачі підсилювача 8;

- за допомогою цифро-аналогового перетворювача (ЦАП) 14 і підсилювача 9 формує пилкоподібну напругу перебудови, що подається на варіатор 4;

- керує роботою аналого-цифрового перетворювача (АЦП) 15. На АЦП надходять сигнал з температурного датчика і сигнал зі змішувача, посилені підсилювачами 7 і 13 і відфільтрований фільтром 10;
- керує коефіцієнтом передачі підсилювача 13 в залежності від амплітуди прийнятого сигналу;
- вимірює температуру приймально-передавального модуля і управляє роботою його термостата;
- обчислює дальність до об'єкта за результатами спектральної обробки сигналу, здійснює селекцію перешкод і видає результат на ЦАП 14;
- по каналу RS-485 РДУ обмінюється даними із зовнішнім комп'ютером. Приймач 18 перетворює цифрові вихідні сигнали для передачі на великі відстані.

Цифро-аналоговий перетворювач 14 видає напругу, пропорційну дальності до вимірюваного об'єкта. Ця напруга перетвориться в вихідний сигнал для подачі на вторинний реєструючий прилад.

Вузол перетворення напруги в струм 12 може налаштовуватися на діапазони вихідного струму: 0 ... 5 мА, 0 ... 20 мА, 4 ... 20 мА.

За допомогою 8-ми розрядного датчика коду 16 задається індивідуальний номер приладу і вибираються різні варіанти робочої програми з переліку програм, що зберігаються в пам'яті процесора, наприклад, встановлюється робочий діапазон рівнів, вводиться поправка до робочої характеристики і т.д

РДУ-Х2 виконано в моноблочному виконанні сенсорної та вимірювально-розрахункової частин з виносним блоком живлення (рис. 6.3).

Основним силовим елементом РДУ-Х2 є рупорна антена. На антені встановлюється ППП і підстава для кріплення друкованої плати. На підставу одягається циліндричний ковпак. На зрізі (апертурі) антени за допомогою кріпильного фланця встановлюється фторопластова лінза, що служить для захисту СВЧ апаратури від попадання пилу і вологи. Сферична форма зовнішньої поверхні лінзи забезпечує додаткове фокусування радіолуча.

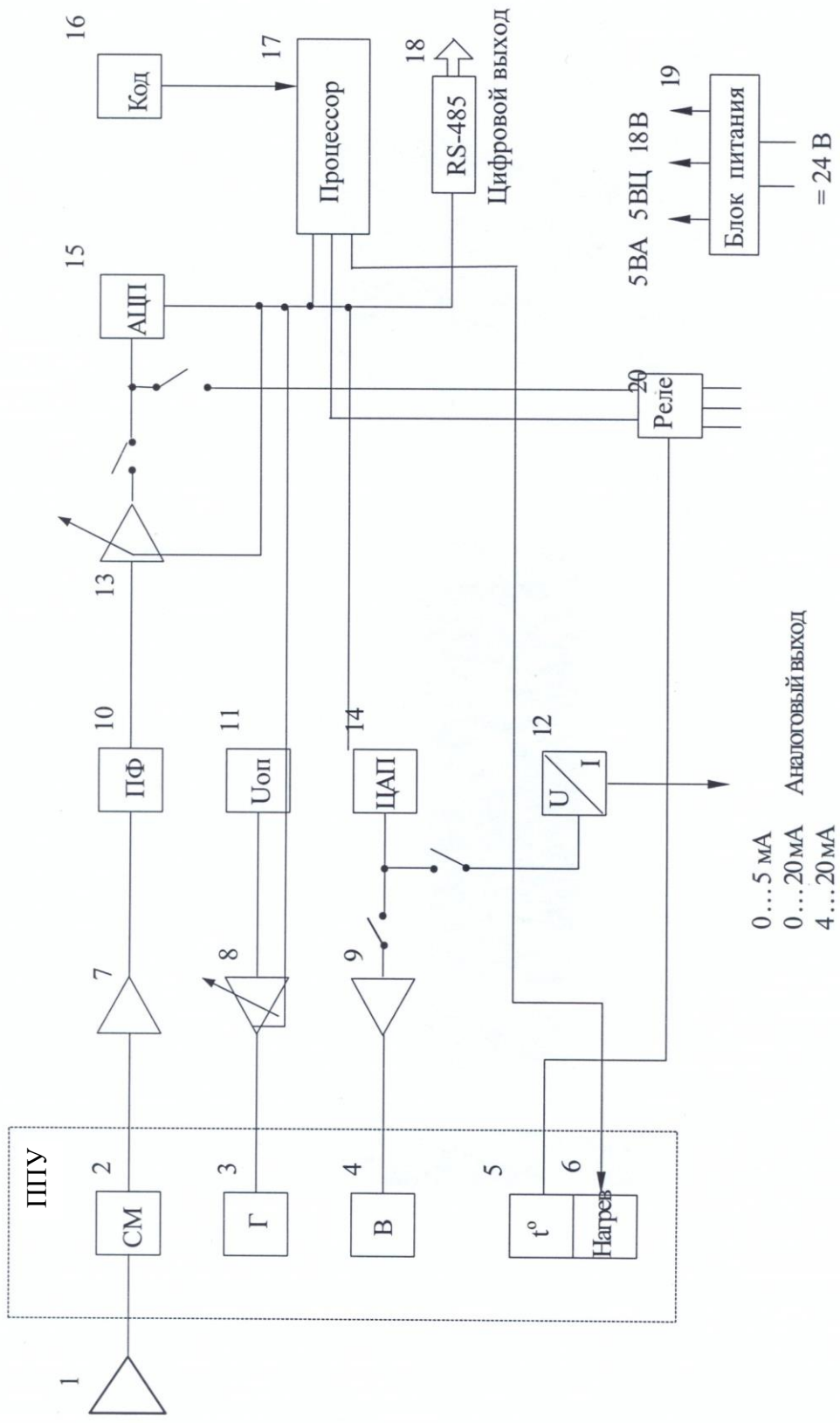


Рисунок. 6.2 – Структурна схема радіолокаційного датчика рівня РДУ-Х2



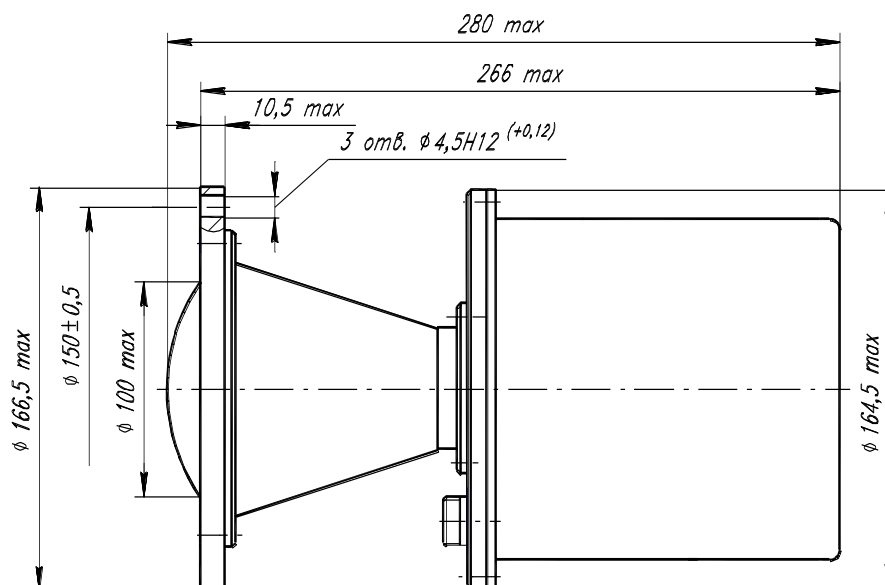


Рисунок 6.3 – Габаритні і приєднувальні розміри РДУ-Х2

#### Основні технічні характеристики РДУ:

– діаметр апертури приймально-передавальної антени	100 мм
– ширина діаграми спрямованості антени	6 град
– частота випромінювання радіосигналу	35...38 ГГц
– максимальний діапазон вимірюваних відстаней	30 м
– мінімальна зона нечутливості	1 м
– похибка вимірювання (по рівній гладкій поверхні)	± 0,05 м
– споживана потужність (не більше)	30 Вт
– потужність випромінювання (не більше)	20 мВт
– маса сенсорного блоку (не більше),	2,5 кг

