

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
ОДЕСЬКИЙ ДЕРЖАВНИЙ ЕКОЛОГІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ

Факультет Магістерської та
аспірантської підготовки
Кафедра Автоматизованих систем
моніторингу навколишнього
середовища

МАГІСТЕРСЬКА КВАЛІФІКАЦІЙНА РОБОТА

на тему: «Розробка і аналіз цифрової моделі радіотелеметричного тракту в
системах радіозондування атмосфери»

Виконав студент 2 курсу групи МАГ-61
спеціальності 103 Науки про Землю
Татаров Максим Геннадійович

Керівник к.т.н, доц.
Гор'єв Сергій Адольфович

Консультант _____

Рецензент д. ф.-м. н., проф.
Ковальчук Володимир Володимирович

Одеса 2018

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ
ОДЕСЬКИЙ ДЕРЖАВНИЙ ЕКОЛОГІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ

Факультет Магістерської та аспірантської підготовки

Кафедра Автоматизованих систем моніторингу навколишнього середовища

Рівень вищої освіти магістр

Спеціальність 103 Науки про Землю

(шифр і назва)

ЗАТВЕРДЖУЮ

Завідувач кафедри Перелигін Б. В.

“ 26 ” березня 2018 року

З А В Д А Н Н Я
НА МАГІСТЕРСЬКУ КВАЛІФІКАЦІЙНУ РОБОТУ СТУДЕНТУ

Татарову Максиму Геннадійовичу

(прізвище, ім'я, по батькові)

1. Тема роботи Розробка і аналіз цифрової моделі радіотелеметричного тракту в системах радіозондування атмосфери

керівник роботи Гор'єв Сергій Адольфович к.т.н., доцент

(прізвище, ім'я, по батькові, науковий ступінь, вчене звання)

затверджені наказом вищого навчального закладу від “ ” _____ 2018 року №321 ”С”

2. Строк подання студентом роботи 01.06 _____ 2018р

3. Вихідні дані до роботи Існуючі системи радіозондування моніторингу навколишнього середовища, ісходні дані телеметричної інформації та сигналів радіозонда ПАЗА-12М і МРЗ-3А, Принципи роботи високочастотного тракту радіотелеметрії радіозонд - РЛС «Метеор-2»

4. Зміст розрахунково-пояснювальної записки (перелік питань, які потрібно розробити) 1. Аналіз методів проведення і обробки телеметричної інформації тракту радіотелеметрії радіозонд - РЛС «Метеор-2».

2. Розробка математичної модель тракту радіозонд – канал передачі – приймач РЛС.

3. Розробка комп'ютерної моделі зондуючого сигналу, спектральний аналіз розподілу енергії в спектрі.

4. Розробка комп'ютерної моделі кодування зондуючого сигналу та декодування шумового відбитого сигналу.

5. Перелік графічного матеріалу (з точним зазначенням обов'язкових креслень)

1. Електронна презентація дипломної роботи.

2. Спектр імпульсного зондующого сигналу.

3. Розподілу енергії в спектрі в спектрі зондующого сигналу.

4. Функціональна схема програмного алгоритму кодування і декодування зондующого сигналу.

6. Консультанти розділів роботи

Розділ	Прізвище, ініціали та посада консультанта	Підпис, дата	
		завдання видав	завдання прийняв

7. Дата видачі завдання 26 березня 2018 р.

КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

№ з/п	Назва етапів магістерської роботи	Термін виконання етапів роботи	Оцінка виконання етапу	
			у %	за 4-х бальною шкалою
1	Одержання завдання на виконання магістерської роботи			добре
2	Пошук та підбір літератури та інших джерел інформації			добре
3	Проведення аналізу предметної області і написання першого розділу пояснювальної записки до магістерської роботи			добре
4	Розробка моделі в заданій предметній області і написання другого розділу пояснювальної записки до магістерської роботи			добре
5	Рубіжна атестація			добре
6	Розробка програмного коду моделі і написання третього розділу пояснювальної записки до магістерської роботи			добре
7	Проведення дослідження розробленої моделі і написання четвертого розділу пояснювальної записки до магістерської роботи			добре
	Інтегральна оцінка виконання етапів календарного плану (як середня по етапам)			добре

Студент Татаров М. Г.
(підпис) (прізвище та ініціали)

Керівник роботи _____ Гор'єв С. А.
(підпис) (прізвище та ініціали)

АНОТАЦІЯ

Представлена робота Татарова Максима Геннадійовича, на тему «Розробка і аналіз цифрової моделі радіотелеметричного тракту в системах радіозондування атмосфери».

Мета роботи полягає в розробки математичної модель системи передачі телеметричного сигналу: радіозонд - канал передачі - РЛС. Проаналізувати та вибрати форму зондуючих сигналів та провести аналіз розподілу енергії в спектрі імпульсній послідовності суперуючого сигналу. Провести декодування відбитого сигналу після проходження каналу передачі з урахуванням шуму та перетворення розподілу вірогідності шуму в тракті декодування РЛС.

В першому розділі магістерської кваліфікаційної роботи розглянуті теоретичні основи та технічні характеристики радіозонду.

В другому розділі дана математична модель зондуючих сигналів.

В третьому розділі представлені комп'ютерна модель формування імпульсних сигналів та методи спектрального аналізу які використовуються при обробці сигналів.

В четвертому розділі представлена розробка моделі проходження відбитого сигналу через канал з шумом спектрального аналізу та розподілу вірогідності шуму в тракті декодування РЛС

Заклучна частина містить результати декодування відбитого сигналу з шумом у приймачі РЛС.

Магістерська робота викладена на 60 сторінках, 36 рисунки, 44 формули, 3 додатки та 25 літературних посилань.

КЛЮЧОВІ СЛОВА: радіозондування, спектральний аналіз, вірогіднісний аналіз, розподіл вірогідності, перетворення Фур'є.

SUMMARY

The work of Maxim G. Tatarov on the topic "Development and analysis of the digital model of the radio-telemetry path in atmospheric radio-sensing systems" is presented.

The purpose of the work is to develop a mathematical model of the transmission system of a telemetric signal: a radio probe - a channel of transmission - radar. Analyze and select the form of probing signals and analyze the energy distribution in the spectrum of the pulse sequence of the suppressing signal. Conduct the decoding of the reflected signal after the passage of the transmission channel, taking into account the noise and transformation distribution of the probability of noise in the decoding path of the radar.

In the first section of the diploma project the theoretical bases and technical characteristics of the radio probe are considered.

In the second section, this mathematical model of uplifting signals is given.

The third section presents a computer model for the formation of pulsed signals and methods of spectral analysis used in the processing of signals.

In the fourth section the development of the model of passage of the reflected signal through the channel with noise spectral analysis and distribution of the probability of noise in the decoding path of the radar

The final part contains the results of decoding the reflected signal with noise in the radar receiver.

Master's thesis is presented on 60 pages, 36 figures, 44 formulas, 3 supplement and 25 literary references.

KEY WORDS: radio sensing, spectral analysis, probabilistic analysis, probability distribution, Fourier transform.

ЗМІСТ

ВСТУП.....	7
1 ТЕОРЕТИЧНІ ВІДОМОСТІ ТА ТЕХНІЧНІ ХАРАКТЕРИСТИКИ РАДІОЗОНДУ.....	9
1.1 Основні технічні характеристики радіозондів.....	11
2 МАТЕМАТИЧНА МОДЕЛЬ ЗОНДУЮЧОГО СИГНАЛУ	14
3 КОМП'ЮТЕРНЕ МОДЕЛУВАННЯ ЗОНДУЮЧИХ СИГНАЛІВ.....	20
4 ПРИЙМАЧ РАДІОЛОКАЦІЙНОЇ СТАНЦІЇ ТА ПРИНЦИП РОБОТИ ОСНОВНИХ ВУЗЛІВ.....	28
4.1 Вибір полоси пропускання приймача.....	30
4.2 Детектори і відеопідсилювачі.....	31
4.3. Аналіз розподілу енергії в спектрі імпульсної послідовності.....	31
5 КОМП'ЮТЕРНЕ МОДЕЛЮВАННЯ СУПЕРУЮЧИХ СИГНАЛІВ, ШУМИ, ВІДБИТИЙ СИГНАЛ.....	36
5.1 Аналіз впливу адитивного шуму.....	40
5.2 Приймач радіолокаційної станції і принцип роботи основних вузлів.....	42
6 ДЕКОДУВАННЯ ВІДБИТКУ ЗОНДУЮЧОГО СИГНАЛУ У ПРИЙМАЧІ РАДІОЛОКАЦІЙНОЇ СТАНЦІЇ.....	45
6.1 Модуляція амплітудно-модульованого сигналу.....	45
6.2 Демодуляція амплітудно-модульованого -сигналу.....	46
6.3 Комп'ютерне моделювання кодування суперуючого сигналу та декодування шумового відбитого сигналу.....	50
ВИСНОВКИ.....	60
ПЕРЕЛІК ДЖЕРЕЛ ПОСИЛАНЬ.....	61
ДОДАТКИ.....	64

Додаток А П-імпульсний сигнал в полосі частот.....	65
Додаток Б Графік енергії імпульсного сигналу.....	66
Додаток В Графічна частина магістерської роботи.....	67

ВСТУП

Розроблено математичну модель системи передачі телеметричного сигналу: радіозонд - канал передачі - РЛС. Дистанційний сигнал радіозонда є послідовність суперуючих імпульсів.

Суперуючими імпульсами є послідовність прямокутних імпульсів тривалістю 0.3 мксек з періодичністю $T_{\text{и}} = 1/800 \text{ кГц} = 1.25 \text{ мксек}$. модульованих частотою 1780 мГц - амплітудно-імпульсний модульований сигнал.

Випромінювані радіолокаційною станцією (РЛС) радіохвилі називають зондуючим або прямим сигналом РЛС. Сигналами називають й різні електричні процеси, використовувані при формуванні зондуючих сигналів та для обробки прийнятих. Сукупність властивостей о цілях, отриманих забезпеченням радіолокації, називають радіолокаційною інформацією.

В процесі отримання радіолокаційної інформації зазвичай виділяють наступні етапи: виявлення, вимірювання, розділення, розпізнавання. Виявлення радіолокаційних сигналів зводиться до прийняття рішення про їх наявність або відсутність на вході приймача РЛС з мінімально допустимими ймовірностями помилкових рішень, виникненні через поміхи[1].

Вибір зондуючи сигналів радіолокаційних станцій (РЛС) та способів обробки відбитих сигналів все ще залишається тяжкою проблемою, так як приходится виходити не тільки із потенціальних можливостей сигналі, але і урахувати технічні проблеми виготовлення реальних приладів.

Канал передачі являє собою суму суперуючою імпульсної послідовності і шуму з нормальним законом розподілу.

Приймач РЛС супергетеродинного типу з каналом проміжної частоти на 30 мГц і некогерентного амплітудного детектора для виділення обвідної суперуючих імпульсів, сигнал якої є телеметричною інформацією метеорологічних величин[1].

В результаті моделювання отримані статистичні характеристики шуму на різних етапах проходження телеметричного сигналу через радіоканал, в тому числі середньоквадратичне значення шуму, відношення сигнал-шум і гістограма розподілів значень амплітуд шуму як на вході приймача РЛС, так і на виході амплітудного детектора. Отримані статистичні характеристики шуму в різних точках приймального тракту РЛС дозволять розробити алгоритм оптимальної фільтрації та порогової обробки виділення телеметричної інформації з суми сигнал + шум.

1 ТЕОРЕТИЧНІ ВІДОМОСТІ ТА ТЕХНІЧНІ ХАРАКТЕРИСТИКИ РАДІОЗОНДУ

Радіозонд - автоматичний фізичний прилад, який міряє параметри стану повітря в міру підйому в вільні атмосфері і результати вимірювань передає по радіо на землю. Метеорологічні величини (температура повітря, тиск, вологість і ін.) При радіозондуванні вимірюються за допомогою чутливих елементів або датчиків, а швидкість і напрям вітру на різних висотах визначаються по координатам радіозонда, які отримують, спостерігаючи за ним у оптичний теодоліт або супроводжуючи його за допомогою радіотеодоліта або радіолокатора[3].

Винахідником радіозонда і методу його використання для дослідження атмосфери є радянський вчений-аерології Павло Олександрович Молчанов.

Вперше ідея методу радіозондування була висловлена Молчановим в 1923 році: він запропонував прилад, подібний зондовому метеорографу з передавачем, що не записуючим своїх показань, а передають їх у вигляді радіосигналів на землю. Таким чином, дані зондування могли бути отримані негайно і незалежно від подальшої долі приладу. Однак на створення діючого радіозонда було потрібно близько семи років. Перший в світі успішний запуск радіозонда був виконаний П. А. Молчановим 30 січня 1930 в 13 ч. 44 хв. за московським часом з території аерологічної обсерваторії в Павловську. Після розшифровки прийнятих сигналів результати зондування відразу ж були передані в Ленінградське бюро погоди і в Москву в Центральний інститут прогнозів. Це було перше в світі оперативне аерологічної повідомлення.

Радіозонд був першу радіотелеметричною лінією, за принципом якої в даний час здійснюється передача даних метеорологічних, геофізичних та космічних ракет і штучних супутників.

У наш час скидаються радіозонди (з літака) широко використовуються для отримання додаткової інформації про стан атмосфери.

До появи радіолокації вимірювання швидкості і напрямлення вітру проводилися методом куль-пілотів, застосування якого обмежена можливостями прямої видимості кулі. Саме таким чином вимірювався вітер при випуску перших радіозондов. Весною 1943 року співробітники ЦАО В. В. Костарев, Г. І. Голишев і Р. О. Тидельская вперше застосували радіолокаційну техніку для вимірювання вітру на висотах. Стало можливим регулярно отримувати повні дані температурно-вітрового зондування незалежно від стану погоди. За результатами цієї роботи була в подальшому створена перша в світі мережа радіовітрових спостережень.

У 1955 р в СРСР була створена система радіозондування на базі радіотеодоліта «Малахит» і радіозонда А-22; ця система використовується на деяких наземних станціях і, особливо, на дрейфуючих станціях в Арктиці до сих пір. В кінці 50-х років з'явилася принципово нова система зондування «Метеорит-РКЗ», в якій реалізований метод вторинної радіолокації (з активною відповіддю) для вимірювання похилої дальності і організований суміщений радіоканал для передачі телеметричної інформації та вимірювання координат радіозонда. Супровід радіозонда по кутових координатах, прийом і реєстрація сигналів здійснюються автоматично. Це відкрило широкі можливості для безперервного вдосконалення системи зондування. Модернізована РЛС «Метеорит-2» забезпечує дальність прийому сигналів радіозонда на відстані до 300 км. В даний час на мережі експлуатується новий аерологічної радіолокатор «Титан», який входить до складу аерологічної обчислювального комплексу

(АВК-1). АВК-1 забезпечує повну автоматизацію прийому і обробки сигналів радіозонда аж до видачі аерологічних повідомлень[2].

Роботи в області метеорологічної радіолокації спрямовані на розробку технічних засобів, що забезпечують розширення обсягу та підвищення якості інформації, отриманої за допомогою метеорологічних радіолокаторів (МРЛ). Розроблено радіолокаційний метод виявлення зон турбулентності в хмарах і опадах, а також методи оцінки градобезпеки хмар і вимірювання опадів на великих площах. Радіолокація також застосовується для вимірювання руху в ясному небі і в хмарах, і для інших цілей. Радіолокаційна техніка широко використовується для радіометеорологічних вимірювань на літаках-лабораторіях.

Розвиток ракетної і космічної техніки дозволило виконувати аерологічні дослідження на верхню атмосферу. Ракетні дослідження високих шарів атмосфери в СРСР почалися в 1947 р, коли С. Н. Вернова і ін. Була вперше запущена ракета для вивчення космічних променів на великих висотах. Надалі ракетні дослідження розвивалися за двома напрямками. У першому напрямі вивчалися властивості верхньої атмосфери, її склад та космічні промені з використанням потужних геофізичних ракет, що піднімаються на висоти понад 100-150 км; у другому напрямку вивчення атмосфери здійснювалося за допомогою так званих метеорологічних ракет, що піднімаються до висот 65-100 км. Пуск першої радянської метеорологічної ракети МР-1 був виконаний під керівництвом В. А. Путохіна і Г. І. Голишева в жовтні 1.

1.1 Основні технічні характеристики радіозондів

Несуча частота у радіозондів всіх типів 1782 ± 8 мГц, частота проходження імпульсів (суперуюча частота) 800 кГц, чутливість до імпульсів запиту РЛС

50 дБ. Діапазон вимірювання температури $+50^{\circ}\text{C}$ - 80°C , вологості 15 - 58 % при температурі не нижче мінус 40°C . Діапазон зміни опорної частоти у МАРЗ-2-1 2080 ± 80 Гц, у МАРЗ-2-2 1080 ± 40 Гц. Тривалість паузи у випромінюванні радіозонда МАРЗ-2-1, 65 ± 15 мкс. МАРЗ-2-2, 240 ± 40 мкс. Черговість надходження телеметричної інформації $F_{on}, F_t, F_u, F_t, F_{on}$, при тривалості циклу 25сек.

Блок-схема радіозонда типу МАРЗ аналогічна блок-схемі радіозонду типу РКЗ (рис.1.1). Проте елементна база інша. Насамперед, в схемі немає жодної лампи, отже, нема необхідності у живленні великої ємкості.



Рисунок 1.1 - Блок-схема радіозонда типу МАРЗ: R_{on} - резистор опорної частоти; R_t - резистор температурної частоти; R_u - резистор частоти вологості

Автогенератор СВЧ безперервно вироблює електромагнітні коливання несучої частоти (1780 мГц). На ці коливання накладаються майже синусоїдальні коливання з частотою 800 кГц, які вироблюються (теж безперервно) генератором суперуючих імпульсів.

Ці коливання необхідні для того, щоб забезпечити роботу передавача в режимі надгенерації, тобто зробити його здатним відповідати на запити РЛС більш потужним, ніж звичайно (приблизно на 15 %) випромінення з наступною паузою у випроміненні. Завдяки цьому за часом запізнення між імпульсом запиту РЛС і відповідною паузою радіозонда можливе вимірювання дальності до радіозонду.

2 МАТЕМАТИЧНА МОДЕЛЬ ЗОНДУЮЧОГО СИГНАЛУ

Під радіолокаційним зондуючим сигналом (ЗС) розуміють радіохвилю, випромінену передаючою антеною РЛС в простір. В активній радіолокації с пасивною відповіддю ЗС забезпечує появу відбитих від цілі сигналів. В ролі ЗС зазвичай використовують надвисокочастотні (НВЧ) коливання ($3 \cdot 10^8 + 3 \cdot 10^{12}$ Гц).

В загальному випадку ЗС може бути представлена у вигляді:

$$x(t) = X(t) \cdot \cos(2\pi f_0 t + \varphi(t) + \varphi_0), \quad (2.1)$$

де $X(t)$, $\varphi(t)$ - закони амплітудної і фазової модуляції;

f_0 - несуча частота;

φ_0 - початкова фаза.

В комплексній формі зондуючий сигнал можна записати таким чином:

$$\dot{x}(t) = X(t) e^{j(2\pi f_0 t + \varphi(t) + \varphi_0)} = \dot{x}(t) e^{j2\pi f_0 t}, \quad (2.2)$$

де $\dot{x}(t) = x(t) e^{j(2\pi f_0 t + \varphi_0)}$ - комплексна амплітуда сигналу.

Фізично існуючий сигнал (2.1) є реальною частиною комплексного сигналу (2.2), тобто (2.3)

$$x(t) = \operatorname{Re}\{\dot{x}(t)\}. \quad (2.3)$$

Геометричною інтерпретацією ЗС в формі (2.2) є вектор (рис.2.1) довжиною $X(t)$ який обертається проти годинникової стрілки з кутовою швидкістю

$$\omega = \omega_0 + \Delta\omega(t). \quad (2.4)$$

де $\omega_0 = 2\pi f_0$; $\Delta\omega(t)$ - закон частотної модуляції.

Всі радіолокаційні ЗС можна розділити на імпульсні і непримивні. Імпульсні ЗС можуть бути одиничними або у вигляді послідовності (пачки) радіоімпульсів

Імпульсні ЗС діляться на радіоімпульси без внутрішньо-імпульсної модуляції і радіоімпульси з внутрішньо-імпульсною модуляцією (частотної або фазової). Перші з вказаних ЗС відносять до простих сигналів, а другі – до складних, або енергетичним широкополосним сигналам (ШПС)[2].

Прості сигнали мають множник ширини спектра Δf_c на тривалість τ_n , яке називається базою, порядку 1, $n = \Delta f_c \cdot \tau_n \approx 1$, а складні сигнали за рахунок внутрішньо-імпульсної модуляції і незалежного вибору тривалості сигналу можуть мати базу $n = \Delta f_c \cdot \tau_n \gg 1$. Через важність широкополосних сигналів роздивимось їх окремо, а тут приведемо моделі простих ЗС, найбільше розповсюдження серед яких в радіолокації знайшли прості радіоімпульси і пачки радіоімпульсів.

Прості радіоімпульси це НВЧ-коливання, промодульовані тільки по амплітуді. Найбільше використовуються прямокутні або гаусові радіоімпульси. Математично вони записуються таким чином (2.5)

$$x(t) = X(t) \cos(\omega_0 t + \varphi_0), \quad (2.5)$$

де

$$X(t) = \begin{cases} X_0, & |t| \leq \tau_n/2 \\ 0, & |t| > \tau_n/2 \end{cases} \quad \text{- для прямокутного;}$$

$$X(t) = X_0 e^{-\left(\frac{t}{\tau_n}\right)^2} \quad \text{- для гаусових радіоімпульсів.}$$

Графічно закони модуляції та самі радіоімпульси представлені на (рис 2.1)

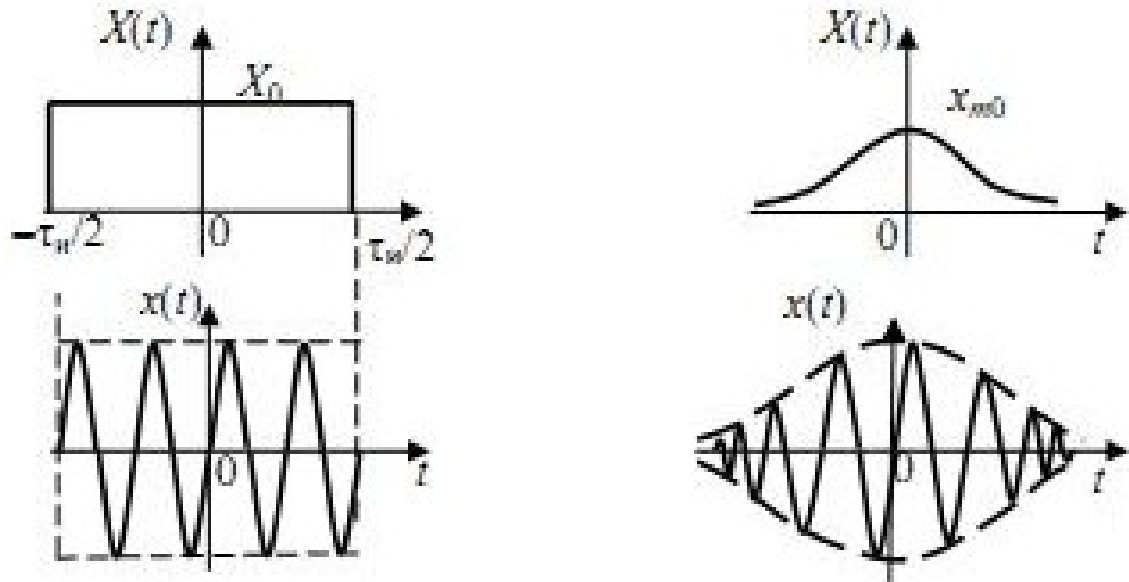


Рисунок 2.1 – Закони модуляції і вид прямокутного і гаусового радіоімпульсів

В РЛС широко застосовуються ЗС в виді пачки радіоімпульсів (2.6):

$$x(t) = \sum_{k=1}^M X_k [t - (k-1)T] \cos \{ 2\pi f_0 t + \varphi_k [\cdot] \varphi_{0k} \}, \quad (2.6)$$

де $X[\cdot]$, $\varphi_k [\cdot]$ - закони амплітудної і фазової модуляції;

T – період повторення імпульсів;

M – число імпульсів в послідовності;

φ_{0k} - початкова фаза k -го імпульсу.

Послідовність прямокутних радіоімпульсів, які мають період повторення T і має вигляд (рис. 2.2)

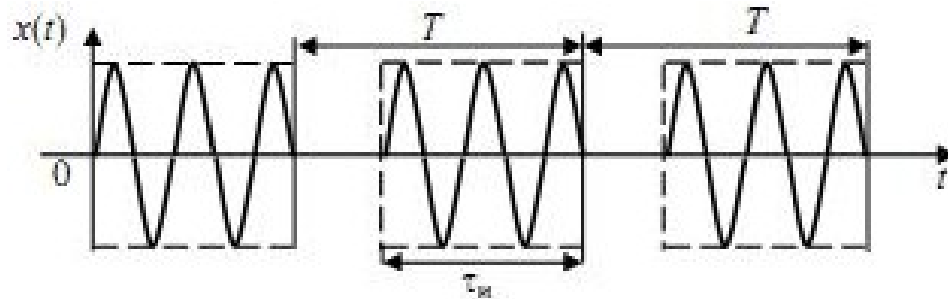


Рисунок 2.2 – Послідовність прямокутних радіоімпульсів

Якщо початкова фаза радіоімпульсів в послідовності постійна або змінюється по закону, то така послідовність когерентна.

Непреривні ЗС діляться на наступні види:

- 1) монохроматичні, сигнали без модуляції НВЧ – коливань;
- 2) сигнали з частотною модуляцією;
- 3) сигнали з ФКМ (фазокодоманіпулятивні).

Дані сигнали можна розглядати як відповідні одиночні, нескінченної тривалості (рис. 2.1), або як нескінченну періодичну послідовність прилеглих одне до одного сигналів (2.2) [3].

Таким чином для вирішення задач радіолокації застосовуються різні види ЗС: імпульсні, непреривні, з внутрішньо-імпульсною модуляцією і без неї, одиничні і пачкові.

Конкретний вид застосованого сигналу обирається вимогами до якості вирішення задач радіолокації і відповідно вимогам до характеристик РЛС.

Несуча частота f_0 може бути різною в залежності від робочого діапазону РЛС. Вся радіолокаційна техніка заснована на застосуванні УКВ – діапазону

(ультракороткохвильового), яка має довжину менше 10м. Важливою частотною характеристикою сигналів є їх спектр (рис. 2.3). Зондуючий сигнал і його спектр зв'язані між собою декількома перетвореннями.

Фур'є: прямим, в відповідності з яким відбувається перехід від тимчасового представлення до частотного:

$$\dot{q}(f) = \int_{-\infty}^{\infty} \dot{x}(t) e^{-j2\pi ft} dt, \quad (2.7)$$

і зворотним, дозволяє перейти від частотного представлення сигналу до тимчасового:

$$\dot{x}(t) = \int_{-\infty}^{\infty} \dot{q}(f) e^{j2\pi ft} df. \quad (2.8)$$

Аналогічний зв'язок існує між законом модуляції і його спектром:

$$\begin{aligned} \dot{G}(f) &= \int_{-\infty}^{\infty} \dot{X}(t) t^{-j\pi 2ft} dt, \\ \dot{X}(t) &= \int_{-\infty}^{\infty} \dot{G}(f) e^{j2\pi ft} df. \end{aligned} \quad (2.9)$$

Спектр сигналу $q(f)$ представляють у вигляді амплітудно-частотного спектру (АЧС) та фазочастотного спектру (ФСЧ) (рис. 2.3.):

$$\dot{q}(f) = |\dot{q}(f)| e^{j \arg \dot{q}(f)}, \quad (2.10)$$

де $|\dot{q}(f)|$ - АЧС сигналу; $\arg \dot{q}(f)$ - ФСЧ сигналу.

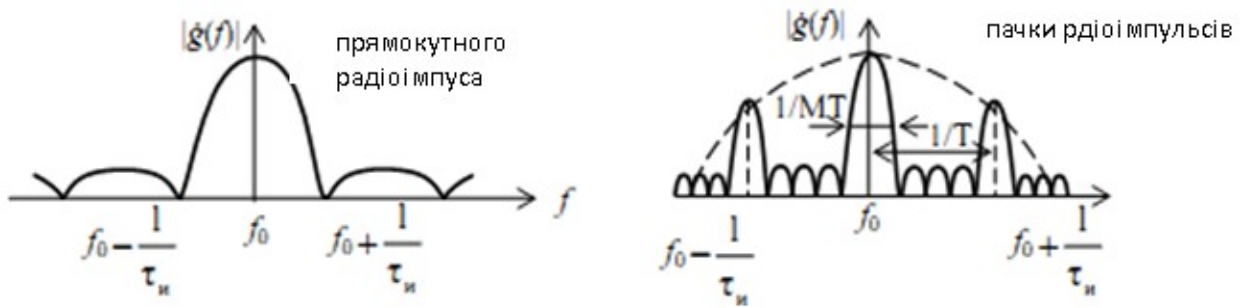


Рисунок 2.3 – АЧС типових простих сигналів

Область частот, в межах якої зосереджена основна частина всієї енергії сигналу, називається шириною спектра Δf_c . Звичайно ширина спектру характеризується полосою частот, де зосереджено -90% енергії сигналу. Наприклад, ширина спектру прямокутного радіоімпульсу і пачки прямокутних імпульсів рівна $\Delta f_c = 1/\tau_n$.

3 КОМП'ЮТЕРНЕ МОДЕЛУВАННЯ ЗОНДУЮЧИХ СИГНАЛІВ

Імпульсно-модульований сигнал представляє собою послідовність імпульсів з високочастотним заповнення.

Для формування дискретизованого сигналу, заданого яким-небудь виразом, необхідно спочатку сформувати вектор дискретних значень часу. Для цього краще задати значення частоти дискретизації F_s (samplingfrequency) і використовувати обернену величину у якості кроку часового ряду. Частота дискретизації зв'язана з проміжною частотою приймача і рівною $30 \cdot 4 = 120$ МГц.

Необхідно відмітити, що частоту дискретизації слід обирати так, щоб кількість відліків на інтервалі тривалості імпульсу, з урахуванням наступної амплітудної модуляції каналу проміжної частоти приймача РЛС, було достатньо великим, так як через погрішність розрахункового числа відліків на цьому інтервалі може відрізнятись від потрібного на одиницю[4].

Для формування послідовності прямокутних імпульсів з періодом T слугує функція square: $y = \text{square}(2 \cdot \pi \cdot t / T, \text{duty})$. Параметр duty – це відношення тривалості імпульсу к періоду (у відсотках). За замовчуванням значення параметру рівне 50, тобто генерується меандр, в даному випадку функція аналогічна функція $\sin(x)$, але замість синусоїди формується імпульсна послідовність. Сформуємо послідовність монополярних прямокутних імпульсів (рис. 3.1).

Код програми Matlab:

```
Fp=(30*10^6)*4;% Hz частота дискретизации в 4-ри раза больше
промежуточной частоты
Ts=1/(Fp*1);% интервал дискретизации
Fmax=1/Ts;% Hz максимальный диапазон частот для ПФ
```

```

k=4;%количество периодов обработки
tau=0.3*10^-6;% длительности импульса ответчика радиозонда
Ti=1/(800*10^3);%периода импульсной последовательности ответчика в сек
при частоте 800 кГц; Ti=1/(800*10^3)
t=0:Ts:Ti*k;%вектор отсчетов времени, интервал дискретизации Ts
tau=0.3*10^-6; % длительности импульса ответчика
sk=((0.3*10^-6)/Ti)*100; % скважность в процентах; sk=((0.3*10^-6)/Ti)*100;
S=0.5*square(2*pi*t/Ti, sk)+0.5; %Импульсный сигнал , импульсная
последовательность ответчика
figure, plot(t,S),grid on,axis([0 k*Ti -0.1 1.1]),title(' П-импульсный сигнал'),
xlabel('время сек') ,ylabel('амплитуд'),
figure, plot(S),grid on,title(' П-импульсный сигнал'), xlabel('отсчеты
Ts') ,ylabel('S(t)')

```

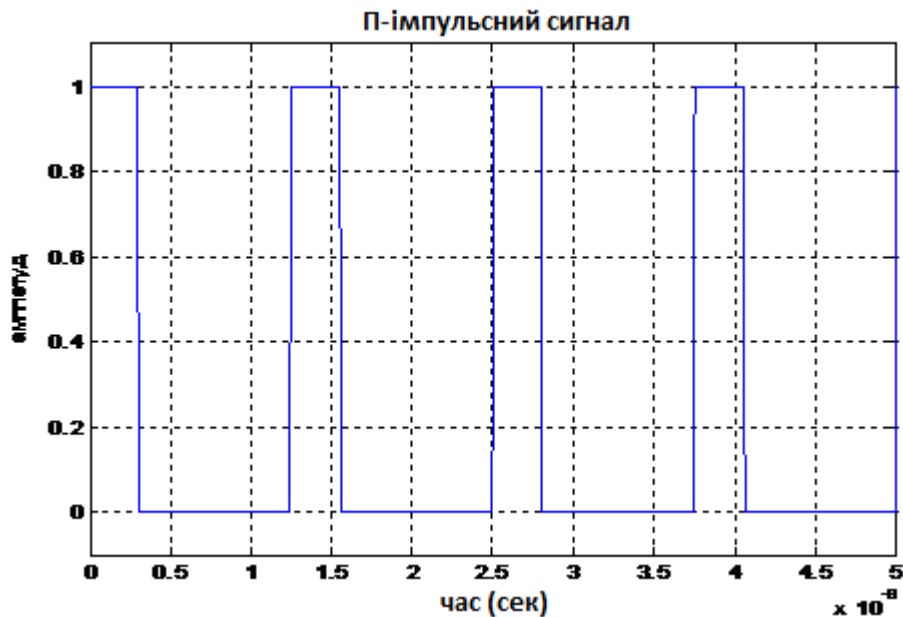


Рисунок 3.1 – Дискретне перетворення Фур'є

Дискретне перетворення Фур'є (ДПФ) є основою спектрального аналізу сигналів. Інструкція $y = \text{fft}(x)$ – вираховує пряме ДПФ для вектора x , якщо x – матриця, перетворення проводиться для кожного його стовпця по різності: $y = \text{fft}(x, N)$ (рис. 3.2).

Код програми Matlab:

```
df=1/(Ti*k);%дискрет частоты или интервал дискретизации по частоте для
спектрального анализа
XS=fft(S); AX=abs(XS);
f=0:df:Fmax;%вектор отсчетов частоты, соответствующий интервалу
дискретизации по частоте df
Sf=abs(AX(1)*sin(2*pi*f*tau/2)./(2*pi*f*tau/2));%теоретический вычисленный
спектр прямоугольного импульса, что соответствует огибающей спектра
импульсной последовательности
figure, plot(f,AX),grid on,hold on,plot(f,Sf,'r'),axis([0 Fmax/2 min(AX)
max(AX)]),title('спектр импульсного сигнала'),
xlabel('Частота ( Гц )'),ylabel(' XS(f)'),
```

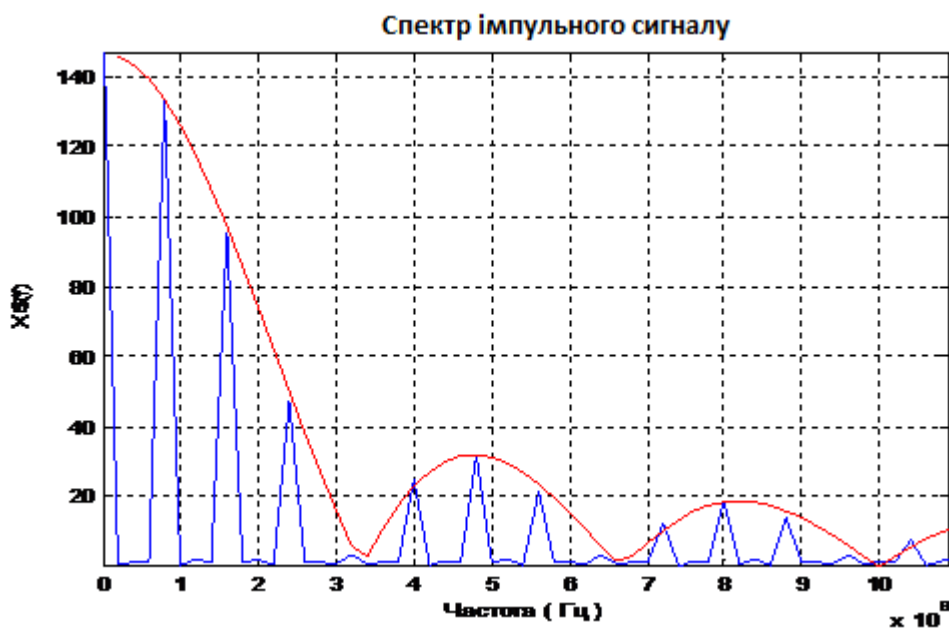


Рисунок 3.2 – Спектр імпульсного сигналу

Для більшої наглядної оцінки спектру імпульсної послідовності з точки зору, оцінки розподілу енергії в спектрі, амплітуди спектру представимо в децибелах (рис. 3.3).