## 6.2 Цифрова обробка сигналу радара ближньої локації

Виміряти величину шляху радіохвилі до об'єкта і назад можна, якщо надати відмінні ознаки кожного з послідовно випромінюваних системою електромагнітних коливань і, завдяки цьому, розпізнавати відбиті сигнали при поверненні їх в приймальний пристрій системи. Якщо зазначене певним чином

коливання випромінюючою системою в момент часу  $t_0$ , то повернеться воно назад в момент часу

$$t_0 + \tau = t_0 + \frac{2H}{c}, \quad (6.1)$$

де  $\tau$  – час, що минув з моменту випромінювання сигналу;  $2H$  – подвоєна відстань до об'єкту;  $c$  – швидкість поширення електромагнітних хвиль в просторі,  $c = 3 \cdot 10^8$  м/с.

З (6.1) випливає, що відстань  $H$  до об'єкта дорівнює  $\frac{c\tau}{2}$ .

Якщо відстань до об'єкта менш 100м, то виміряти час проходження хвилею відстані від випромінювача до об'єкта і назад існуючими на сьогодні технічними засобами не представляється можливим.

Для ближньої локації використовують частотну модуляцію посилаємого сигналу.

Якщо частотно-модульовані коливання мають частоту  $f(t)$ , яка, починаючи з величини  $f_0$ , зростає з постійною швидкістю на величину девіації частоти  $F_d$  до  $f_0 + F_d$  і потім повертається до значення  $f_0$ , то протягом періоду модуляції  $T_m$  кожен окремий період коливань, що генеруються може бути відмінний від усіх інших подібних періодів. Графік обвідної цих коливань у часі показаний на рис. 6.4

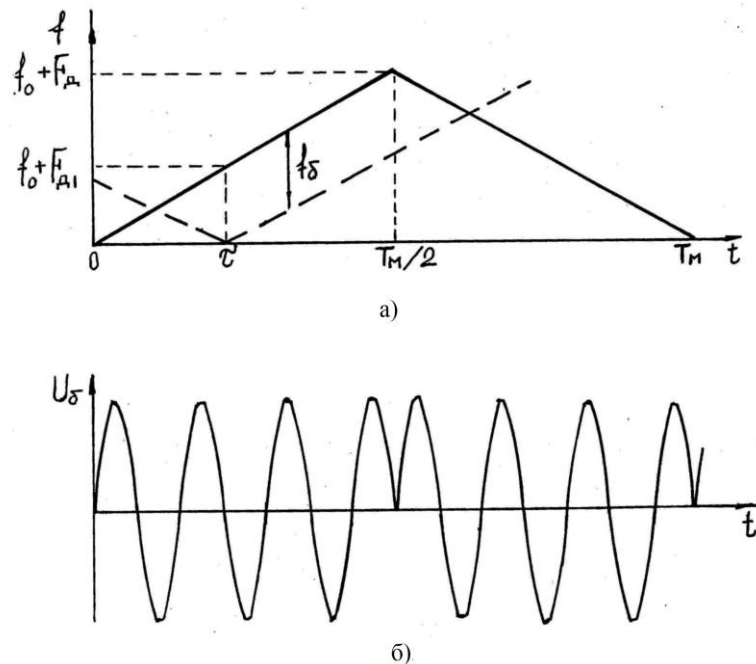


Рисунок 6.4 – Закон зміни частоти випроміненого (суцільна лінія) і відбитого (штрихова лінія) сигналів (а). Сигнал биття на виході змішувача (б)

У момент часу  $t_0$  період коливань радіохвилі, відповідний частоті  $f_0$ , випромінюється в напрямку віддаленого об'єкта, досягає його і відбивається назад, вступаючи в приймальній пристрій системи через проміжок часу, який визначається тільки відстанню  $H$  між антеною сенсорного блоку і об'єктом. Цей період коливань повертається в приймач через інтервал часу, коли відбувається випромінювання нового періоду коливань, відповідного частоті  $f_0 + F_{д1}$ . Гетеродинний сигнал, який є копією випромінюваного зміщується з прийнятим сигналом частоти  $f_0$ .

При складанні двох гармонійних коливань з близькими частотами виникають биття внаслідок того, що різниця фаз коливань з різними частотами весь час змінюється так що обидва коливання в якійсь момент часу виявляються в фазі, через деякий час в – протифазі, потім знову в фазі і т.д .

Отримаємо частоту гармонічних коливань і биття при складанні двох гармонійних коливань з близькими частотами  $\omega_1$  і  $\omega_2 = \omega_1 + \Delta\omega_1$ , причому  $\Delta\omega_1 \ll \omega_1$ .

$$d(t) = A_o \cdot \sin(\omega_1 \cdot t) + A_o \cdot \sin(\omega_2 \cdot t) = 2 \cdot A_o \cdot \cos\left(\frac{\Delta\omega}{2} \cdot t\right) \cdot \sin\left(\frac{\omega_1 + \omega_2}{2} \cdot t\right) \quad (6.2)$$

Причому результуюче коливання можна приблизно розглядати як гармонійне з кутовою частотою  $\frac{\omega_1 + \omega_2}{2}$  і амплітудою

$$A = 2 \cdot A_o \left| \cos \frac{\Delta\omega}{2} \cdot t \right|, \quad (6.3)$$

що повільно змінюється в часі умовно за гармонійним законом

$$T = \frac{2 \cdot \pi}{\Delta\omega}. \quad (6.4)$$

Сказане проілюструємо створенням биття гармонійних коливань в пакеті Mathcad.

Задамо зміну часу  $t$  от 0 до 40 с. з кроком 0.01.

Створимо гармонійне коливання зі змінною частотою  $\omega_1$  :

$$\omega_1 = \omega_0 + \int_0^t 1 \cdot dt, \quad (6.5)$$

$$x(t) = \sin(\omega_1 \cdot t). \quad (6.6)$$

Другий сигнал сформуємо через час  $\tau = 1$  с.

$$g(t) = \sin[\omega_1 \cdot (t - \tau)] \quad (6.7)$$

$$\Delta\omega = \omega_1(t + \tau) - \omega_1(t) \quad (6.8)$$

Графіки цих сигналів представлені на рис.6.5.

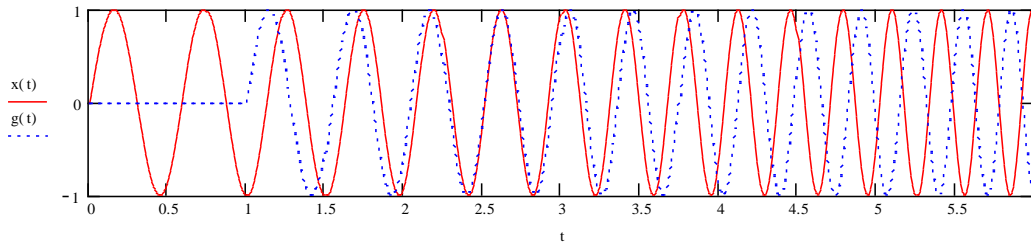


Рисунок 6.5 – Графіки гармонійних сигналів  $x(t)$ ,  $g(t)$

Биття отримаємо, підсумовуючи ці сигнали

$$d(t) = g(t) + x(t) \quad (6.9)$$

Графік биття зображений на рис. 6.6.