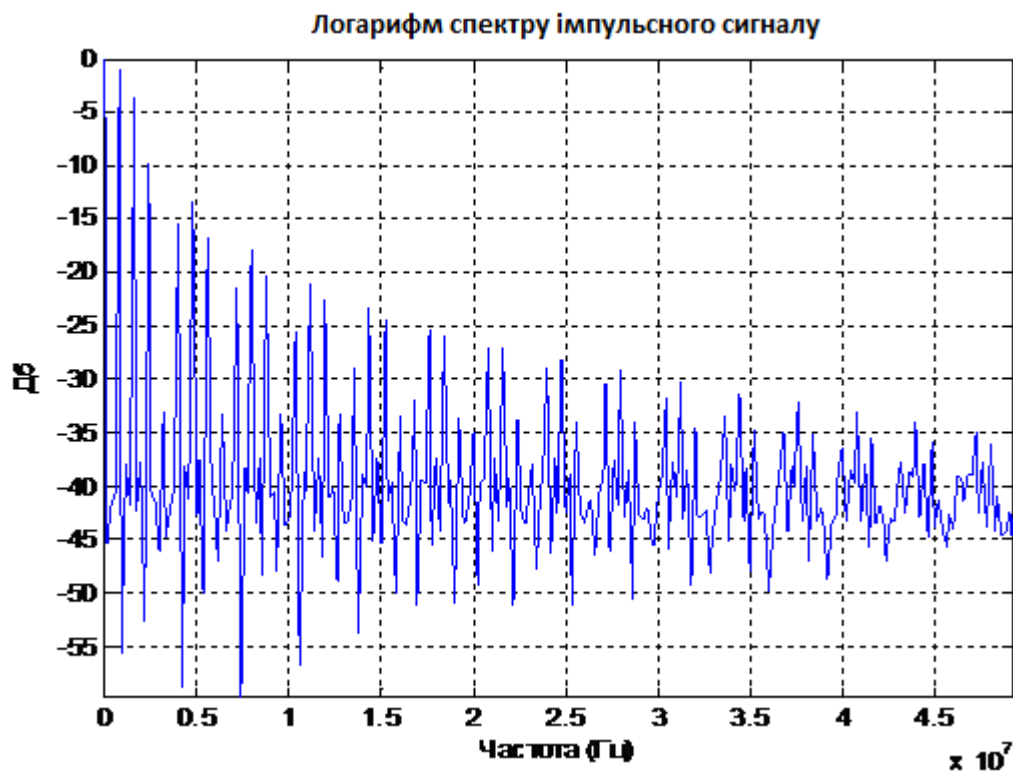


Рисунок 3.3 – Логарифм спектру імпульсного сигналу

Аналізуючи спектр імпульсної послідовності з точки зору оцінки розподілу енергії в спектрі, для бази сигналу $B = \Delta f \cdot \tau \approx 1$, що відповідає полосі до 3-х мегагерца. Однак рівень бокових лепестків спектру імпульсного сигналу прямокутних імпульсів настільки великий, що говорить про оптимальність обраного сигналу, що приводить до втрати потужності сигналу після фільтрації. Для цього необхідно згладити прямокутний імпульс.

Згладження першого прямокутного імпульсу за допомогою гаусового фільтру, який отримав широке застосування в системах зв'язку (стандарт GSM), це дозволяє отримати максимальне випромінення до 3-х МГц [5] (рис. 3.4, рис. 3.5).

Код програми Matlab:

```
%% проектирование импульсного сигнала ответчика в виде функции Гаусса
%h = gaussfir(bt,n,o); %функция в матлаб-7.2
nw=61;
gw = gausswin(nw);% Гаусса окно
h=gw;
figure,stem(h), grid,title(' импульсГаусса '),xlabel('отсчеты'); ylabel('h') ,
Fh=fft(h,256); Afh=abs(Fh);
fh=0:1/(Ts*255):Fmax;
figure,plot(fh,Afh), grid, title('МодульФурье-изображенияимпульсаГаусса ');
xlabel('Частота (Гц)'); ylabel('Модуль') ,
Si=0.5*square(2*pi*t/Ti, 0.6)+0.5; %импульсная последовательность ответчика
как delta-функция
SI=filter(h,1,Si); % свертка последовательность delta-функция и импульса Гаусса
figure, stem(t,SI),gridon,title(' импульсная последовательность импульсов Гаусса'),
xlabel('время сек')) ,ylabel('амплитуда'),
XSI=fft(SI); %AX=abs(XS);
sh_SI=fftshift(XSI); f1=-Fmax/2 : df : Fmax/2; ash_SI=abs(sh_SI);
figure,plot(f1,ash_SI), grid, title('МодульФурье-
изображенияимпульснаяпоследовательностьГаусаимпульса ');
xlabel('Частота (Гц)'); ylabel('Модуль') ,
figure,plot(f1,20*log10(ash_SI)), grid, title('МодульФурье-
изображенияимпульснаяпоследовательностьГаусаимпульса ');
xlabel('Частота (Гц)'); ylabel('Дб'),
```

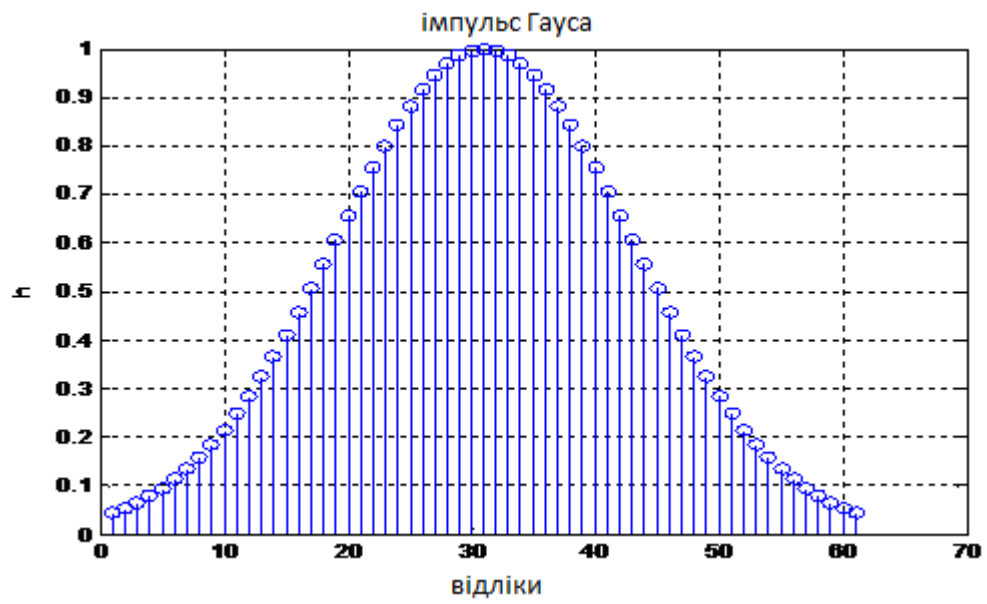


Рисунок 3.4 – Імпульс Гауса

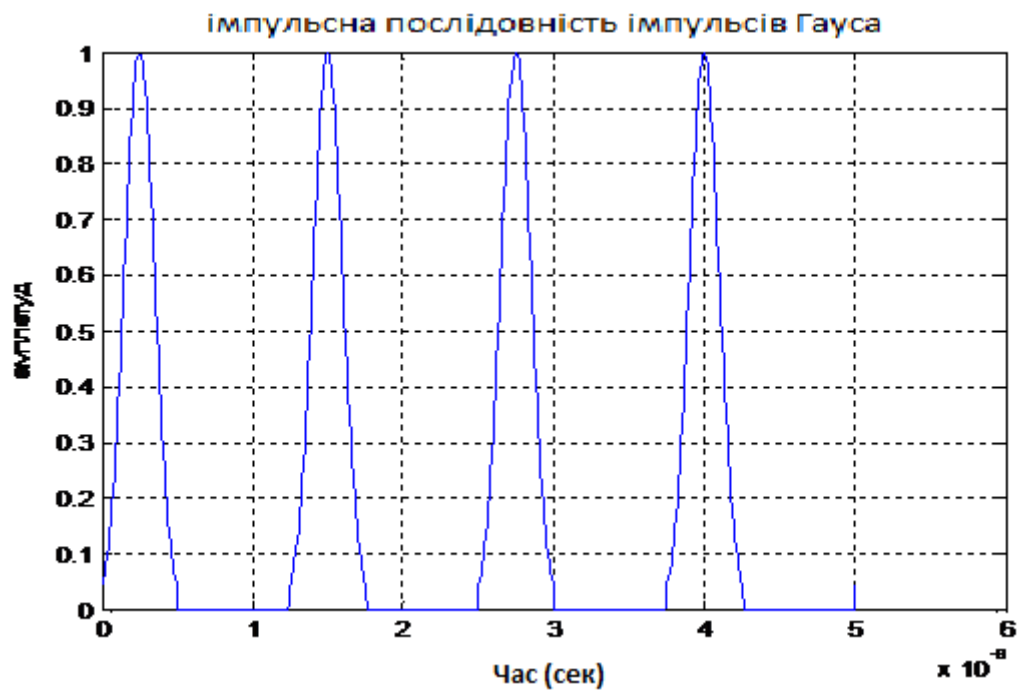


Рисунок 3.5 – Імпульсна послідовність Гауса

Дискретне перетворення Фур'є імпульсної послідовності Гаусових імпульсів (рис. 3.6, рис. 3.7).

Код програми Matlab:

```
XSI=fft(SI); %AX=abs(XS);
sh_SI=fftshift(XSI); f1=-Fmax/2 : df : Fmax/2; ash_SI=abs(sh_SI);
figure,plot(f1,ash_SI), grid, title('Модуль Фурье-
изображения импульсная последовательность Гауса импульса ');
xlabel('Частота (Гц)'); ylabel('Модуль') ,
figure,plot(f1,20*log10(ash_SI)), grid, title('Модуль Фурье-
изображения импульсная последовательность Гауса импульса ');
xlabel('Частота (Гц)'); ylabel('Дб'),
```

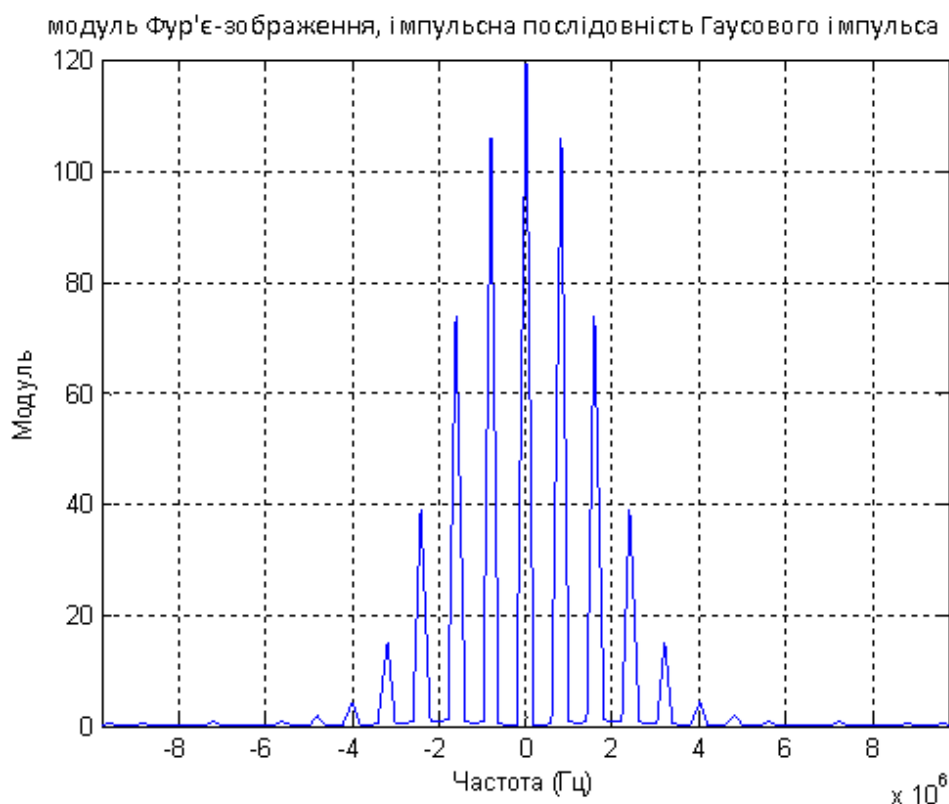


Рисунок 3.6 – Імпульсна послідовність Гауса імпульсу

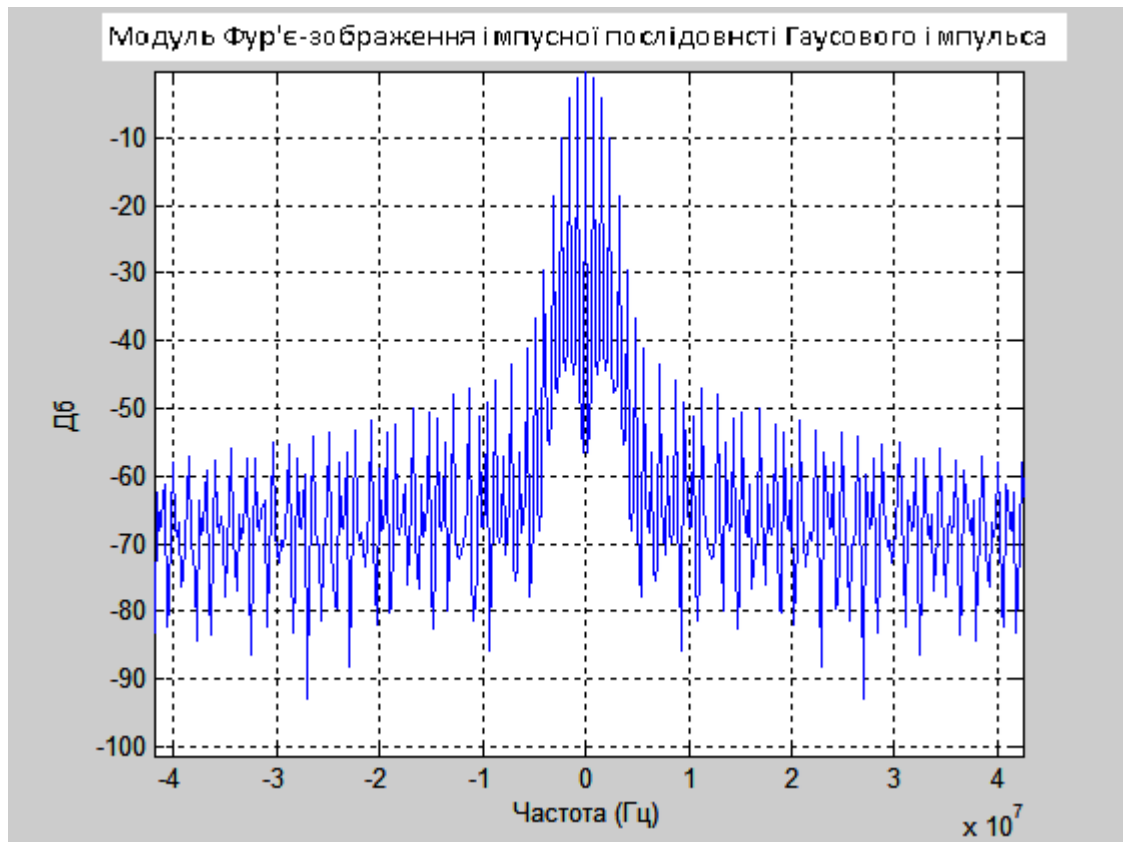


Рисунок 3.7 – Імпульсна послідовність Гауса імпульсу

Попередній аналіз розподілу енергії сигналу в спектрі імпульсної послідовності показує, що щільність спектру послідовності імпульсів Гауса компактно розташована в полосі частот вище 4 МГцта не перевищує -40 дБ. Рівень бокових лепестків спектру прямокутного імпульсу вище 4 МГц знаходиться на рівні -15 дБ.

4 ПРИЙМАЧ РАДІОЛОКАЦІЙНОЇ СТАНЦІЇ ТА ПРИНЦИП РОБОТИ ОСНОВНИХ ВУЗЛІВ

Радіоприймальні прилади НРЛС супергетеродинного типу призначені для виділення, підсилення і перетворення енергії радіохвиль, необхідних для нормальної роботи індикаторного пристрою.

Особливості приймачів радіолокаційних станцій є підсилення в широкій полосі частот, обумовлений прийомом коротких імпульсів, великими викидами частоти гетеродину, неточностями настройки елементів схеми і впливом різних дестабілізуючих факторів. Загальне підсилення в приймачі супергетеродинного типу відбувається в каскадах підсилювача проміжної частоти і відео підсилювачі[4].

Динамічний діапазон приймача повинен бути таким, щоб було можливо знайти найбільш слабкі сигнали і не перевантажитись при прийманні самих сильних відбитих сигналів.

Таким чином, основними характеристиками радіоприймачів РЛС є: чутливість, коефіцієнт шуму, вибірковість, полоса пропускання, коефіцієнт підсилення, динамічний діапазон, вихідна потужність і якість відтворення сигналів.

Основні конструктивні характеристики: механічна витримка, вологостійкість, стійкість до коливань температури, габаритні розміри.

Спрощена функціональна схема приймача НРЛС з блоком автоматичної настройки частоти (АПЧ) приведена на (рис. 4.1.)

Підсилення проміжної частоти, надходячих від змішувача, проводиться багато каскадним транзисторним УПЧ, контури якого підстроєні на фіксовану частоту 60 МГц і має полосу пропускання до 4...18 МГц.

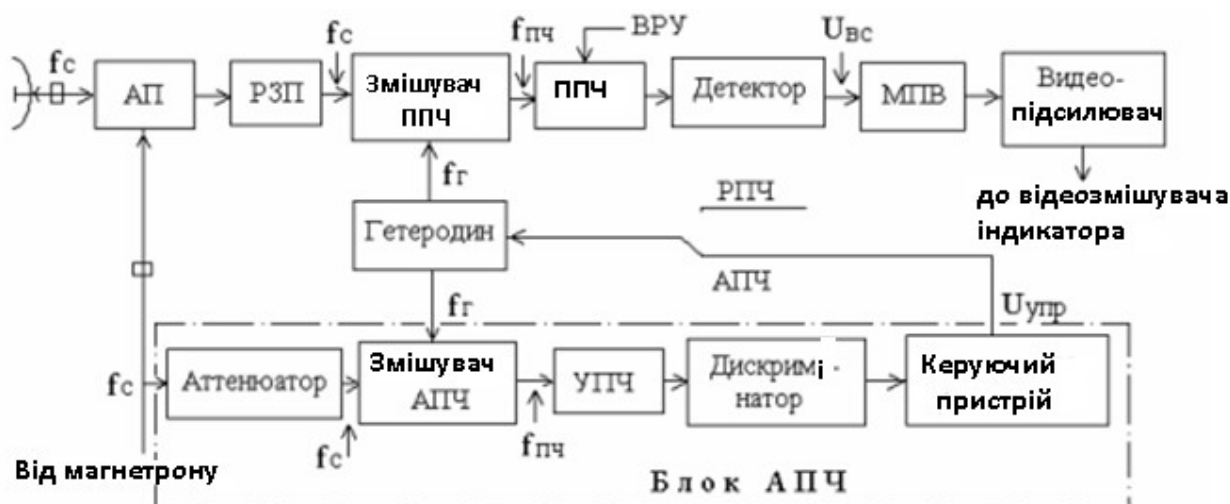


Рисунок 4.1 – Підсилювач проміжної частоти

Імпульси на вході приймача в залежності від відстані до об'єкта та його відбиваючої поверхні змінюється по потужності в $10^{10} \dots 10^{12}$ раз (на 100 ... 120 дБ) або по амплітуді напруги в $10^5 \dots 10^6$ раз. Рівномірне підсилення приймача в такому діапазоні напруг мати не обов'язково, так як в індикаторі РЛС використовується ЄЛТ, у яких управляючий сигнал, перевищує шум в 3...5 раз, визиває насичення яскравості на екрані[6].

На даний час в приймачі РЛС застосовують лінійні і логарифмічні УПЧ, які відрізняються одне від одного характером амплітудних залежностей вихідної напруги від вхідної.

Приймач РЛС повинен виконувати підсилення імпульсних сигналів при мінімальних спотвореннях форми імпульсів, які поступають на його вхід. Це потребує правильного вибору проміжної частоти і полоси пропускання тракту УПЧ. Широкополосність радіолокаційних приймачів знижує їх чутливість через зростання рівня шумів, які маскують слабкі корисні сигнали. Щоб цього уникнути добавляють ще декілька каскадів УПЧ.

УПЧ характеризується:

- 1) значенням проміжної частоти;
- 2) коефіцієнтом підсилення на робочій частоті;
- 3) шириною полоси пропускання
- 4) вибірковістю, яка показує, у скільки разів зменшується підсилення при заданому налаштуванні.

Для збереження форми огибаючі підсилені імпульси ПЧ звичайно обирається рівною 60 МГц. Таке значення забезпечує також необхідну вибірковість приймача, полегшує виділення відеосигналу при детекції, дозволяє отримати необхідне значення на кожному каскаді (4.1)

$$\Delta f_{\text{онт.}} = 1,37 / \tau_{\text{и}}. \quad (4.1)$$

Для забезпечення необхідного підсилення в УПЧ приймається більше число каскадів (біля 10). Звичайно, при перемиканні шкал дальності, в НРЛС змінюється тривалість імпульсів випромінюваних СВЧ імпульсів. На малих шкалах, при малій тривалості імпульсів СВЧ, полоса пропускання УПЧ повинна розширюватися. Це досягається шляхом паралельного підключення до каскадів опору. Цим самим зменшується добротність і тим самим розширяється полоса пропускання [1].

4.1 Вибір полоси пропускання приймача

Полоса пропускання приймача визначає:

- 1) спотворення форми імпульсів
- 2) величину відношення сигнал/шум
- 3) Лінійне спотворення форми імпульсу

По мірі розширення полоси пропускання тривалість фронту і спаду імпульсів зменшується, а значить скорочується загальна тривалість, а форма майже приймає початкову – прямокутну однаке при цьому збільшується рівень шумів.

Оптимальною полосою пропускання приймача називається таке її значення при якому відношення сигнал/шум на виході приймача буде максимальним.

4.2 Детектори і відеопідсилювачі

Детектування – перетворення коливання ПЧ в огинаючу, відповідну корисному сигналу, тобто процес, зворотний модуляції. В морських РЛС в передавачі використовується амплітудна модуляція, відповідно, в приймачі амплітудний детектор, Амплітудне детектування забезпечує отримання згинаючої модульованого коливання (відео імпульсу) з радіоімпульсу ПЧ.

Виділення корисного відеосигналу від коливання ПЧ.

Амплітудний детектор включає в себе:

- 1) нелінійний елемент (діод);
- 2) опір навантаження;
- 3) фільтр (ємність навантаження)

При взаємодії на нелінійний елемент радіоімпульсу ПЧ на опір навантаження виділяється додатний відео імпульс з пульсаціями, які згладжуються фільтром, який знаходиться між детектором та відео підсилювачем. Отримуваний відео імпульс є основною в РЛС корисною інформацією [4].

4.3. Аналіз розподілу енергії в спектрі імпульсної послідовності

Як і в разі періодичних сигналів, при аналізі неперіодичних сигналів виникає проблема визначення ширини спектра. Теоретично спектр неперіодического сигналу безмежний, проте на практиці смугу частот сигналу розумно обмежують. Для цього, як і при аналізі періодичних сигналів, можуть бути застосовані як амплітудний, так і енергетичний критерії.

При виборі смуги пропускання підсилювача проміжної частоти необхідно брати до уваги:

- Спотворення форми імпульсів, що впливають на точність вимірювання координат;
- Величину відносини сигнал / шум (реальну чутливість), яка впливає на дальність виявлення [5].

Смуга частот, в якій зосереджена основна енергія випромінюваного сигналу і знаходяться частотні складові, які мають максимальні значення. Ширина спектра зазвичай вимірюється за рівнем 0,5 (ЗдБ) від максимального значення потужності.

Розглянемо деякі прості сигнали типу відеоімпульсів, т. Е. Сигналів, спектр яких зосереджений в області низьких частот, і визначимо енергію, що міститься в смузі від $f = 0$ до деякої граничної частоти f_g .

Спектральна щільність імпульсу визначається (рис. 4.2):

$$q(f) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t) \cdot e^{-2\pi f t} dt. \quad (4.2)$$

Енергія сигналу в полосі частот визначається (4.3)

end

```
figure,plot(f2, Dsum), grid, title('доля энергии импульсного сигнала в полосе частот '),
```

```
xlabel('Частота (Гц)'); ylabel('% процент энергии')
```



Рисунок 4.2 – Доля енергії П-імпульсного сигналу в полосі частот

Аналіз коефіцієнта характеризує концентрацію енергії в заданій смузі частот показує, що для зонduючого імпульсу тривалістю (рис. 4.3):

- 0,3 мксек смуга частот з 90% енергії становить:
- 85 мГц для прямокутного імпульсного сигналу і $f_{\Gamma} * t_{\Gamma} =$;
- 6 мГц для імпульсного сигналу Гаусса.

Від повної енергії зонduючого сигналу, що випромінюється РЛС, залежить її здатність виявляти цілі і виробляти точні вимірювання при наявності шуму. Перший крок при виборі зонduючого сигналу полягає у

визначенні з рівняння дальності радіолокації енергії, необхідної для виявлення і вимірювання параметрів луна-сигналу на максимальній дальності дії.

Потім слід вибрати вил і спосіб формування сигналу, що володіє такою енергією. При цьому обмежуючим фактором часто буває пікова потужність випромінювання РЛС.

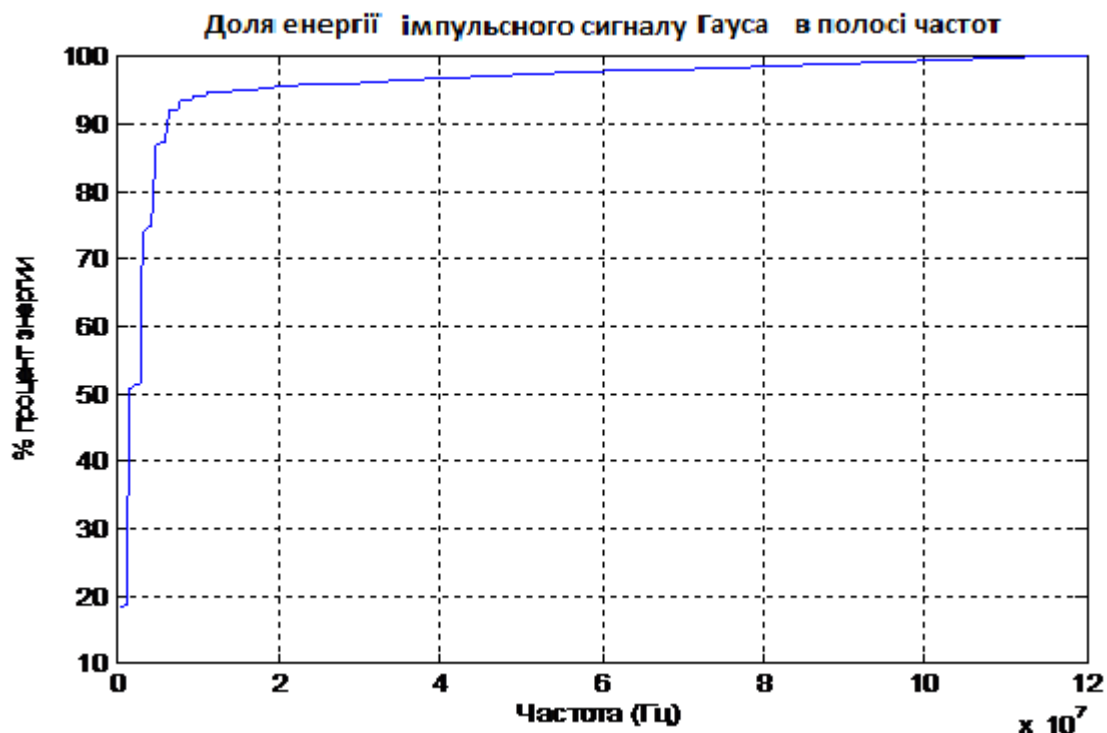


Рисунок 4.3 – Доля енергії імпульсного сигналу Гауса в полосі частот

5 КОМП'ЮТЕРНЕ МОДЕЛЮВАННЯ СУПЕРУЮЧИХ СИГНАЛІВ, ШУМИ, ВІДБИТИЙ СИГНАЛ

Імпульсно-модульований сигнал являє послідовність імпульсів з високочастотним заповненням

Для формування дискретизованого сигналу, заданого якихось виразом, необхідно спочатку сформувати вектор дискретних значень часу. Для цього зручно задати значення частоти дискретизації F_s (samplingfrequency) і використовувати зворотний величину в якості кроку тимчасового ряду. Частота дискретизації пов'язана з проміжною частотою приймача і дорівнює $30 * 4 = 120$ мГц.

Необхідно відзначити, що частоту дискретизації слід вибирати так, щоб кількість відліків на інтервалі тривалості імпульсу, з урахуванням подальше амплітудної модуляції каналу проміжної частоти приймача РЛС, було досить великим, так як через похибки обчислень число відліків на цьому інтервалі може відрізнятись від необхідного на одиницю[5].

Для формування послідовності прямокутних імпульсів з періодом T служить функція square: $y = \text{square}(2 * \pi * t / T, \text{duty})$. Параметр duty - це відношення тривалості імпульсу до періоду (у відсотках). За замовчуванням значення параметра дорівнює 50, тобто генерується меандр, в даному випадку функція аналогічна функції $\sin(x)$, але замість синусоїди формується імпульсна послідовність. Сформуємо послідовність однополярним прямокутних імпульсів (рис. 5.1).

Код програми:

```
% Формирование суперирующих импульсов ответчика радиозонда, ВЧ
составляющая
```

```

%
Fp=1780*10^6 %Hz несущая частота
Ts=1/(Fp*8); % интервал дискретизации
Ti=1/(800*10^3); %периода импульсной последовательности ответчика в сек
при частоте 800 кГц
disp(['периода импульсной последовательности ответчика Ti='mat2str(Ti) '
сек' ]);
t=0:Ts:Ti*100; %вектор отсчетов времени, интервал дискретизации Ts
% Формирование импульсного сигнала ответч частоты 800 кГц периода Ti
длительности 0.3 мксек
%sk=Ti/(0.3*10^-6); % скважность
sk=((0.3*10^-6)/Ti)*100; % скважность в процентах
S=0.5*square(2*pi*t/Ti, sk)+0.5; %Импульсный сигнал, импульсная
последовательность ответчика
figure, plot(t,S),grid on,axis([0 3*Ti -0.1 1.1]),
title('импульснаяпоследоватответчика') ,
xlabel('Время ( с )') ,ylabel('Выходной процесс S(t)'),
%figure, plot(S(1:3*Ti/Ts)),grid on,
% Формирование сигнала поднесущей
Sp=cos(2*pi*Fp*t);
%figure, plot(t,Sp),grid on,axis([0 3*Ti -1.1 1.1]),
% Модуляция
MS=S.*Sp;
%MS=1.*Sp;
figure, plot(t,MS),grid on,axis([0 3*Ti -1.1 1.1]),title('
последоватсуперирующихимпульсовответчика') ,
xlabel('Время ( с )') , ylabel('Выходной процесс MS(t)'),

```



Рисунок 5.1 – Послідовність суперуючих імпульсів відповідача

Для оцінки ширини спектра суперуючих імпульсів відповідача визначимо його спектр (рис. 5.2).

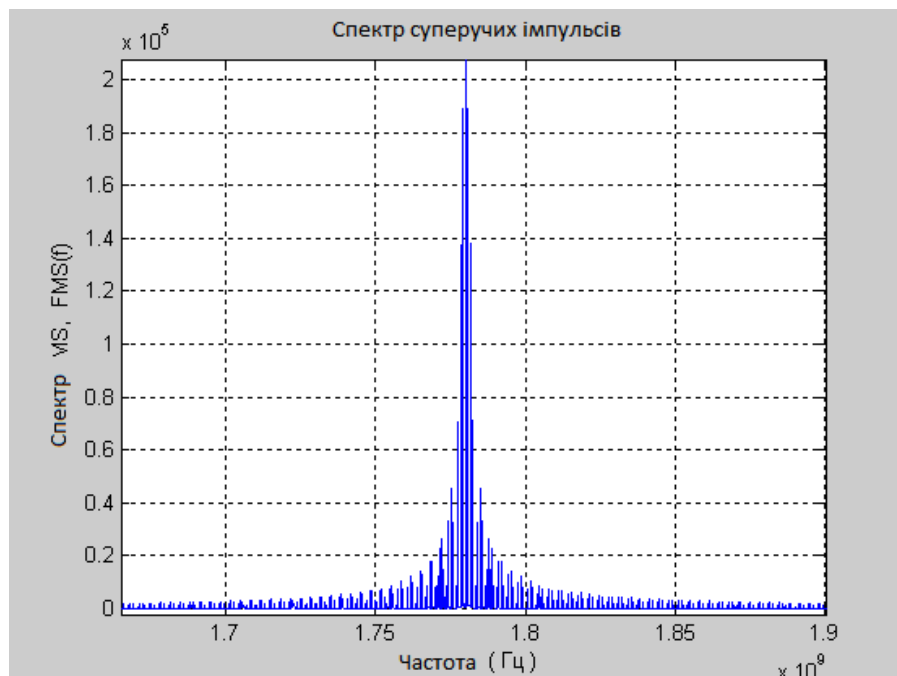


Рисунок 5.2 – Спектр суперуючих імпульсів відповідача

Ширина спектра імпульсної послідовності відповідача, де знаходиться 90% потужності сигналу відповідача $F_{ti} = 1.4 / t_i = 4.6$ мГц

У ряді завдань прийому сигналів в присутності шумів не можна обмежитися таким загальним критерієм, як відношення сигнал / шум. Виникає необхідність використовувати більш тонкі статистичні властивості процесів, які дають можливість кількісно оцінити достовірність отриманих даних .. Внаслідок випадкового характеру перешкод

принципово неможливо домогтися їх повного усунення. Використання розглянутих вище узгодженого фільтра змінює характеристики випадкового процесу, але процес залишається випадковим.

Шляхом вдосконалення приймальних пристроїв можна знизити ймовірність помилки тільки до деякого рівня [3].

Обмежимося викладом класичної завдання виявлення сигналу. Нехай на виході приймального пристрою є якийсь сигнал - випадковий процес (5.1):

$$U(t) = V(t) + \zeta(t) \quad . \quad (5.1)$$

Цей процес може становити або тільки шуми - $\zeta(t)$. або суму детермінованого сигналу $V(t)$ і шуму. Будемо вважати, що факт наявності сигналу $V(t)$ теж випадковий.

Поруч із корисною інформаційної складової в реальному сигналі присутні перешкоди і шуми. До перешкод зазвичай відносять сигнали від інших сторонніх джерел, «наведення» апаратури, машин і т.п. До шумів - випадкові флуктуації, обумовлені атомизмом речовини і випадкові флуктуації числа заряджених частинок в потоці, що утворює електричний струм. Шум можна вважати випадковим процесом.

При прийомі сигналів на тлі шумів зустрічаються такі основні завдання:

- виявлення корисного сигналу;
- оцінка параметрів сигналу;
- забезпечення мінімуму середньоквадратичної похибки прийнятого сигналу щодо вихідного;
- передбачення поведінки випадкового сигналу на деякому подальшому тимчасовому інтервалі.

Для вирішення кожного з цих завдань розроблено свої «оптимальні» алгоритми, які засновані на стохастичною відміні поведінки корисного сигналу і шуму. Кожен алгоритм характеризується своїм критерієм «оптимальності».