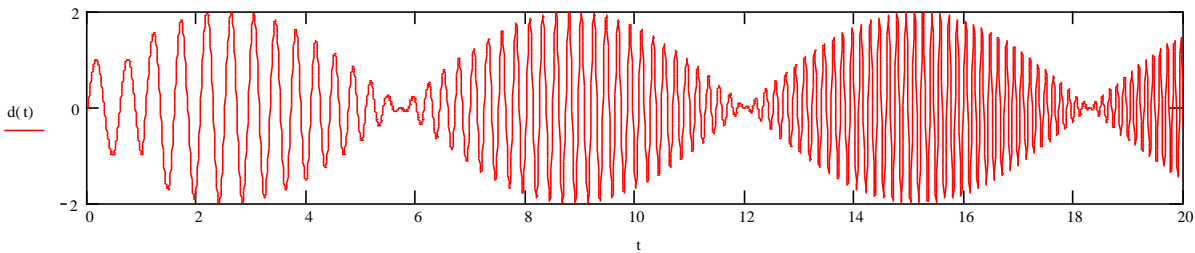


Рисунок 6.6 – Графік биття

Період биття, знайдений з графіка 6.6, відповідає 12.5 с., а за формулою (6.4), також  $T = 6.28$  с. и  $\Delta\omega = 1$  1/с.

При незашумленому сигналі, наприклад, як в прикладі, по періоду биття досить легко знайти різницю частот посланого і відбитого сигналів, а за цим значенням визначити відповідно до формули 6.4 різницю частот посланого і відбитого сигналів і потім час приходу відбитого сигналу. За часом проходження сигналу радара до мети і назад і, знаючи швидкість поширення електромагнітних хвиль, можна визначити дальність до цілі.

$$\ell = \frac{T}{2} \cdot V_c \quad (6.10)$$

У разі реальної перешкоди сигналу локатора для знаходження частоти биття, посланого до мети і відбитого сигналів, використовують або дискретне

перетворення Фур'є, або вейвлет-аналіз. Графік частотного спектра биття в низькочастотній області представлений на рис. 6.7.

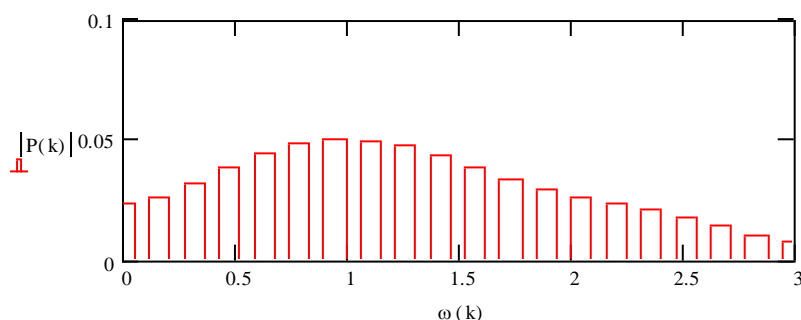


Рисунок 6.7 – Графік частотного спектра биття в низькочастотній області

Максимум значень коефіцієнтів спектра припадає на кутову частоту  $\omega = 1$  1/с.

### 6.3 Цифрова обробка сигналу радара дальньої локації

При визначенні дальності до мети (понад 100 м) визначають час проходження випромінювання радіомагнітної хвилі до об'єкта і назад. Радар, структурна схема якого представлена на рис. 6.8, працює в імпульсному режимі. Спочатку відбувається випромінювання хвилі, а потім прийом відбитої хвилі від об'єкта.

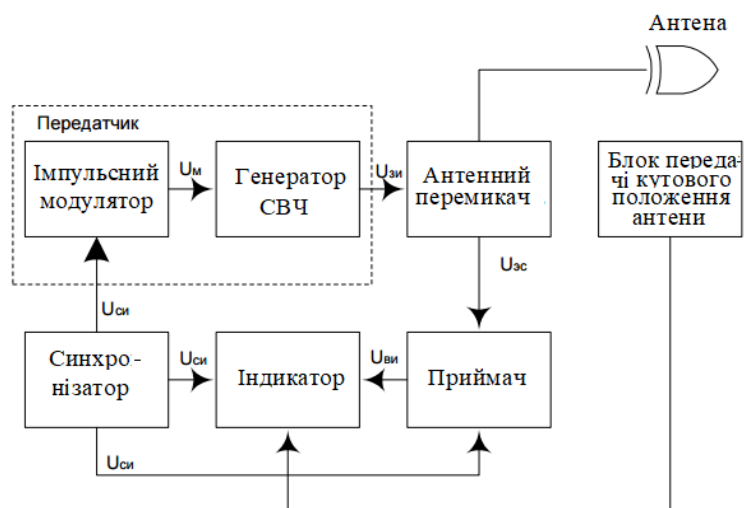


Рисунок 6.8 – Структурна схема імпульсної РЛС

Принцип роботи радара можна описати таким чином. Принцип, за яким працює радар, дуже схожий з принципом відображення звукової хвилі. Якщо ви

кричите в напрямку звуковідбивального об'єкта (такого як ущелини в горах або печери), ви почуєте відлуння. Якщо вам відома швидкість звуку в повітрі, ви можете потім оцінити відстань і загальний напрямок і напрямок на об'єкт. Час, необхідний для повернення луни, може грубо перетворюватися в відстань, якщо вам відома швидкість звуку. У радарі використовуються імпульси електромагнітної хвилі. Високочастотна енергія випромінюється радаром і відбивається від об'єкта, що спостерігається. Деяка невелика частина цієї відбитої енергії повертається назад до радара. Ця відбита енергія називається ЕХО, так само як і в термінології звуку. Радар використовує це відлуння для визначення напрямку і відстані до об'єкта, що відображає.

Як впливає з цього визначення, радари використовуються для виявлення присутності цілі (об'єкта виявлення) і визначення його положення в просторі.

На рис. 6.9 показаний спрощений принцип роботи найпростішого радара. Антена радара опромінює ціль СВЧ-сигналом, який потім відбивається від цілі і "захоплюється" приймальним пристроєм. Електричний сигнал, захоплюваний приймальною антеною радара, називається "відлуння" або "відповіддю". Сигнал радара генерується потужним передавачем і приймається спеціальним високочутливим приймачем.