При побудові таких алгоритмів використовуються характеристики випадкового процесу, короткі відомості про них наводяться на початку. Далі в посібнику розглядаються деякі завдання забезпечення максимального відношення сигнал / шум на виході приймального пристрою. як для одиночних, так і періодичних сигналів. Розглянуто спосіб оцінки параметрів сигналу, прийнятого на тлі шуму.

5.1 Аналіз впливу адитивного шуму.

Додамо в каналі РЛС адитивний шум з гауссова законом розподілу (рис. 4.3).

Виміряні статистичних параметри шуму:

середньо квадратичне значення шуму $\text{Std_Kn} = 0.25$;

вимірний рівень нормального шуму каналу додається до суперірующому сигналу, як відношення $C / \Pi = 12$ дБ;

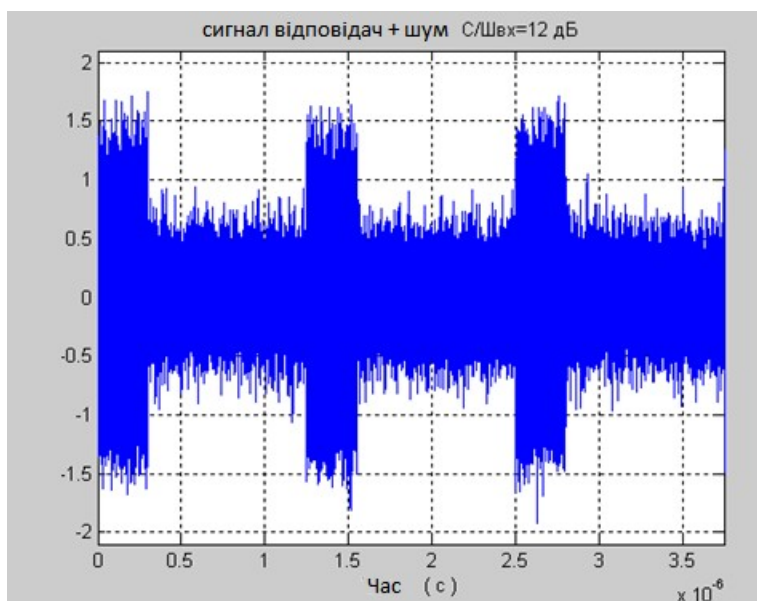


Рисунок 5.3 – Сигнал відповідач – шум

Результат моделювання шуму замість щільності ймовірності розраховуємо гістограму, яка характеризує частоту появи дискретних значення діапазону, на які розбивається вхідний сигнал.

Дисперсія шуму дорівнює $\sigma^2 = 0.065$ і ставлення сигнал / шум = 12 дБ, (рис. 5.4).

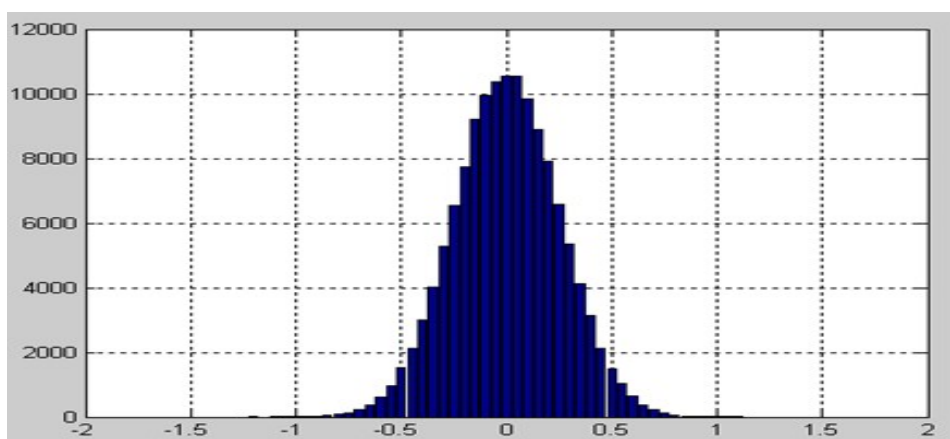


Рисунок 5.4 - Гістограма шуму вихідного детектора

5.2 Приймач радіолокаційної станції і принцип роботи основних вузлів

Алгоритм узгодженої фільтрації сигналу передбачає виділення обвідної сумарного смугового сигналу, який визначається як впливом шуму, так і корисного високочастотного сигналу (радіоімпульса).

При впливі одного шуму щільність розподілу обвідної S високочастотного смугового сигналу шуму описується функцією Релея (5.2):

$$P(u) = \frac{1}{\sqrt{2 \cdot \pi \cdot \sigma^2}} \exp\left(\frac{-u^2}{2 \cdot \sigma^2}\right) \quad (5.2)$$

При совместном воздействии шума и высокочастотного сигнала огибающая имеет плотность распределения, подчиняющуюся закону Релея — Райса (5.3).

$$P_1(u) = \frac{1}{\sqrt{2 \cdot \pi \cdot \sigma^2}} \exp\left(\frac{-u^2 - E^2}{2 \cdot \sigma^2}\right) \cdot I_0\left(E \cdot \frac{u}{\sigma^2}\right), \quad (5.3)$$

де I_0 — функція Бесселя.

Гістограма шуму, після узгодженого фільтра і виділення обвідної суперіруючого імпульсу відповідача приведена (рис. 5.5).

Середнє значення шуму каналу передачі, $M_n = 0.012$. Середньо квадратичне значення шуму, $Std_Kn = 0.007$. Відношення сигнал / шум, рівень сигналу амплітудне значення = 1, $S_N = 42.8$ дБ.

Сумарне розподіл щільності ймовірностей шуму і сигналу плюс шум у вигляді гістограми досліджуваної моделі і огибають розподілу щільності ймовірності, представлені на (рис. 5.5)[6].

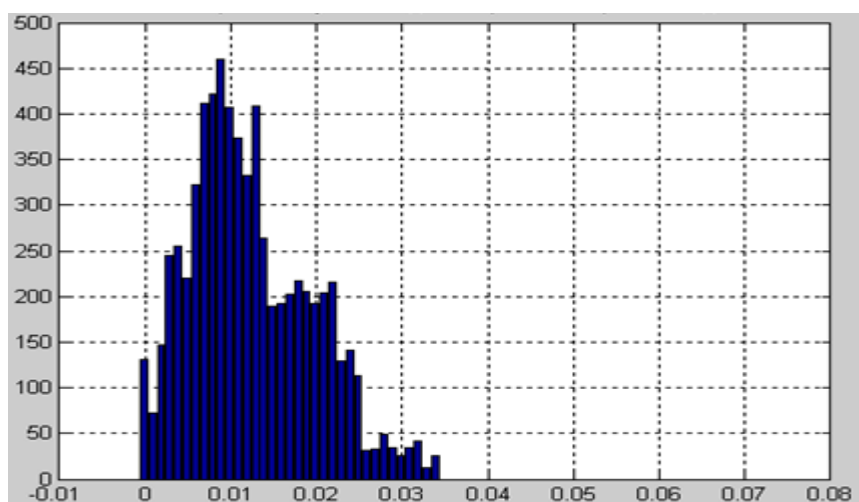


Рисунок 5.5 – Гістограма шуму вихідного детектора згинаючої

При відношенні сигнал / шум = -42 дБ області перекритті гістограм відповідають ймовірності помилки. Відзначимо, що при великих відносинах сигнал / шум гістограми не перетинаються і помилка, що виникає в результаті перевищення порога прагне до нуля (рис. 5.6).

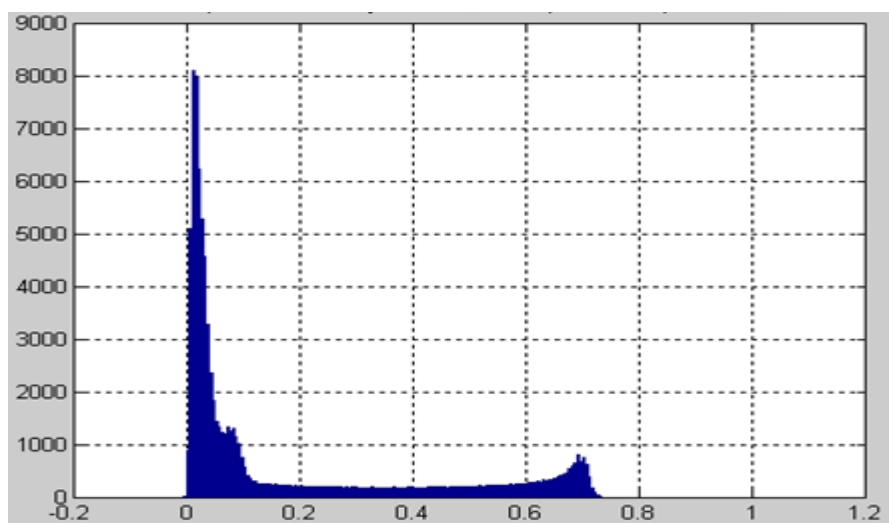


Рисунок 5.6 – Гістограма сигнал + шум вихідного детектора згинаючої

Визначення оптимальної величини порога можна визначити графічно як точку перетину кривих розподілу або чисельно площі під гістограмами, яка буде відповідати мінімальній ймовірності помилки.

6 ДЕКОДУВАННЯ ВІДБИТКУ ЗОНДУЮЧОГО СИГНАЛУ У ПРИЙМАЧІ РАДІОЛОКАЦІЙНОЇ СТАНЦІЇ

6.1 Модуляція амплітудно-модульованого сигналу

Низькочастотний сигнал, що підлягає передачі за будь-якою каналу зв'язку або радіоканалу, задається функцією $s(t)$. У каналі зв'язку виділяється для передачі даного сигналу певний високочастотний діапазон. На вході каналу зв'язку в спеціальному пристрої, формується допоміжний, як правило, безперервний у часі періодичний високочастотний сигнал $u(t) = f(t; a_1, a_2, \dots, a_m)$. Сукупність параметрів a_i визначає форму допоміжного сигналу. Якщо на один з цих параметрів перенести сигнал $s(t)$, тобто зробити його значення пропорційно залежним від значення $s(t)$ у часі (або з якоїсь іншої незалежної змінної), то форма сигналу $u(t)$ набуває нової властивості. Вона несе інформацію, тотожну інформації в сигналі $s(t)$.

Саме тому такий сигнал називають несучим сигналом, що несе коливанням або просто несучою (carrier), а фізичний процес перенесення інформації на параметри несучого сигналу - його модуляцією (modulation). Вихідний інформаційний сигнал називають модулюючим (modulating signal), результат модуляції - модульованим сигналом (modulated signal). Зворотню операцію виділення модулюючого сигналу з модульованого коливання називають демодуляцією (demodulation).

В якості несучих сигналів зазвичай використовуються гармонійні коливання $u(t) = U \cdot \cos(\omega t + \phi)$, які мають три вільних параметра: U , ω и ϕ . Залежно від того, на якій з даних параметрів переноситься інформація, розрізняють амплітудну, частотну або фазову модуляцію несучого сигналу. Частотна і фазова модуляції тісно взаємопов'язані, оскільки змінюють аргумент функції

косинуса, і часто їх об'єднують під загальною назвою кутова модуляція (angle modulation). У каналах передачі цифрової інформації отримала також поширення квадратурна модуляція, при якій одночасно змінюються амплітуда і фаза коливань, що несуть.

6.2 Демодуляція амплітудно-модульованого -сигналу

Демодуляція амплітудно-модульованого (АМ) -сигналу може бути виконана кількома способами. Найпростіший шлях - імітувати роботу аналогового двухполуперіодного детектора. Ми обчислюємо модуль вхідного АМ-сигналу, а потім згладжуємо отримані однополярні косинусоїдальні імпульси, пропускаючи їх через фільтр низьких частот (ФНЧ) (рис. 6.1).

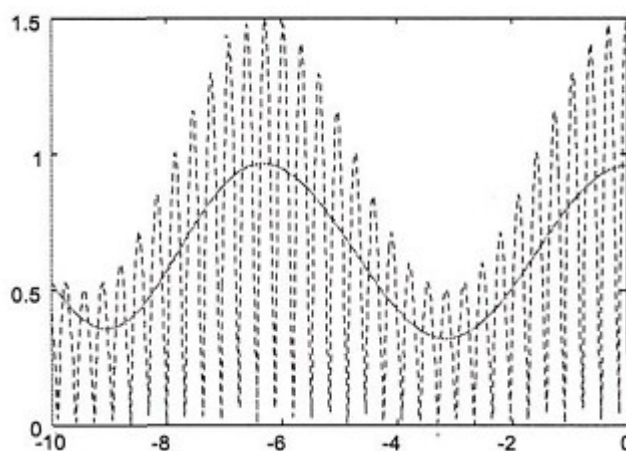


Рисунок 6.1 - Двохнапівперіодне детектування АМ-сигналу: однополярні імпульси (пунктирна лінія) і результат їх згладжування (суцільна лінія)

Даний спосіб, очевидно, не працюватиме правильно в разі перемодуляції. Наступний метод - так зване синхронне детектування, суть якого полягає в множенні частоти сигналу на опорне коливання з частотою (рис. 6.2).

$$y(t) = s_{AM}(t) \cos(\omega_0 t + \varphi_0) = A(t) \cos^2(\omega_0 t + \varphi_0) = \frac{1}{2} A(t) + \frac{1}{2} A(t) \cos(2\omega_0 t + 2\varphi_0). \quad (6.1)$$

Результат множення містить два доданків. Перше - це шукана амплітудна функція, друге - АМ-сигнал з частотою 0.2ω . Цей високочастотний сигнал легко видаляється шляхом пропускання сигналу через ФНЧ (рис. 6.3).

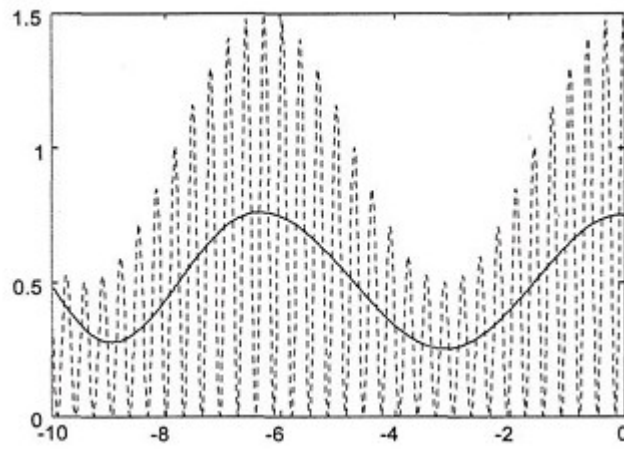


Рисунок 6.3 - Синхронне детектування АМ-сигналу: результат множення на опорну коливання (пунктирна лінія) і виділений низькочастотний сигнал (суцільна лінія)

Однак в даному випадку необхідно дуже точний збіг початкових фаз і частот опорного коливання демодулятора і несучого коливання АМ-сигналу. При збігу частот, але розбіжності початкових фаз вихідний низькочастотний сигнал виявляється помноженим на косинус фазової помилки (6.2).

$$\begin{aligned} y(t) &= s_{AM}(t) \cos(\omega_0 t + \varphi_0) = A(t) \cos(\omega_0 t + \varphi_0) \cos(\omega_0 t + \varphi) = \\ &= \frac{1}{2} A(t) \cos(\varphi - \varphi_0) + \frac{1}{2} A(t) \cos(2\omega_0 t + \varphi_0 + \varphi). \end{aligned} \quad (6.2)$$

Таким чином, при наявності фазової помилки рівень корисного сигналу на виході демодулятора падає, а при помилці, що дорівнює 90° , стає рівним нулю. При наявності частотного зсуву між несучим і опорним коливаннями ситуація стає ще гірше - вихідний низькочастотний сигнал виявляється помноженим на гармонійне коливання з різницевої частотою

$$\begin{aligned} y(t) &= s_{AM}(t) \cos((\omega_0 + \Delta\omega)t) = A(t) \cos(\omega_0 t + \varphi_0) \cos((\omega_0 + \Delta\omega)t) = \\ &= \frac{1}{2} A(t) \cos(\Delta\omega t - \varphi_0) + \frac{1}{2} A(t) \cos((2\omega_0 + \Delta\omega)t + \varphi_0). \end{aligned} \quad (6.3)$$

В результаті вихідний сигнал буде пульсувати з частотою $\Delta\omega$. Це явище називається биттям (beat), а різниця частот $\Delta\omega$ - частотою биття (beatfrequency).

Для підтримки частотної та фазової синхронізації між несучим і опорним коливаннями використовуються стежать системи фазового автопідстроювання частоти (ФАПЧ). Перевагою синхронного детектування є те, що воно дозволяє правильно демодулювати сигнал навіть у випадку перемодуляції.

Наступний метод - виділення амплітудноогибаючого сигналу на основі використання перетворення Гільберта, через низку переваг:

- для гармонійного сигналу дана структура дає в результаті постійну амплітуду і початкову фазу;
- фазова функція не змінюється при множенні сигналу на довільний постійний множник;
- даний спосіб дає поняття про аналітичний сигнал.

Для виділення амплітуди довільний сигнал $S(t)$ представляється як речова частина комплексного сигналу $S_a(t)$ (він називається аналітичним сигналом)(6.4)

$$s(t) = \text{Re}(\dot{s}_a(t)) \quad (6.4)$$

Матеріальна частина аналітичного сигналу, природно, повинна збігатися з вихідним сигналом $S(t)$. Уявна ж частина $S^\perp(t)$ називається зв'язаним сигналом або квадратурних доповненням.

$$s_a(t) = s(t) + js_\perp(t) \quad (6.5)$$

Тепер обчислимо спектр аналітичного сигналу, враховуючи, що перетворення Гільберта є лінійним і його коефіцієнт передачі визначається формулою (6.6):

$$\dot{S}_a(\omega) = \dot{S}(\omega) + j\dot{S}_\perp(\omega) = \dot{S}(\omega)(1 + K_\perp(\omega)) = \begin{cases} 0, & \omega < 0, \\ \dot{S}(\omega), & \omega = 0, \\ 2\dot{S}(\omega), & \omega > 0. \end{cases} \quad (6.6)$$

В області позитивних частот спектри речевого і мнимого сигналів складаються, даючи подвоєний результат. В області негативних частот спектр дорівнює 0. У результаті спектр виявляється одностороннім (рис. 6.4). Отже, щоб для довільного сигналу визначити амплитудну огибающую, необхідно, перш за все сформувати аналітичний сигнал, отримавши його уявну частину за допомогою перетворення Гільберта. Далі амплітуда огибає знаходиться як модуль аналітичного сигналу.

Отже, щоб для довільного сигналу визначити амплитудну огибающую, необхідно, перш за все сформувати аналітичний сигнал, отримавши його уявну частину за допомогою перетворення Гільберта.

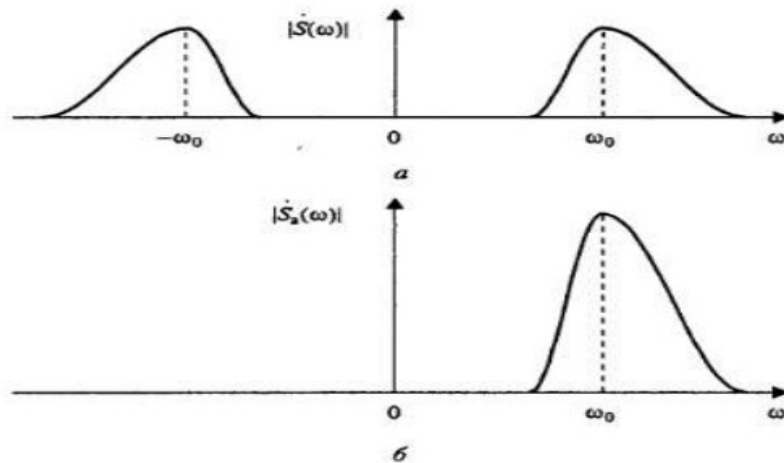


Рисунок 6.4- Амплітудні спектри речевого сигналу (а) і аналітичного (б)

Далі амплітудна огинає знаходиться як модуль аналітичного сигналу:

$$A(t) = |\dot{s}(t)| = \sqrt{s^2(t) + s_{\perp}^2(t)} \quad (6.7)$$

6.3 Комп'ютерне моделювання кодування суперуючого сигналу та декодування шумового відбитого сигналу

Імпульсно-модульований сигнал являє послідовність імпульсів з високочастотним заповненням

Для формування дискретизованого сигналу, заданого якихось виразом, необхідно спочатку сформувати вектор дискретних значень часу. Для цього зручно задати значення частоти дискретизації F_s (sampling frequency) і використовувати зворотний величину в якості кроку тимчасового ряду. Частота дискретизації пов'язана з проміжною частотою приймача і дорівнює

$$30 * 4 = 120 \text{ мГц.}$$

Необхідно відзначити, що частоту дискретизації слід вибрати так, щоб кількість відліків на інтервалі тривалості імпульсу, з урахуванням подальше амплітудної модуляції каналу проміжної частоти приймача РЛС, було досить великим, так як через похибки обчислень число відліків на цьому інтервалі може відрізнятись від необхідного на одиницю[5].

Для формування послідовності прямокутних імпульсів з періодом T служить функція square: $y = \text{square}(2 * \pi * t / T, \text{duty})$. Параметр duty - це відношення тривалості імпульсу до періоду (у відсотках). За замовчуванням значення параметра дорівнює 50, тобто генерується меандр, в даному випадку функція аналогічна функції $\sin(x)$, але замість синусоїди формується імпульсна послідовність. Сформуємо послідовність однополярним прямокутних імпульсів (рис. 6.5).



Рисунок 6.5 – Послідовність зондуючих імпульсів РЛС

Розроблена програма реалізує механізм роботи еквівалентної схеми (рис. 6.6).

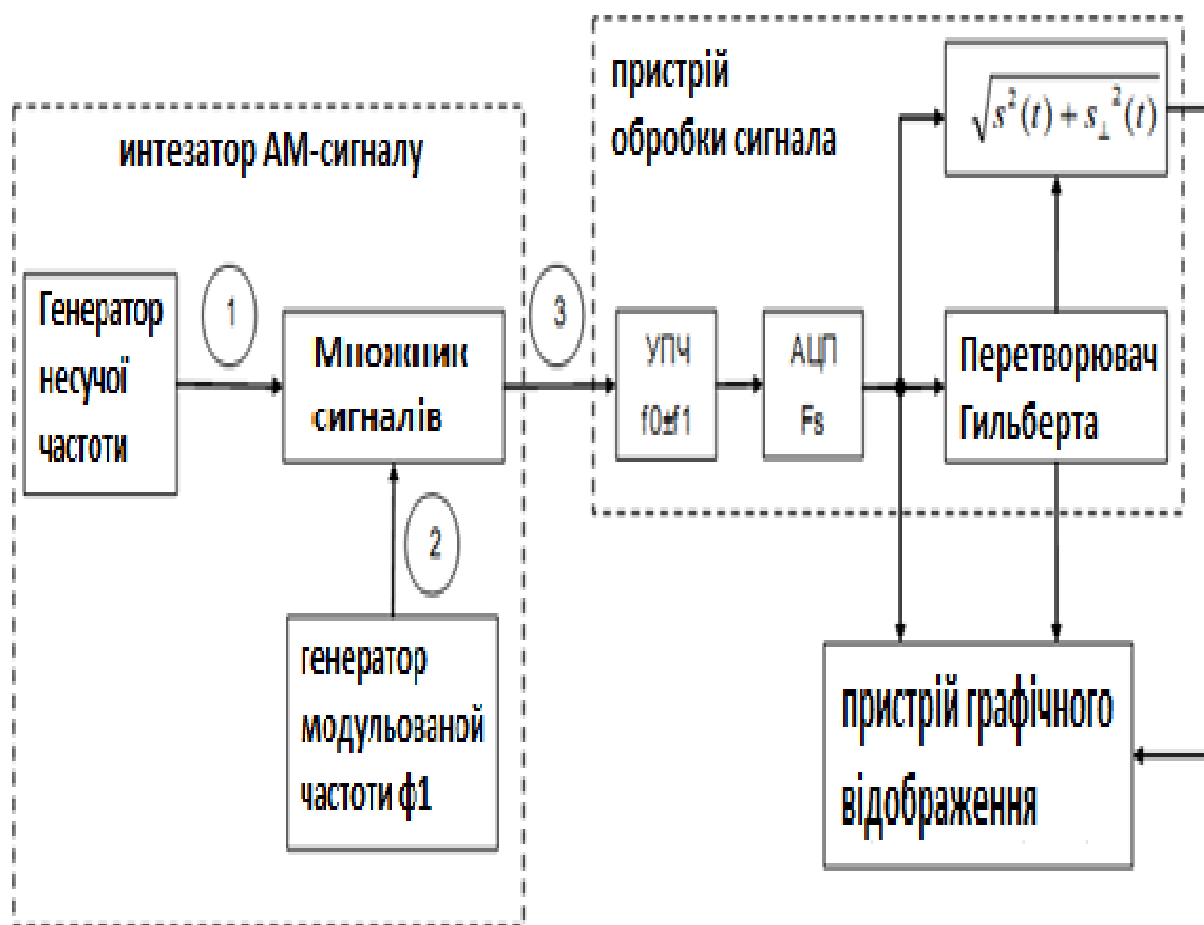


Рисунок - 6.6. Функціональна схема програмного алгоритма

Дана схема складається з трьох компонентів: синтезатор АМ-сигналу, пристрій обробки сигналу і пристрій графічного відображення. У нашому випадку синтезатор АМ-сигналу необхідний лише тільки для генерації коливань на заданій частоті і з випадковою амплітудою модулюючого коливання. Частота модулюючого коливання в кожному експерименті так само задається випадково з невеликим інтервалом розкиду для різноманітності експериментів.

Реалізована програма всі необхідні графіки виводить у відповідному вікні (рис. 6.7, рис. 6.8, рис. 6.9).

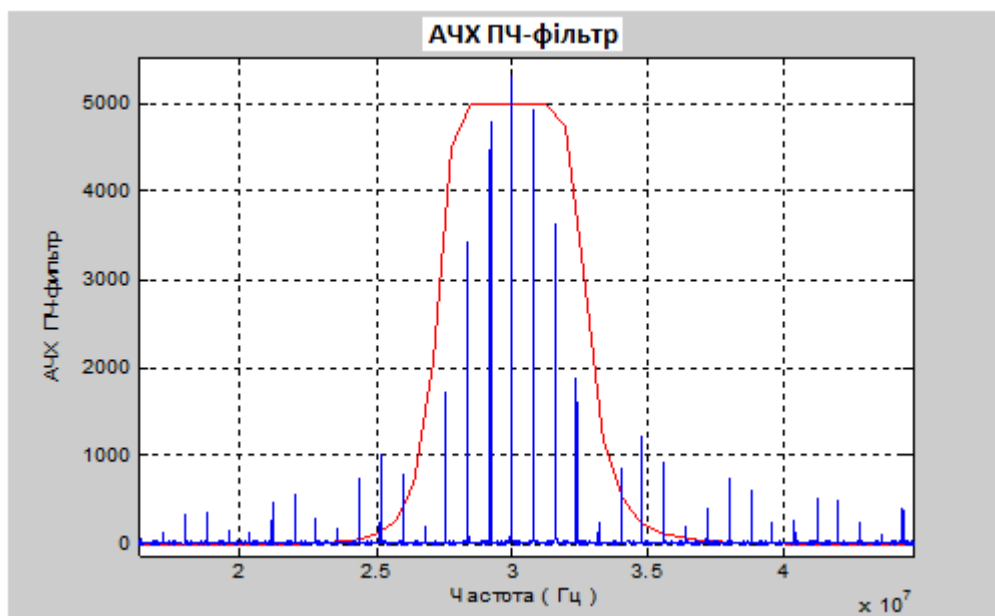


Рисунок 6.7 - АЧХ полосового фільтра і спектр зонduючого сигналу



Рисунок 6.8 - Зондувальний сигнал на виході смугового фільтра

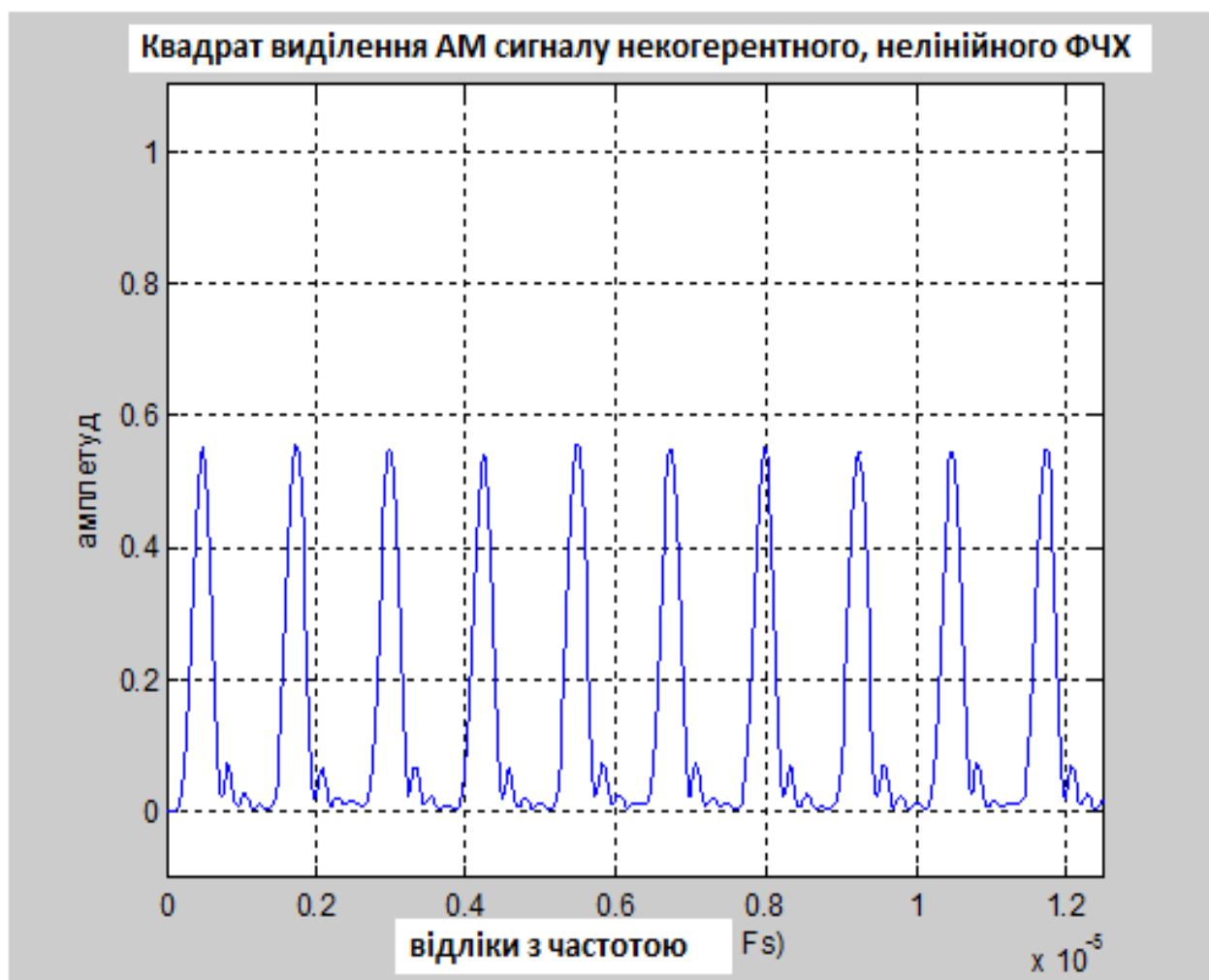


Рисунок 6.9 - Виділена огибає зонduючого сигналу з використанням квадратурних складових перетворювача Гільберта

Сумарний розподіл щільності ймовірностей шуму і сигналу плюс шум у вигляді гістограм досліджуваної моделі і огибають розподілу щільності ймовірності, представлені на (рис. 6.10). При відношенні сигнал / шум = -49дБ області перекритті гістограм відповідають ймовірності помилки. Відзначимо, що при великих відносинах сигнал / шум гістограми не перетинаються і помилка, що виникає в результаті перевищення порога прагне до нуля

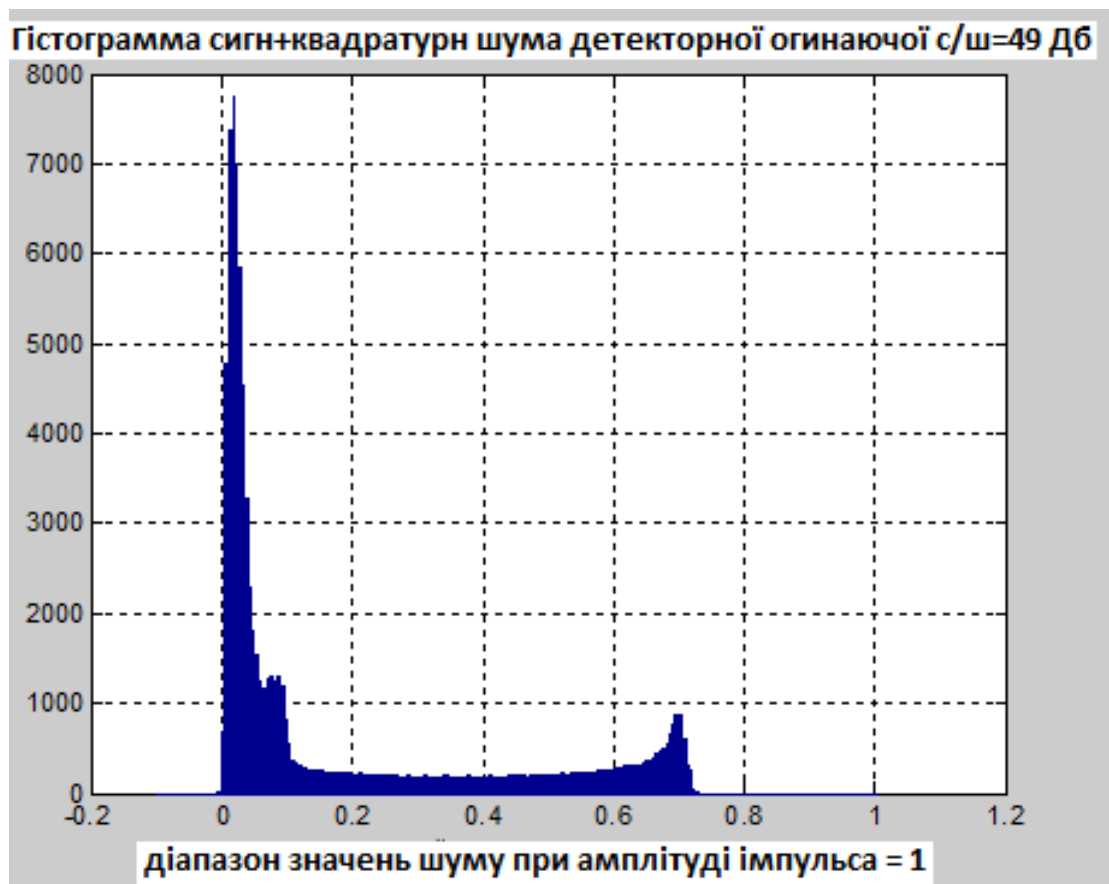


Рисунок 6.9 – Гістограма сигнал + шум вихідного детектора згинаючої

Імпульсно-модульований сигнал являє послідовність імпульсів з високочастотним заповненням

Для формування дискретизованого сигналу, заданого якихось виразом, необхідно спочатку сформувати вектор дискретних значень часу. Для цього зручно задати значення частоти дискретизації F_s (sampling frequency) і використовувати зворотний величину в якості кроку тимчасового ряду. Частота дискретизації пов'язана з проміжною частотою приймача і дорівнює $30 * 4 = 120$ МГц.

Необхідно відзначити, що частоту дискретизації слід вибрати так, щоб кількість відліків на інтервалі тривалості імпульсу, з урахуванням подальше

амплітудної модуляції каналу проміжної частоти приймача РЛС. було досить великим, так як через похибки обчислень число відліків на цьому інтервалі може відрізнятись від необхідного на одиницю[5].

Для формування послідовності прямокутних імпульсів з періодом T служить функція square: $y = \text{square}(2 * \pi * t / T, \text{duty})$. Параметр duty - це відношення тривалості імпульсу до періоду (у відсотках). За замовчуванням значення параметра дорівнює 50, тобто генерується меандр, в даному випадку функція аналогічна функції $\sin(x)$, але замість синусоїди формується імпульсна послідовність. Сформуємо послідовність однополярним прямокутних імпульсів.