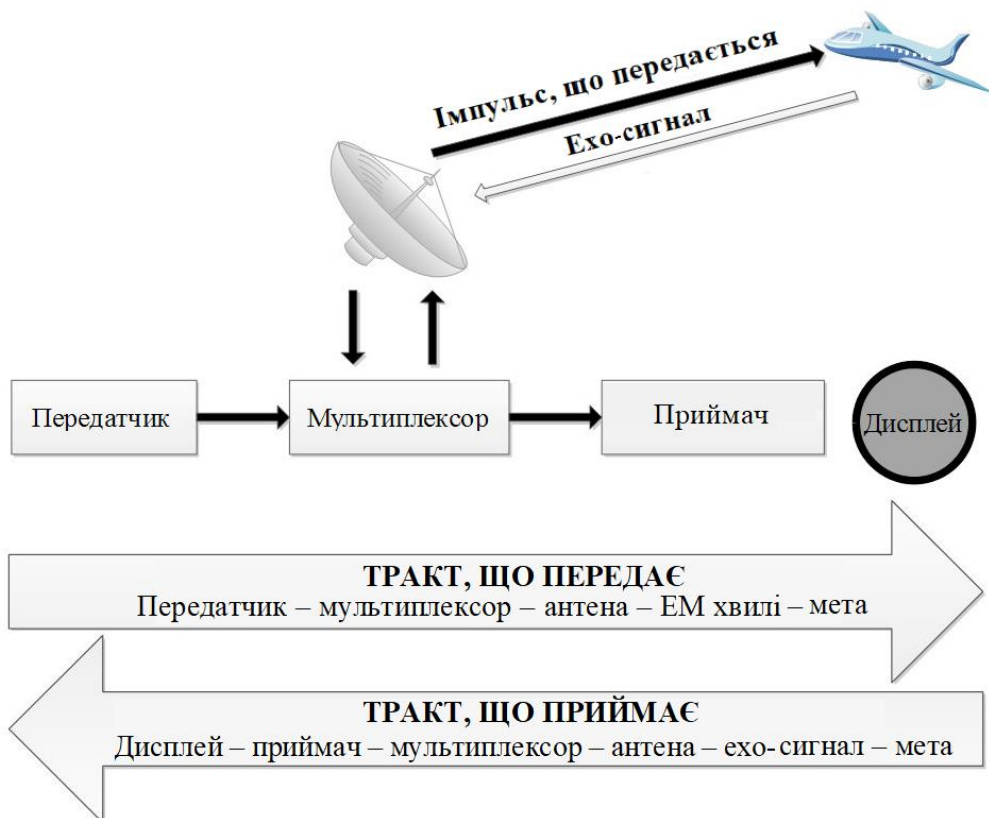


Рисунок 6.9 – Блок-схема найпростішого радара

Алгоритм роботи найпростішого радара можна описати таким чином.

- Передавач радара видає короткі потужні СВЧ імпульси енергії.
- Перемикач (мультиплексор) поперемінно перемикає антену між передавачем і приймачем так, щоб використовувалася тільки одна необхідна антена. Це перемикання необхідно, так як потужні імпульси передавача зруйнували б приймач, якби енергія надійшла безпосередньо на вхід приймача.
- Антена передає сигнали передавача в простір з необхідним розподілом і ефективністю. Цей процес застосовується аналогічним чином при прийомі.
- Передані імпульси випромінюються в простір за допомогою антени у вигляді електромагнітної хвилі, яка проходить по прямій лінії з постійною швидкістю і буде потім відбиватися від цілі.
- Антена приймає зворотні розсіяні сигнали (так звані відлунні-сигнали).
- При прийомі мультиплексор подає слабкі відлуння-сигнали на вхід приймача.
- Надчутливий приймач підсилює і демодулює прийняті СВЧ сигнали і видає відеосигнали на вихід.
- Індикатор представляє спостерігачеві безперервну графічну картину становища цілей відносного радара.

Всі цілі видають так зване дифузне відображення, тобто сигнал зазвичай відбивається в широкому діапазоні напрямів. Такий відбитий сигнал також називається "розсіюванням" або зворотним розсіюванням – це термін, присвоєний відображенням сигналу в протилежному напрямку щодо падаючого променя.

Сигнали радара можуть відображатися як на традиційному індикаторі положення на площині (РРІ), так і на більш сучасних (рідкокристалічних, плазмових і ін.) Системах дисплея радара. Екран РРІ має обертовий вектор з радарів на початку координат, який відображає напрямок антени (азимут цілей). Він зазвичай зображує картину досліджуваного простору у вигляді карти зони, що покривається променем радара.

Очевидно, що більшість функцій найпростішого радара є залежними від часу. Тимчасова синхронізація між передавачем і приймачем радара потрібно

для вимірювання відстані. Системи радару випромінюють кожен імпульс протягом часу передачі (або тривалості імпульсу  $\tau$ ), очікуючи повернення ехо-сигналів під час "слухання" або часу спокою і потім випромінюють наступний імпульс.

Так званий синхронізатор координує в часі процес синхронізації для визначення відстані до цілі і видає сигнали синхронізації для радару. Він же одночасно подає сигнали на передавач, який посилає наступний новий імпульс, і на індикатор і інші пов'язані схеми управління.

Час між початком одного імпульсу і початком наступного імпульсу називається періодом або міжімпульсним інтервалом (PRT) і  $PRT = 1 / PRF$ .

Тут частота повторення імпульсу (PRF) системи найпростішого радару – це число імпульсів, які передаються в секунду.

Тимчасові етапи періодів роботи найпростішого радару зображені на рис. 6.10.



Рисунок 6.10 – Тимчасові етапи періодів роботи найпростішого радару

Відстань до стаціонарної цілі (об'єкта, що переміщається), визначається з часу проходження високочастотного сигналу, що передається і швидкості поширення його ( $V_c$ ). Фактичну відстань цілі від радару зазвичай називають "похила дальність" – це деяка лінія в поле зору між радаром і опромінюваним



об'єктом, в той час як відстань "по землі" – це горизонтальна відстань між випромінювачем і його цілю. Так як хвилі проходять до цілі і назад, то фізичний час кругового проходження променя радара ділиться навпіл з метою отримання часу, який необхідний хвилі для досягнення цієї цілі. Тому для розрахунків зазвичай використовується формула (6.10).

## 7 ЛАБОРАТОРНА РОБОТА. ОБРОБКА СИГНАЛІВ РАДІОЛОКАТОРА ЗА ДОПОМОГОЮ БЕЗПЕРЕРВНОГО ВЕЙВЛЕТ-ПЕРЕТВОРЕННЯ І АНАЛІЗ ОТРИМАНИХ РЕЗУЛЬТАТІВ

**Мета роботи:** виконати обробку сигналів радіолокатора за допомогою безперервного вейвлет-перетворення і проаналізувати отримані результати

### Порядок виконання роботи

Вихідними даними для роботи є зображення сигналів радіолокатора, отриманих в результаті проведення експерименту (рис.7.1).