У ряді завдань прийому сигналів в присутності шумів не можна обмежитися таким загальним критерієм, як відношення сигнал / шум. Виникає необхідність використовувати більш тонкі статистичні властивості процесів, які дають можливість кількісно оцінити достовірність отриманих даних

Ширина спектра імпульсної послідовності відповідача, де знаходиться 90% потужності сигналу відповідача $F_{ti} = 1.4 / t_i = 4.6$ мГц.

Принципово неможливо домогтися їх повного усунення. Використання розглянутих вище узгодженого фільтра змінює характеристики випадкового процесу, але процес залишається випадковим. Шляхом вдосконалення приймальних пристроїв можна знизити ймовірність помилки тільки до деякого рівня [3].

Обмежимося викладом класичної завдання виявлення сигналу. Нехай на виході приймального пристрою є якийсь сигнал - випадковий процес (6.8):

$$U(t) = V(t) + \zeta(t) \quad (6.8)$$

Цей процес може становити або тільки шуми - $\zeta(t)$. або суму детермінованого сигналу $V(t)$ і шуму. Будемо вважати, що факт наявності сигналу $V(t)$ теж випадковий.

Поруч із корисною інформаційною складовою в реальному сигналі присутні перешкоди і шуми. До перешкод зазвичай відносять сигнали від інших сторонніх джерел, «наведення» апаратури, машин і т.п. До шумів - випадкові флуктуації, обумовлені атомизмом речовини і випадкові флуктуації числа заряджених частинок в потоці, що утворює електричний струм. Шум можна вважати випадковим процесом.

При прийомі сигналів на тлі шумів зустрічаються такі основні завдання:

- виявлення корисного сигналу,
- оцінка параметрів сигналу,
- забезпечення мінімуму середньоквадратичної похибки прийнятого сигналу щодо вихідного
- передбачення поведінки випадкового сигналу на деякому подальшому тимчасовому інтервалі.

Для вирішення кожного з цих завдань розроблено свої «оптимальні» алгоритми, які засновані на стохастичною відміні поведінки корисного сигналу і шуму. Кожен алгоритм характеризується своїм критерієм «оптимальності».

При побудові таких алгоритмів використовуються характеристики випадкового процесу, короткі відомості про них наводяться на початку. Далі в посібнику розглядаються деякі завдання забезпечення максимального відношення сигнал / шум на виході приймального пристрою. як для одиночних, так і періодичних сигналів. Розглянуто спосіб оцінки параметрів сигналу, прийнятого на тлі шуму.

Додамо в каналі РЛС адитивний шум з гауссова законом розподілу. Виміряні статистичні параметри шуму:

- середньо квадратичне значення шуму $\text{Std_Kn} = 0.25$;

виміряний рівень нормального шуму каналу додається до суперірующому сигналу, як відношення $C / \text{Ш} = 12$ дБ;

Низькочастотний сигнал, що підлягає передачі за будь-якою каналу зв'язку або радіоканалу, задається функцією $s(t)$. У каналі зв'язку виділяється для передачі даного сигналу певний високочастотний діапазон. На вході каналу зв'язку в спеціальному пристрою, формується допоміжний, як правило, безперервний у часі періодичний високочастотний сигнал $u(t) = f(t; a_1, a_2, \dots, a_m)$. Сукупність параметрів a_i визначає форму допоміжного сигналу. Якщо на один з цих параметрів перенести сигнал $s(t)$, тобто зробити його значення пропорційно залежним від значення $s(t)$ в часі (або з якоїсь іншої незалежної змінної), то форма сигналу $u(t)$ набуває нової властивості. Вона несе інформацію, тотожну інформації в сигналі $s(t)$.

Саме тому такий сигнал називають несучим сигналом, що несе коливанням або просто несучою (carrier), а фізичний процес перенесення інформації на параметри несучого сигналу - його модуляцією (modulation). Вихідний інформаційний сигнал називають модулюючим (modulating signal), результат модуляції - модульованим сигналом (modulated signal). Зворотню операцію виділення модулюючого сигналу з модульованого коливання називають демодуляцією (demodulation)[15].

В якості несучих сигналів зазвичай використовуються гармонійні коливання (6.9):

$$u(t) = U \cdot \cos(\omega t + \phi) \quad (6.9)$$

Котрі мають три вільні параметри: U , ω и ϕ . Залежно від того, на якій з даних параметрів переноситься інформація, розрізняють амплітудну, частотну або фазову модуляцію несучого сигналу. Частотна і фазова модуляції тісно взаємопов'язані, оскільки изменяют аргумент функции косинуса, і часто їх об'єднують під загальною назвою кутова модуляція (angle modulation). У каналах передачі цифрової інформації отримала також поширення квадратурная

модуляція, при якій одночасно змінюються амплітуда і фаза коливань, що несуть.

ВИСНОВКИ

До сучасних радіолокаційних станцій пред'являються високі вимоги, які зводяться до отримання великої дальності дії при заданих характеристиках і часу виявлення мети, високої роздільної здатності по максимальному числу параметрів мети і точному супроводу її за різними координатами. Необхідність виконання цих часом суперечливих вимог накладає певні обмеження на характер зонduючого сигналу; в ряді випадків для різних режимів роботи радіолокатора використовуються різні види модуляції сигналу.

У роботі коротко описані використовувані в даний час види зондируючих сигналів, вказані достоїнства і недоліки окремих видів модуляції і відзначено їх вплив на характеристики радіолокаційних систем.

Таким чином, вибір параметрів зонduючого сигналу суттєво впливає на якість виконання радіолокаційних завдань.

Конкретний алгоритм оптимальної фільтрації буде істотно залежати від того неперіодичний або періодичний сигнал повинен бути виділений на тлі шуму. Для чого необхідно провести дослідження змін статистичних характеристик шуму при проходженні приймального тракту РЛС.

У роботі коротко описані використовувані в даний час види зонduючих сигналів, вказані достоїнства і недоліки окремих видів модуляції і відзначено їх вплив на характеристики радіолокаційних систем.

Таким чином, вибір параметрів зонduючого сигналу суттєво впливає на якість виконання радіолокаційних завдань.

ПЕРЕЛІК ДЖЕРЕЛ ПОСИЛАНЬ

1. Гоноровський, І.С. Радіотехнічні ланцюги і сигнали - М .: Радио и связь, 1986. 510 с.
2. Баскаков, С.І. Радіотехнічні ланцюги і сигнали / С.І. Баскаков. - М .: Вища. Школа., 2000. 462 с.
3. Сергієнко, А.Б. Цифрова обробка сигналів / А.Б. Сергієнко - СПб .: Пітер, 2003. 608 с.
4. Давидов А. В. <http://pradav.narod.ru>
5. Радіолокаційні системи [Електронний ресурс]: підручник / В. П. Бердишев, Е. Н. Гарін, А. Н. Фомін [и др.]; під заг. ред. В. П. Бердишева.
6. Теоретичні основи радіолокації / під ред. Я.Д. Ширмана. - М.: Сов. радіо, 1970. 560 с.
7. Вельміскін Д.І. Теоретичні основи радіолокації: Конспект лекцій – Дніпропетровськ: “Економіка”, 2005. 128с
8. Вельміський Д.І. Збірник методичних вказівок до практичних занять з дисципліни “Теоретичні основи радіолокації”- ОДЕУ, 2005. 29с.
9. Перелигін Б.В., Велика О.І. Методи дистанційного зондування навколишнього середовища. Конспект лекцій.; Одеськ. Держ. Екологічний університет. – Одеса, ТЕС 2012. 180с. Атмосферная турбулентность и моделирование распространения примесей / Под ред. Ф.Т.М. Ньистадта, Х.Ван Дона: Перевод с англ. – Л., Гидрометеиздат, 1985. 350 с.
10. Русов В.Д. Астрофизическая модель глобального климата земли / Русов В.Д., Глушков А.В., Ващенко В.Н. // –Київ: Наукова Думка. –2003. 212с.

11. Десятков Б.М. Определение некоторых характеристик источника аэрозольных примесей путем решения обратной задачи их распределения в атмосфере / Десятков Б.М., Сарманаев О.А., Бордулин А.И. и др. // Оптика атмосферы и океана, 1999. С.136– 139.
12. Климатические характеристики условий распространения примесей в атмосфере: Справочное пособие / Под ред. Безуглой Э.Ю., Берлянда М.Е. – Л.: Гидрометеиздат, 1983. 328 с.
13. Комаров И.В. Сфероидальные и кулоновские сфероидальные функции/ И.В.Комаров, Л.И.Пономарев, С.Ю.Славянов.- М.: Наука, 1976.-340С.
14. Masnow-Seeuws F. Two-electron calculations for intermediate Rydberg states Na_2 : quantum defects/ Masnow-Seeuws F., Henriet A.//J.Phys.B.At.Mol.Phys.- 1988-Vol.21- P.L338-346.
15. European Commission, EUR 18567, „COST 75 – Advanced weather radar systems – International seminar”, ed. C.G. Collier, Luxemburg,
16. Office for official publications of the European Communities, 1999.858 p.
17. European Commission, EUR 18567, „COST 75 – Advanced weather radar systems – International seminar”, ed. C.G. Collier, Luxemburg, Office for official publications of the European Communities, 1999. 858 p.
18. Golden J.H. The prospects and promise of NEXRAD: 1990's and beyond // J.H. Golden // COST 73. — 1989. 17–36.
19. Протокол Міжвідомчої наради в Українському гідрометеорологічному центрі „Про розробку системи метеорологічного радіолокаційного моніторингу причорноморського регіону України”. — Київ : УГМЦ. — 04.04.2016.
20. Перелыгин Б.В., Боровская Г.А., Лужбин А.М. Анализ требований потребителей к характеристикам информации, получаемой от метеорологической радиолокационной системы мониторинга //

- Радиотехника: Всеукраинский межведомственный научно-технический сборник. — 2016. С. 58–65.
21. Perelygin, B.V. Reasonable deployment of radar field for environmental monitoring system // Telecommunications and radio engineering. 2016.
 22. Danova, T.E. & Perelygin, B.V. Substantiation of requirements to the
 23. wavelength of radar monitoring for hydrometeorological purposes // Radioelectron. Commun. Syst. (2016) V.59. 7: PP.309-318.
 24. Радиолокационные метеорологические наблюдения. В 2-х томах. Т.2 / Под ред. А.С. Солониной. — С.-Пб.: Наука, 2010. — 518 с.
Петрушенко М.М., Карлов В.Д. Створення єдиного поля радіолокаційного контролю повітряного простору держави // Наука і техніка Повітряних Сил Збройних Сил України. — 2010. № 1 (3). 111–116.
 25. Абшаев М.Т., Бурцев И.И., Ваксенбург С.И., Шевела Г.Ф. Руководство по применению радиолокаторов МРЛ-4, МРЛ-5 и МРЛ-6 в системе градозащиты. — Л.: Гидрометеиздат, 1980. 231 с.

ДОДАТКИ

Додаток А

П-імпульсний сигнал в полосі частот

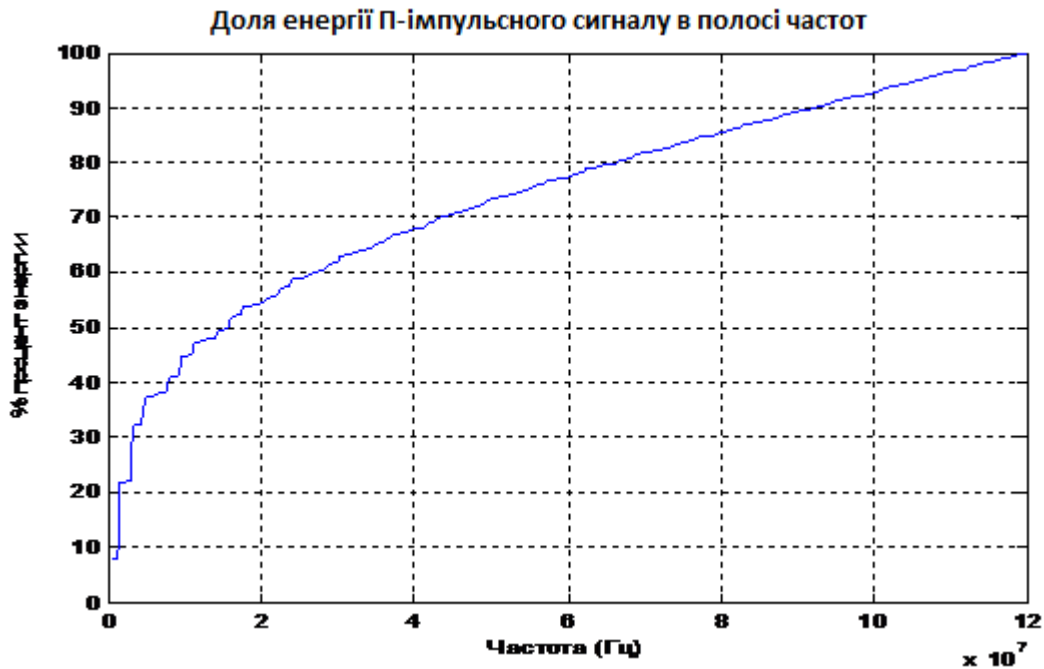


Рисунок А.1 – Доля енергії П-імпульсного сигналу в полосі частот

Аналіз коефіцієнта характеризує концентрацію енергії в заданій смузі частот показує, що для зонduючого імпульсу тривалістю (рис А.1):

- 0,3 мксек смуга частот з 90% енергії становить:
- 85 мГц для прямокутного імпульсного сигналу і $f_{\Gamma} * t_{\Gamma} =$;
- 6 мГц для імпульсного сигналу Гаусса.

Додаток Б

Графік енергії імпульсного сигналу

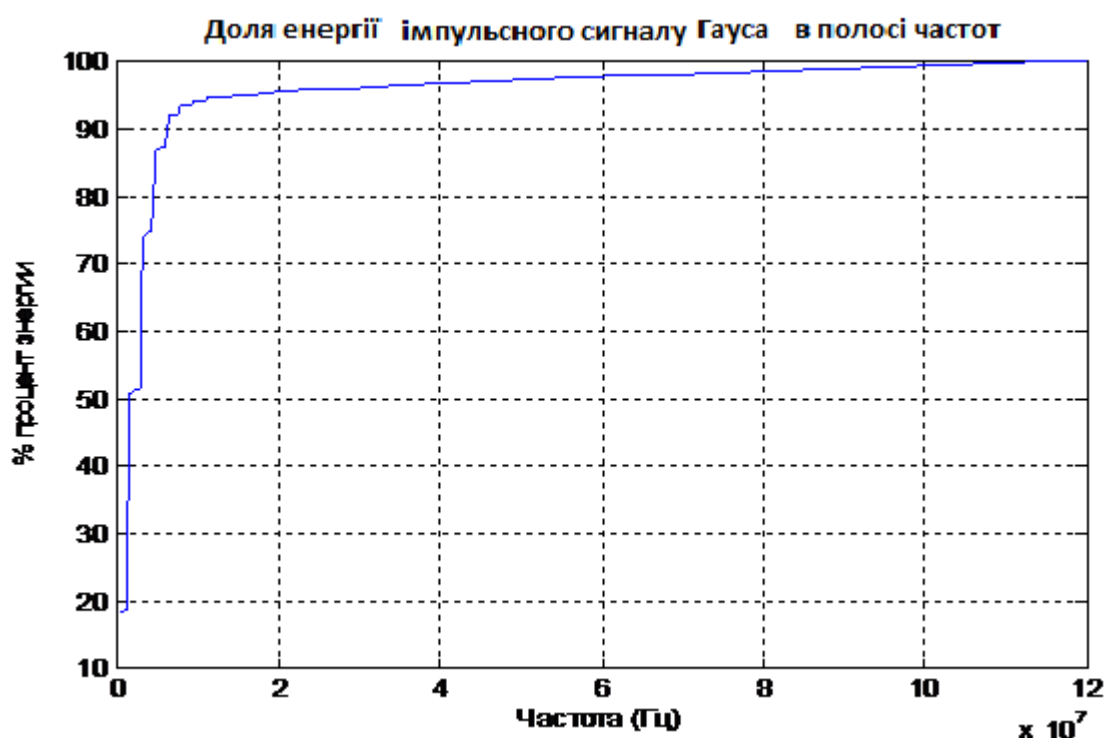


Рисунок Б.1 – Доля енергії імпульсного сигналу Гауса в полосі частот

Від повної енергії зонduючого сигналу, що випромінюється РЛС, залежить її здатність виявляти цілі і виробляти точні вимірювання при наявності шуму. Перший крок при виборі зонduючого сигналу полягає у визначенні з рівняння дальності радіолокації енергії, необхідної для виявлення і вимірювання параметрів луна-сигналу на максимальній дальності дії. Потім слід вибрати вид і спосіб формування сигналу, що володіє такою енергією. При цьому обмежуючим фактором часто буває пікова потужність випромінювання РЛС.

Додаток В

Графічна частина магістерської роботи

Презентація до магістерської кваліфікаційної роботи

На тему “Розробка і аналіз цифрової моделі
радіотелеметричного тракту в системах
радіозондування атмосфери”

Керівник: к.т.н, доц.

Гор`єв Сергій Адольфович

Виконав студент 2 курсу групи МАГ-61

Спеціальності 103 Науки про Землю

Татаров Максим Геннадійович



Рисунок В.1 – Титульний лист

Блок-схема радіозонда типу МАРЗ аналогічна блок-схемі радіозонду типу РКЗ

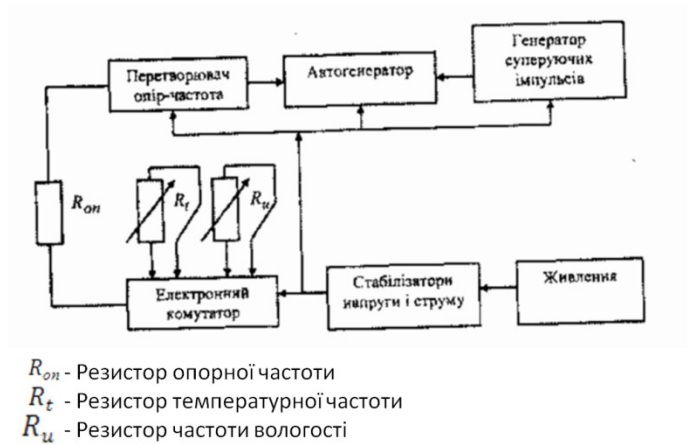


Рисунок В.2 – Блок-схема радіозонда МАРЗ

МАТЕМАТИЧНА МОДЕЛЬ ЗОНДУЮЧОГО СИГНАЛУ

- ▶ В загальному випадку ЗС може бути представлена у вигляді:

$$x(t) = X(t) \cdot \cos(2\pi f_0 t + \varphi(t) + \varphi_0),$$

- ▶ Де $X(t), \varphi(t)$ закони амплітудної і фазової модуляції
- ▶ В комплексній формі зонduючий сигнал можна записати таким чином:

$$\dot{x}(t) = X(t) e^{j(2\pi f_0 t + \varphi(t) + \varphi_0)} = \dot{x}(t) e^{j2\pi f_0 t},$$

- ▶ Де $\dot{x}(t) = x(t) e^{j(2\pi f_0 t + \varphi_0)}$ - комплексна амплітуда сигналу.