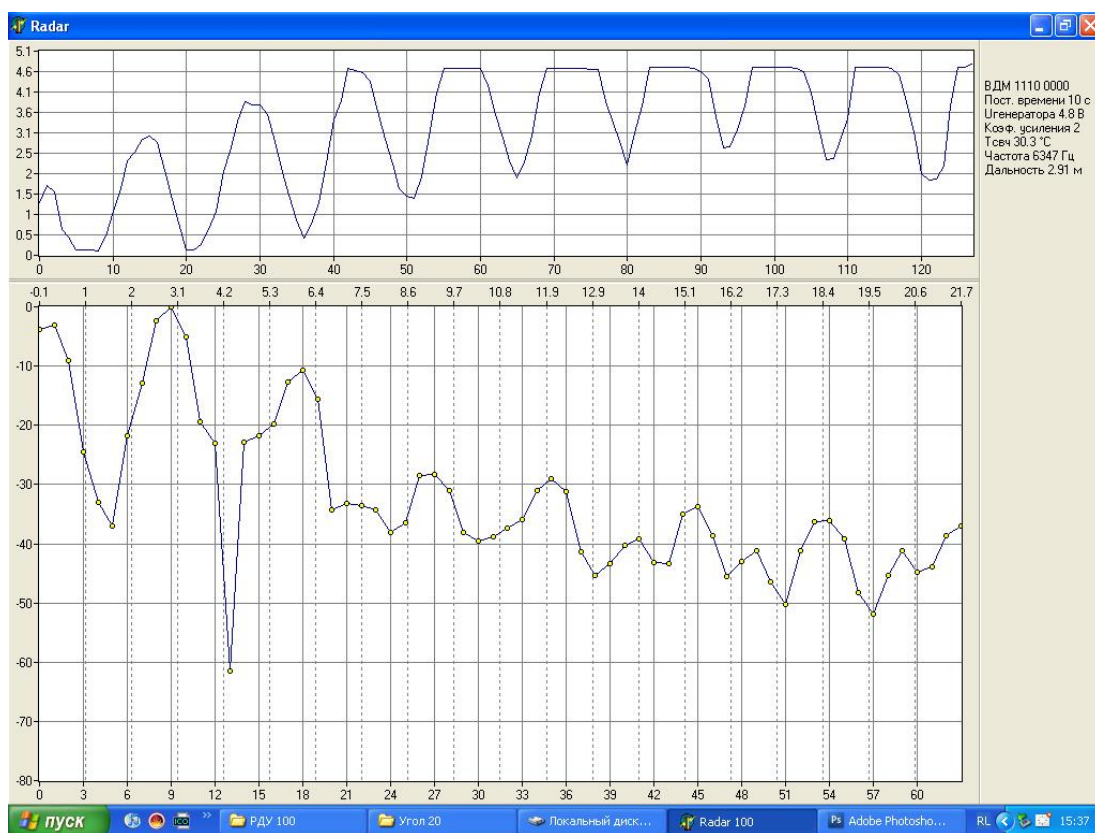



Рисунок 7.1 – Сигнал радара, що отриманий при вертикальному скануванні поверхні



## Крок 2

Встановити масштаб, тобто встановити чотири точки Xmin, Xmax, Ymin і Ymax і приписати їм логічні координати ( "значення Xmin" і т.д.). Щоб встановити масштаб, використовуйте меню Команди => Вибрати систему координат або на панелі інструментів натискаємо піктограму .

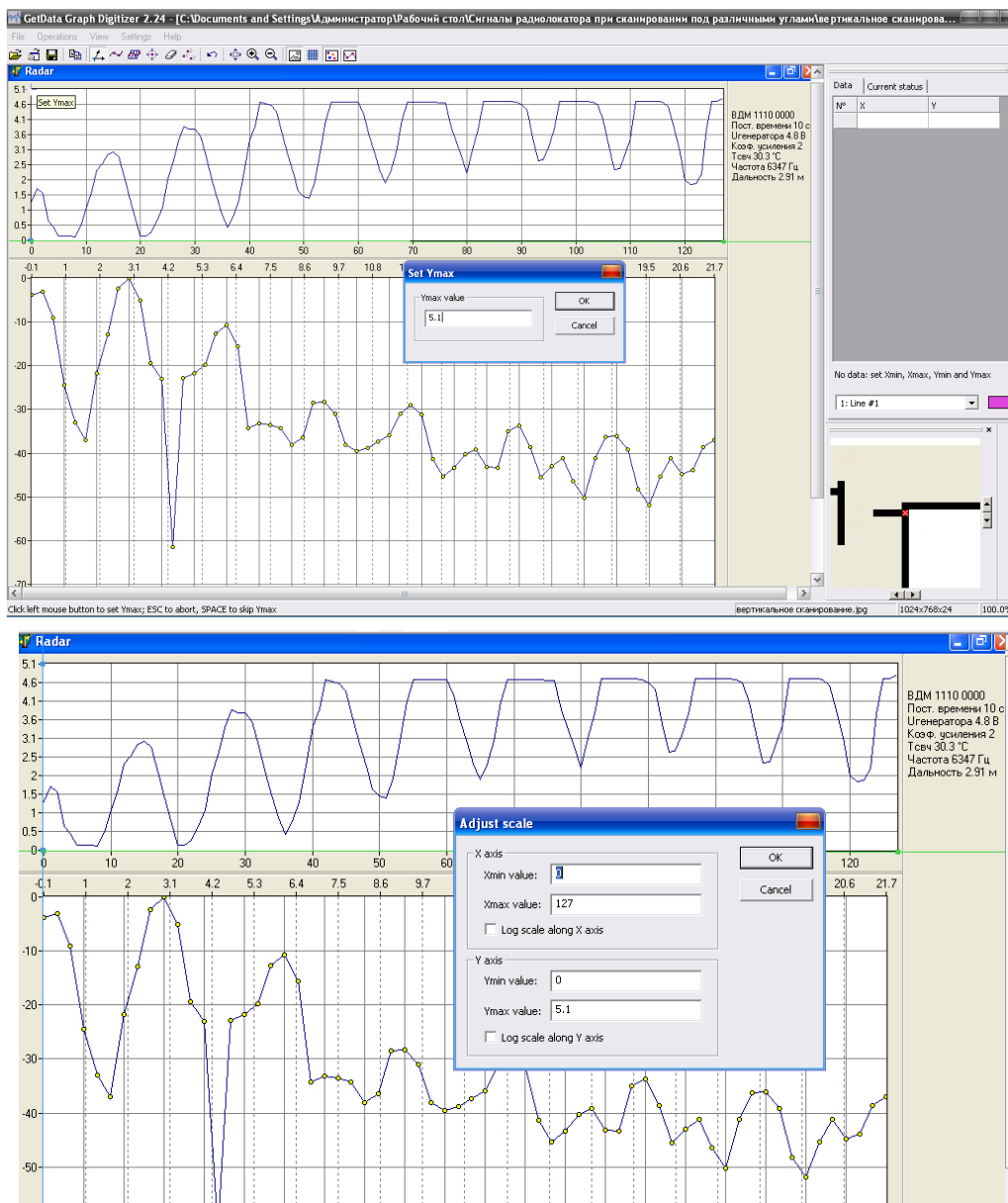


Рисунок 7.3 – Установка масштабу

## Крок 3

Вибрати колір графіка для оцифрування. Використовуйте меню Команди => Вибрати колір лінії (рис.7.4).