Рисунок В.3 – Математична модель

- ▶ Фізично існуючий сигнал є реальною частиною комплексного сигналу

$$x(t) = \operatorname{Re}\{x(t)\}.$$

- ▶ Геометричною інтерпретацією ЗС в формі є вектор довжиною $X_{(t)}$ який обертається проти годинникової стрілки з кутовою швидкістю

$$\omega = \omega_0 + \Delta\omega(t),$$

- ▶ Де $\omega_0 = 2\pi f_0$; $\Delta\omega(t)$ - закон частотної модуляції.

Рисунок В.4 – Формули

- ▶ Найбільше використовуються прямокутні або гаусові радіоімпульси. Математично вони записуються таким чином

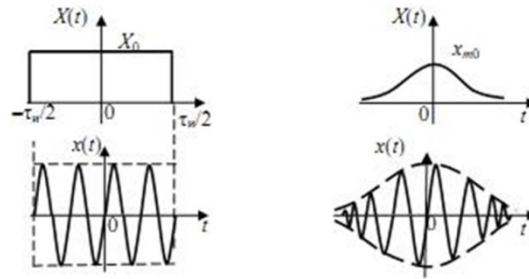
$$x(t) = X(t) \cos(\omega_0 t + \varphi_0),$$

- ▶ Де $X(t) = \begin{cases} X_0, & |t| \leq \tau_n/2 \\ 0, & |t| > \tau_n/2 \end{cases}$ - для прямокутного;

- ▶ $X(t) = X_0 e^{-\pi \left(\frac{t}{\tau_n}\right)^2}$ - для гаусових радіоімпульсів.

Рисунок В.5 – Формули прямокутні і гаусові радіоімпульси

Графічно закони модуляції та самі радіоімпульси представлені на рисунку



Закони модуляції і вид прямокутного і гаусового радіоімпульсів



Рисунок В.6 – Закони модуляції

В РЛС широко застосовуються ЗС в виді пачки радіоімпульсів

$$x(t) = \sum_{k=1}^M X_k [t - (k-1)T] \cos\{2\pi f_0 t + \varphi_k [\cdot] \varphi_{0k}\},$$

- ▶ де $X[\cdot]$, $\varphi_k [\cdot]$ - закони амплітудної і фазової модуляції;
- ▶ T – період повторення імпульсів;
- ▶ M – число імпульсів в послідовності;
- ▶ φ_{0k} - початкова фаза k -го імпульсу.



Рисунок В.7 – Пачка радіоімпульсів

Дискретне перетворення Фур'є

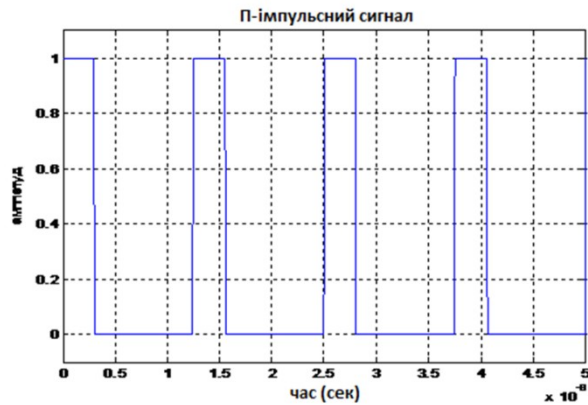


Рисунок В.8 – Дискретне перетворення Фур'є

- ▶ Дискретне перетворення Фур'є (ДПФ) є основою спектрального аналізу сигналів. Інструкція $y = \text{fft}(x)$ – вираховує пряме ДПФ для вектора x , якщо x – матриця, перетворення проводиться для кожного його стовпця по різності: $y = \text{fft}(x, N)$
- ▶ Код програми Matlab:
- ▶ $df = 1/(T_i * k);$ % дискрет частоти или интервал дискретизации по частоте для спектрального анализа
- ▶ $XS = \text{fft}(S); AX = \text{abs}(XS);$
- ▶ $f = 0:df:F_{\text{max}};$ % вектор отсчетов частоты, соответствующий интервалу дискретизации по частоте df
- ▶ $Sf = \text{abs}(AX(1) * \sin(2 * \pi * f * \tau / 2) ./ (2 * \pi * f * \tau / 2));$ % теоретический вычисленный спектр прямоугольного импульса, что соответствует огибающей спектра импульсной последовательности
- ▶ $\text{figure, plot}(f, AX), \text{grid on, hold on, plot}(f, Sf, 'r'), \text{axis}([0 \ F_{\text{max}}/2 \ \min(AX) \ \max(AX)]), \text{title}(' \text{спектр импульсного сигнала} '),$
- ▶ $\text{xlabel}(' \text{Частота (Гц)} '), \text{ylabel}(' XS(f) '),$

Рисунок В.9 – Код програми Матлаб

Спектр імпульсного сигналу

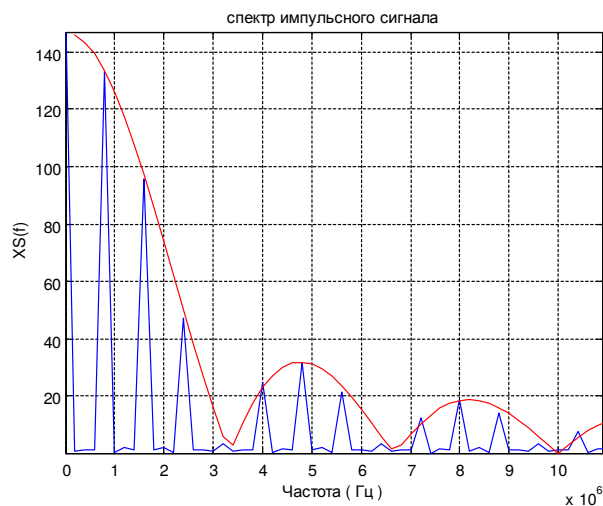
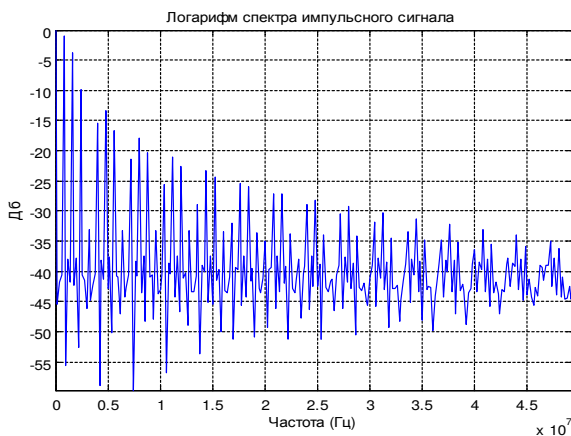


Рисунок В.10 – Спектр імпульсного сигналу

- Для більшої наглядної оцінки спектру імпульсної послідовності з точки зору, оцінки розподілу енергії в спектрі, амплітуди спектру представимо в децибелах



Логарифм спектра імпульсного сигналу

Рисунок В.11 – Логарифм спектра імпульсного сигналу

Код програми Matlab:

```

> Код програми Matlab:
> %% проектування імпульсного сигналу відповідника в вигляді функції Гауса
> %h = gaussfir(bt,n,o); %функція в матлаб-7.2
> nw=61;
> gw = gausswin(nw);% Гаусса вікно
> h=gw;
> figure,stem(h), grid,title(' імпульс Гауса '),xlabel('отсчеты'); ylabel('h') ,
> Fh=fft(h,256); Afh=abs(Fh);
> fh=0:1/(Ts*255):Fmax;
> figure,plot(fh,Afh), grid, title('Модуль Фур'є-зображення імпульса Гауса ');
> xlabel('Частота (Гц)'); ylabel('Модуль') ,
> Si=0.5*sqrt(2*pi)/Ti, 0.6)+0.5; %імпульсна послідовність відповідника як delta-функція
> Sl=filter(h,1,Si); % свертка послідовність delta-функція і імпульса Гауса
> figure, stem(t,Sl),gridon,title(' імпульсна послідовність імпульсів Гауса'), xlabel('время сек')
> ylabel('амплитуда'),
> XSl=fft(Sl); %AX=abs(XS);
> sh_Sl=fftshift(XSl); f1=-Fmax/2 : df : Fmax/2; ash_Sl=abs(sh_Sl);
> figure,plot(f1,ash_Sl), grid, title('Модуль Фур'є-зображення імпульсної послідовності Гауса імпульса ');
> xlabel('Частота (Гц)'); ylabel('Модуль') ,
> figure,plot(f1,20*log10(ash_Sl)), grid, title('Модуль Фур'є-зображення імпульсної послідовності Гауса імпульса ');
> xlabel('Частота (Гц)'); ylabel('ДБ'),

```

Рисунок В.11- Код програми Матлаб

Імпульс Гауса

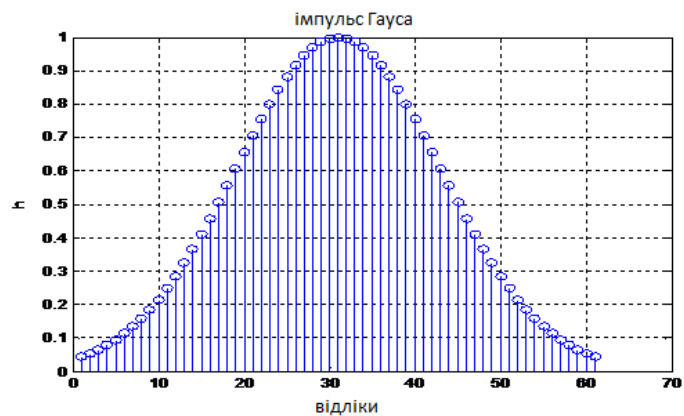


Рисунок В.12 – Імпульс Гауса

Дискретне перетворення Фур'є імпульсної послідовності Гаусових імпульсів

- ▶ Код програми Matlab:
- ▶ `XSI=fft(SI); %AX=abs(XS);`
- ▶ `sh_SI=fftshift(XSI); f1=-Fmax/2 : df : Fmax/2;`
`ash_SI=abs(sh_SI);`
- ▶ `figure,plot(f1,ash_SI), grid, title('Модуль Фурье-ізображення імпульсної послідовності Гауса імпульса');`
- ▶ `xlabel('Частота (Гц)'); ylabel('Модуль'),`
- ▶ `figure,plot(f1,20*log10(ash_SI)), grid, title('Модуль Фурье-ізображення імпульсної послідовності Гауса імпульса');`
- ▶ `xlabel('Частота (Гц)'); ylabel('дБ'),`

Рисунок В.13 – Код програми Матлаб

Імпульсна послідовність Гауса

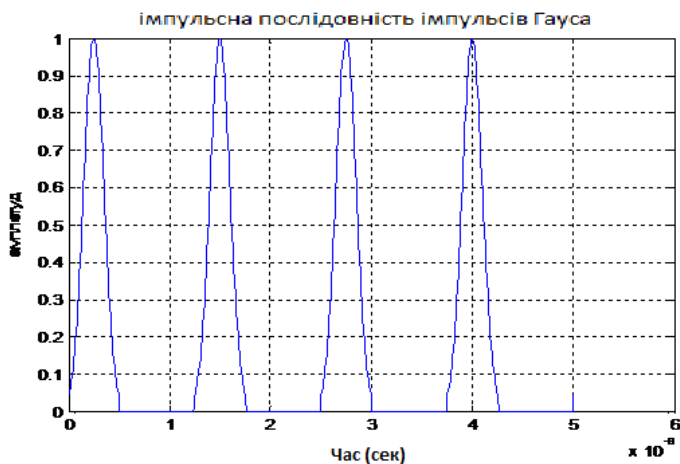


Рисунок В.14 – Імпульсна послідовність Гауса

Імпульсна послідовність Гауса імпульсу

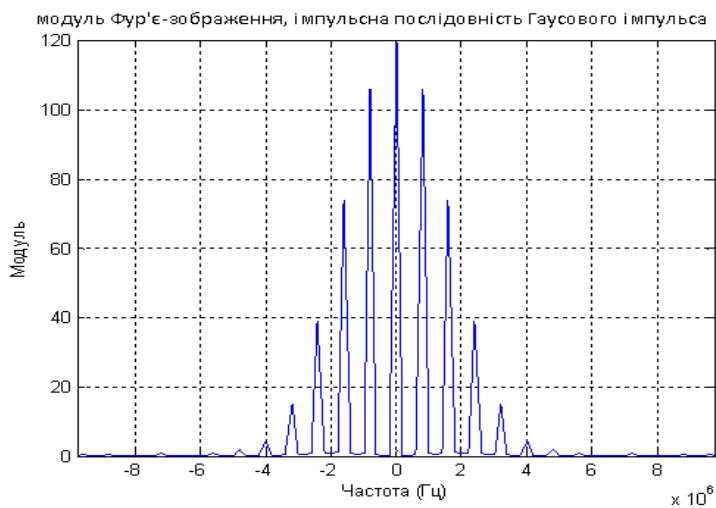


Рисунок В.15 – Імпульсна послідовність Гауса імпульсу

Імпульсна послідовність Гауса імпульсу $\times 10^7$

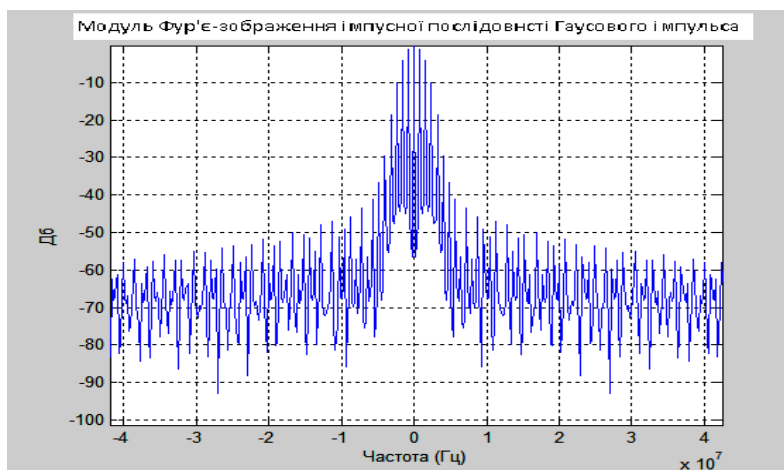


Рисунок В.16 – Імпульсна послідовність гауса імпульсу

- ▶ Спектральна щільність імпульсу визначається по формулі:

$$q(f) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t) \cdot e^{-2\pi f t} dt.$$

- ▶ Енергія сигналу в полосі частот визначається :

$$E_{\Gamma}(f_{\Gamma}) = \int_0^{f_{\Gamma}} q(f) df.$$

- ▶ Загальна енергія імпульсного сигналу визначається:

$$E = \int_0^{\infty} q(f) df.$$

Рисунок В17 – Формули

Гістограма шуму вихідного детектора

- ▶ Дисперсія шуму дорівнює $\sigma^2 = 0.065$ і ставлення сигнал / шум = 12 дБ

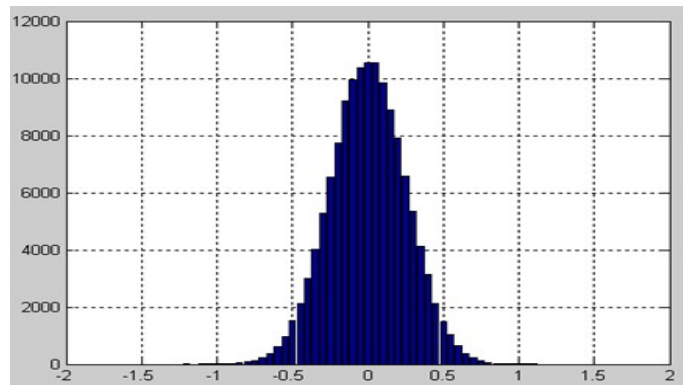


Рисунок В.18 – Гістограма шуму вихідного детектора

Гістограма шуму вихідного детектора огинаючої

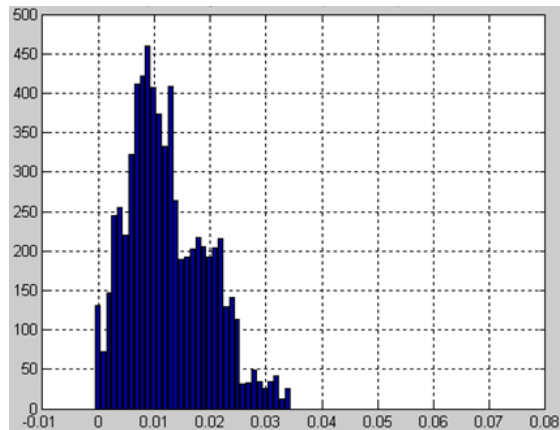


Рисунок В.19 – Гістограма шуму вихідного детектора згинаючої

- Двохнапівперіодне детектування АМ-сигналу:
однополярні імпульси (пунктирна лінія) і результат їх
згладжування (суцільна лінія)

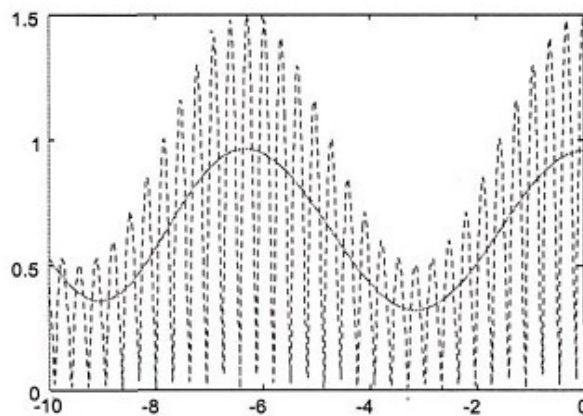


Рисунок В.20 – Двохнапівперіодне детектування