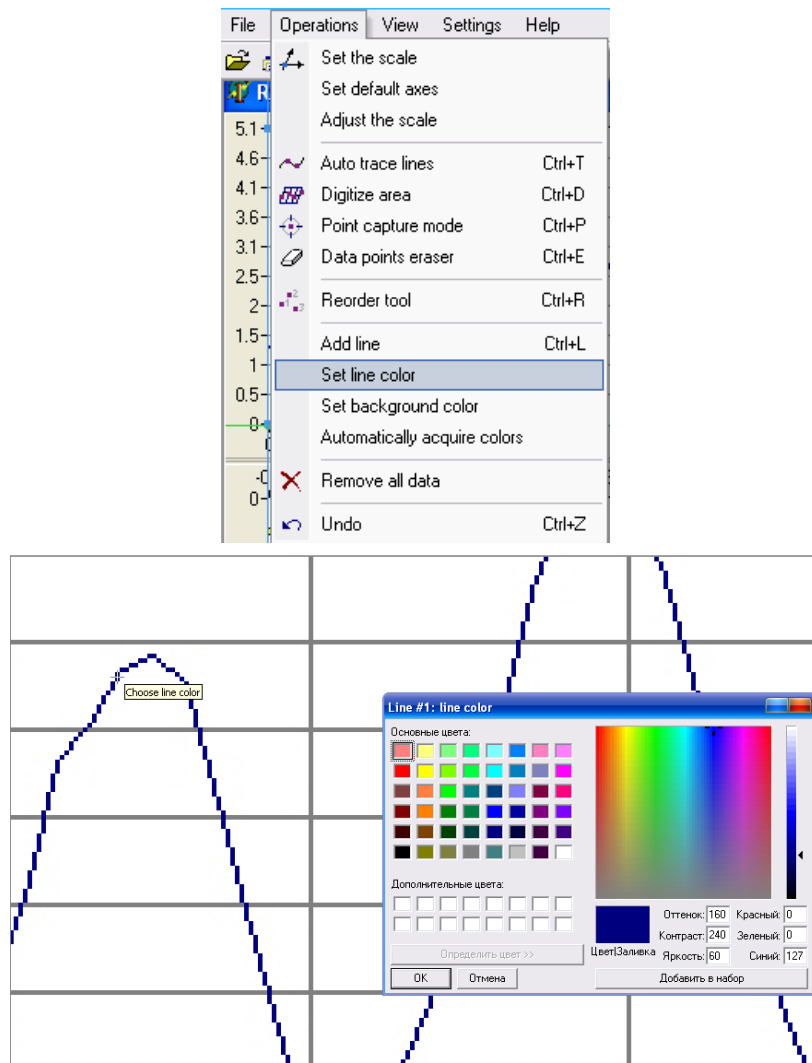



Рисунок 7.4 – Вибір кольору графіка

#### **Крок 4**

Оцифрувати графік.

Вибрати Команди => Оцифрування області або на панелі інструментів натисніть  .

Виберіть тип сітки, відстань між лініями сітки та інші параметри (рис.7.5). Потім при натиснутій лівій кнопці мишки виберіть область для оцифрування (рис.7.6–7.7).

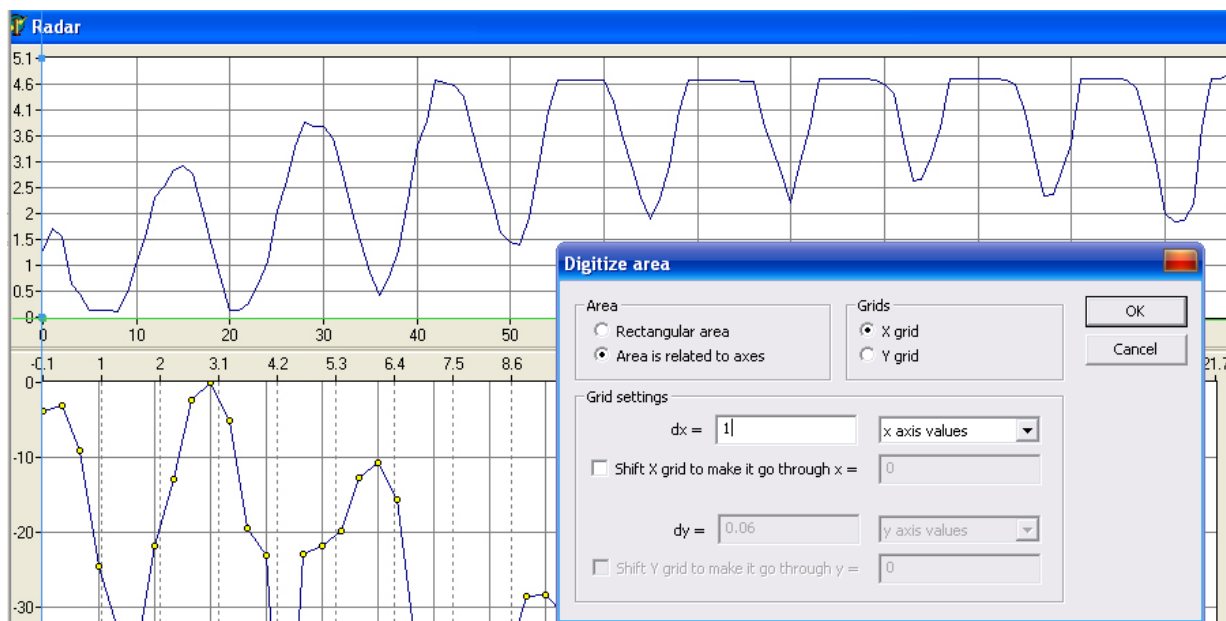


Рисунок 7.5 – Установка параметров для оцифрования



Рисунок 7.6 – Виділення області для оцифрования

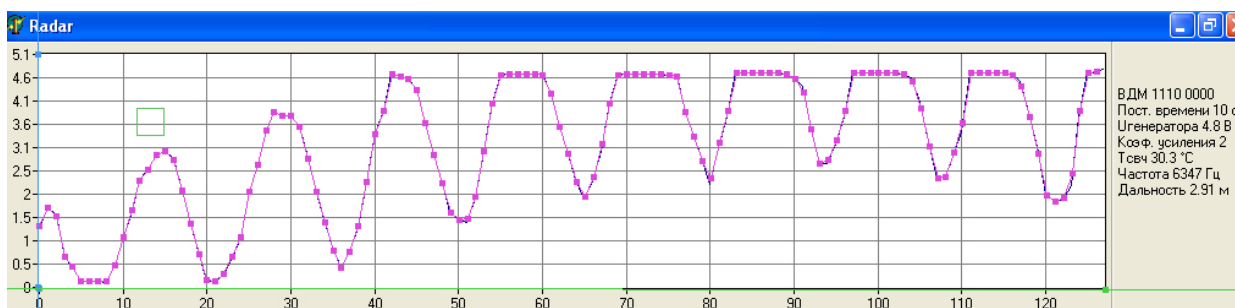


Рисунок 7.7 – Результаты оцифрования

### **Крок 5**

Отримані дані експортувати в один з форматів: TXT, XLS, XML, DXF або EPS (Файл => Експорт даних).

Експортуємо дані в файл XLS.

Відкриємо дані в програмі Excel (рис.7.8)

	A	B	C
1	Line #1		
2			
3	0,00E+00	1,33E+00	
4	1,00E+00	1,73E+00	
5	2,00E+00	1,56E+00	
6	3,01E+00	6,72E-01	
7	3,99E+00	4,57E-01	
8	4,99E+00	1,35E-01	
9	6,00E+00	1,36E-01	
10	7,00E+00	1,36E-01	
11	8,00E+00	1,24E-01	
12	9,00E+00	4,97E-01	
13	1,00E+01	1,10E+00	
14	1,10E+01	1,68E+00	
15	1,20E+01	2,34E+00	
16	1,30E+01	2,58E+00	
17	1,40E+01	2,90E+00	
18	1,50E+01	2,98E+00	
19	1,60E+01	2,81E+00	
20	1,70E+01	2,12E+00	
21	1,80E+01	1,40E+00	
22	1,90E+01	7,17E-01	
23	2,00E+01	1,53E-01	
24	2,10E+01	1,39E-01	
25	2,20E+01	2,88E-01	
26	2,30E+01	6,64E-01	
27	2,40E+01	1,12E+00	

Рисунок 7.8 – Експортовані дані в програму Excel

Виберемо формат осередків "Числовий". Число десятинних знаків 3 (рис.7.9).

	A	B	C
1	Line #1		
2			
3	0,000	1,330	
4	1,002	1,733	
5	2,004	1,557	
6	3,006	0,672	
7	3,992	0,457	
8	4,995	0,135	
9	5,997	0,136	
10	6,999	0,136	
11	8,001	0,124	
12	9,003	0,497	
13	10,005	1,103	
14	11,008	1,681	
15	11,994	2,338	
16	12,996	2,580	
17	13,998	2,902	
18	15,000	2,983	
19	16,002	2,807	
20	17,004	2,124	
21	18,007	1,400	
22	18,993	0,717	
23	19,995	0,153	
24	20,997	0,139	
25	21,999	0,288	
26	23,001	0,664	
27	24,003	1,118	

Рисунок 7.9 – Формат осередків

Кількість точок після оцифрування має бути 128. Скопіюємо значення другої колонки в файл txt і замінимо знак "," на знак "." (рис.7.10).

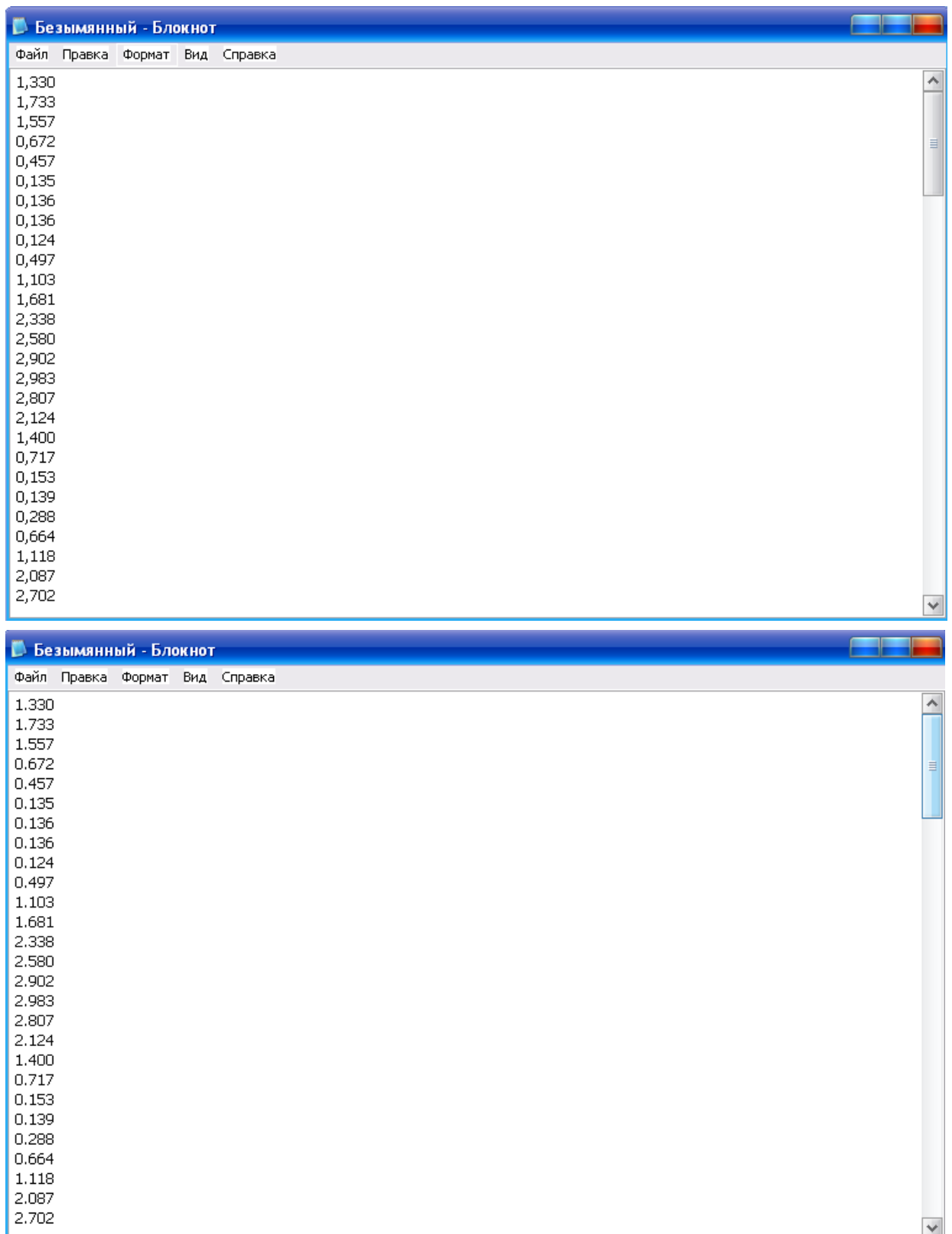


Рисунок 7.10 – Перенесення даних в txt-файл

Назвемо цей файл вертикальне\_сканування.txt і збережемо його в робочій папці Work пакету Matlab.



Тепер все готово для того, щоб обробити сигнал радіолокатора в пакеті Matlab з використання безперервного вейвлет-перетворення.

Нагадаємо, вимір відстані до об'єкта базується на інформації про частоту, пропорційній цій відстані. Визначення частоти з використанням безперервного вейвлет-аналізу базується на визначенні такого масштабного коефіцієнта  $a$ , якому відповідає максимальна кореляція між вейвлетом даного масштабу і поведінкою сигналу в околицях цієї точки (тобто знаходження максимального вейвлет коефіцієнта).

За визначенням "частотою" (або центральною частотою) вейвлету називають частоту спектральної гармоніки даного вейвлету, що має максимальне абсолютне значення.

При безперервному перетворенні частота вейвлету  $F_a$ , використовуюваного на  $a$ -ому рівні декомпозиції, пов'язана з частотою вихідного базисного вейвлету  $F_c$  наступним співвідношенням

$$F_a = \frac{F_c}{a}. \quad (7.1)$$

Для отримання значень частоти вейвлет-аналізу в Гц необхідно помножити безрозмірну частоту на частоту дискретизації аналізованого сигналу

$$F_a = \frac{F_c}{a} f_d. \quad (7.2)$$

Вимірjana PДУ відстань до об'єкту визначається за формулою

$$H = F_a \cdot AF + BF, \text{ м}, \quad (7.3)$$

де  $AF$  – коефіцієнт перерахунку частоти у відстань ( $AF=0.000479 \text{ м}\cdot\text{с}$ );

$BF$  – зона нечутливості ( $BF=0.133 \text{ м}$ ).

Для реалізації алгоритму в якості аналізованого вейвлету був обраний вейвлет Морле. Частота дискретизації даного вейвлету дорівнює 11 мкс. Вейвлет Морле має центральну частоту  $F_r = 0,8125 \text{ Гц}$ , тому центральна частота вейвлету, використовуюваного для 1-го рівня розкладання, дорівнює  $F_{r1} = 0,8125 / 0,000011 = 73863,64 \text{ Гц}$ . Для 2-го рівня розкладання частота вейвлету буде в два рази менше  $F_{r2} = 36931,82 \text{ Гц}$ .

Виконаємо безперервний вейвлет-аналіз радіолокаційного сигналу. Для цього в командному рядку Matlab необхідно набрати:

```
>> t=0:1:127;  
>> y=load('вертикальное_сканирование.txt');  
>> plot(t,y);
```

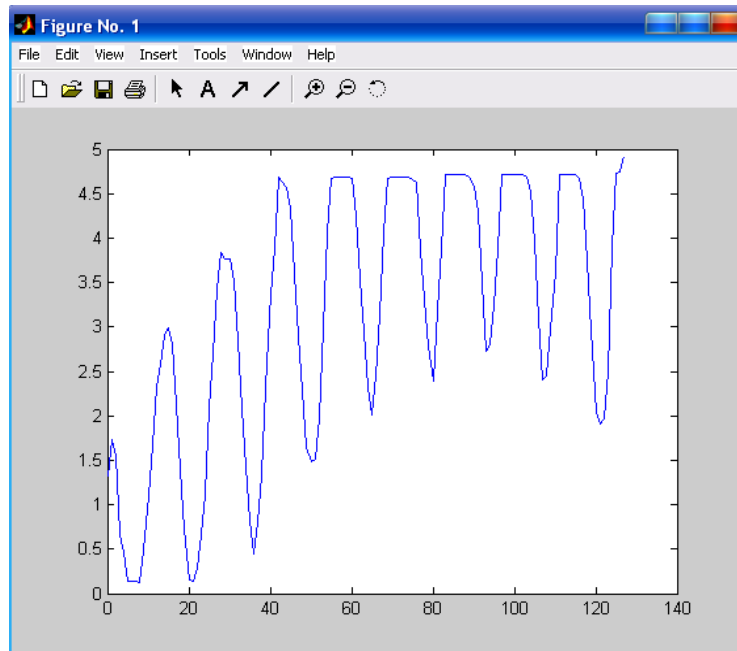


Рисунок 7.11 – Вихідний сигнал радіолокатора

```
>> scales=[0.1:0.01:30];  
>> w='morl'
```

w =

morl

```
>> Sc=cwt(y,scales,w,'3Dplot');  
>> colormap(jet)
```

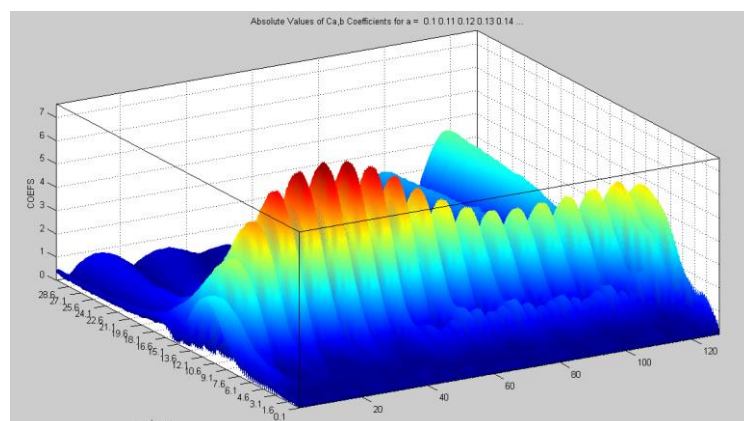


Рисунок 7.12 – Отриманий вейвлет-спектр

```

>> [maxi, ind] = max (max (transpose($c) ) )

maxi =

    7.4131

ind =

    1148

>> scales(ind)

ans =

    11.5700

>> freq = scal2frq (scales (ind), w, 0.000011)

freq =

    6.3871e+003

>> D=0.000479*freq-0.133

D =

    2.9187

```

Таким чином, ми отримали значення дальності за допомогою безперервного вейвлет-перетворення. Як бачимо, значення відстані (дальності) до мети, отримані за допомогою апарату швидкого перетворення Фур'є (рис.7.1) і за допомогою безперервного вейвлет-перетворення, практично збігаються. Точність отриманих результатів залежить від точності виконання оцифрування графіка.

### **Завдання для самостійної роботи**

Виконати оцифрування, а потім безперервне вейвлет-перетворення (НВП) радіолокаційних сигналів, виданих викладачем в період занять, і порівняти результати визначення відстані до цілі за допомогою Фур'є і НВП.

## Питання для самоконтролю

1. Наведіть типи математичних моделей сигналів і поясніть їх призначення.
2. У чому полягає цифрова обробка сигналів?
3. Як вибрати частоту дискретизації безперервного в часі сигналу?
4. Дайте визначення частотного спектра сигналу.
5. Для яких цілей використовують цифрові фільтри?
6. Дайте визначення вейвлет-перетворення.
7. Чим відрізняється вейвлет-перетворення від дискретного перетворення Фур'є?
8. Поясніть принцип вимірювання дальності радаром (ближня і дальня локація).
9. Як визначити дальність до цілі, використовуючи дискретне перетворення Фур'є?
10. Як визначити дальність до цілі, використовуючи вейвлет-перетворення?

## Література

1. Егоров А.П., Малик П.В., Кузьменко М.Ю. Цифровые системы управления и обработки информации: Учебное пособие. – Днепропетровск: НМетАУ, 2012. – 178 с.
2. Егоров А.П., Зворыкин В.Б. Системы автоматического управления тепловыми агрегатами: Учебное пособие. – Днепропетровск: НМетАУ, 2014. – 76 с.
3. Р. Рабинер, Б. Гоулд. Теория и применение цифровой обработки сигналов: Пер. с англ. – М.: – Мир, 1978. – с.
4. Цифровая обработка сигналов. Версия 1.0 [Электронный ресурс] : курс лекций / А. С. Глинченко. – Электрон. дан. (3 Мб). – Красноярск : ИПК СФУ, 2008. – (Цифровая обработка сигналов : УМКД № 50–2007 / рук. творч. коллектива А. С. Глинченко).
5. Цифровая обработка сигналов [Текст] : учебное пособие / Е. В. Якимов, Г. В. Вавилова, И. А. Клубович ; Федеральное агентство по образованию, Гос. образовательное учреждение высш. проф. образования «Томский политехнический ун-т». – Томск : Изд-во Томского политехнического ун-та, 2008. – 306 с.
6. Соломина А.И., Улахович Д.А. Алгоритмы и процессы цифровой обработки сигналов. – СПб.: БХВ – Петербург, 2001. – 464 с.
7. Айфичер Э., Дилервис Б. Цифровая обработка сигналов: практический подход, 2–е издание: Пер. с англ. – М.: Издательский дом Вильямс, 2004. – 992 с.
8. Ярославский Л.П. Введение в цифровую обработку изображений.–М.: – Сов. Радио, 1979.–312 с.
9. Яковлев А.Н. Введение в вейвлет–преобразования: Учеб.пособие. – Новосибирск: Изд–во НГТУ, 2003. – 104 с.
10. Михалев А. И. Цифровая обработка сигналов: от Фурье до Вейвлет / Михалев А.И. – Днепропетровск: Системные технологии, 2007. – 200 с.
11. Сергиенко А. Б. Цифровая обработка сигналов / А. Б. Сергиенко. – СПб.: Питер, 2003. – 608 с.
12. Новиков Л. В. Основы вейвлет-анализа сигналов: Учеб.

пособие / Л.В. Новиков– СПб: ИАиП РАН, 1999.– 152 с.

13. Дьяконов В. П. Вейвлеты. От теории к практике / В.П. Дьяконов– М.: СОЛОН–Р, 2002.– 448 с.

14. Алексеев К. А. Вокруг CWT: Очерк [Электронный ресурс] / Алексеев К.А. – Режим доступа:

[http://support.sibsiu.ru/MATLAB\\_RU/Вейвлет/book3/index.asp.htm](http://support.sibsiu.ru/MATLAB_RU/Вейвлет/book3/index.asp.htm).

15. Смоленцев Н. К. Основы теории вейвлетов. Вейвлеты в MatLab / Н. К. Смоленцев – М.: ДМК Пресс, 2005. – 304 с.

16. Короновский А. А. Непрерывный вейвлетный анализ и его приложения / А. А. Короновский, А. Е. Храмов – М.:ФИЗМАТЛИТ, 2003. – 176 с.

Навчальне видання

Рибальченко Марія Олександрівна

Єгоров Олександр Петрович

Зворикін Володимир Борисович

## **ЦИФРОВА ОБРОБКА СИГНАЛІВ**

Навчальний посібник

Тем. план 2017, поз. 227

Підписано до друку \_\_\_\_\_. Формат 60x84 <sup>1/16</sup>. Папір друк. Друк плоский.  
Облік.-вид. арк. 4,65. Умов. друк арк. 4,58. Замовлення 27.

Національна металургійна академія України  
49600, м.Дніпро-5, пр. Гагаріна, 4

---

Редакційно-видавничий відділ НМетАУ