

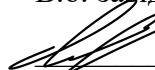
НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ УКРАЇНИ
«КИЇВСЬКИЙ ПОЛІТЕХНІЧНИЙ ІНСТИТУТ
імені ІГОРЯ СІКОРСЬКОГО»
РАДІОТЕХНІЧНИЙ ФАКУЛЬТЕТ
кафедра РАДІОІНЖЕНЕРІЇ

«На правах рукопису»

УДК 621.39+681.5

До захисту допущено:

В.о. завідувача кафедри

 Сергій ЛІТВІНЦЕВ

« » 2024 р.

Магістерська дисертація

на здобуття ступеня магістра

за освітньо-професійною програмою

«Інформаційна та комунікаційна радіоінженерія»

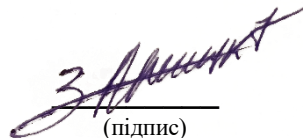
зі спеціальності 172 «Електронні комунікації та радіотехніка»

на тему: **«Радіоприймальна система з автоматичним скануванням в широкій смузі частот**»

Виконав (-ла) студент (-ка) II курсу, групи PI-31мп

Загайський Арсен Владиславович

(прізвище, ім'я, по-батькові)


(підпис)

Науковий керівник:

ст. викладач, Павлов Олег Ігорович

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


(підпис)

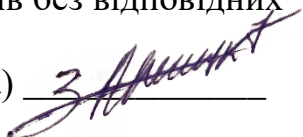
Рецензент:

к.т.н., доц., Кирпатенко Ілля Миколайович

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

(підпис)

Засвідчую, що у цій магістерській дисертації немає запозичень з праць інших авторів без відповідних посилань.

Студент (-ка) 

Київ – 2024

НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ УКРАЇНИ
“КИЇВСЬКИЙ ПОЛІТЕХНІЧНИЙ ІНСТИТУТ
імені ІГОРЯ СІКОРСЬКОГО”

РАДІОТЕХНІЧНИЙ ФАКУЛЬТЕТ

Кафедра радіоінженерії

Рівень вищої освіти – другий (магістерський)

спеціальність 172 “Електронні комунікації та радіотехніка”

Освітньо-професійна програма “ **Інформаційна та комунікаційна
радіоінженерія**”

ЗАТВЕРДЖУЮ

В.о. зав. кафедри РІ

 **Сергій ЛІТВІНЦЕВ**

«_____» _____ 2024 року

ЗАВДАННЯ

на магістерську дисертацію студенту (тці)

Загайський Арсен Владиславович

(прізвище, ім'я, по батькові)

1. Тема дисертації

Радіоприймальна система

з автоматичним скануванням в широкій смузі частот

науковий керівник дисертації

Павлов Олег Ігорович, ст. викладач

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

затверджені наказом по університету від « 08 » листопада 2024 р. №5023-с

2. Термін подання студентом дисертації _____ «10» грудня 2024 року

3. Об'єкт дослідження: _____ автоматичне сканування смуги частот
_____ до 20 ГГц в приймальних системах

4. Вихідні дані: _____ імпульсні та сигнали з модуляцією в приблизному
_____ діапазоні частот 1 - 20 ГГц, робота приймача з кількістю антен
_____ від 1 до 4

5. Перелік завдань, які потрібно розробити:

1) Вивчити наявні приймальні системи й їхню будову

2) Розробити функціональну схему приймальної системи для сканування
в широкій смузі частот

3) Визначити потрібні параметри окремих компонентів системи для вико-
нання функцій сканування в широкій смузі частот

4) Розробити алгоритм виконання автоматичного сканування в широкій
смузі частот

5) Проаналізувати результати отримані під час роботи алгоритму для тес-
тового приймача

6. Орієнтовний перелік графічного (ілюстративного) матеріалу:

_____ функціональна схема
_____ графіки, рисунки з прикладами окремих складових

7. Орієнтовний перелік публікацій:

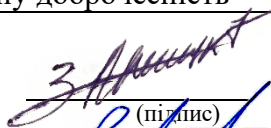
8. Консультанти розділів дисертації: науково-педагогічні працівники ра-
діотехнічного факультету.

9. Дата видачі завдання: 27.10.2024

Календарний план

№ з/п	Назва етапів виконання магістерської дисертації	Термін виконання етапів магістерської дисертації	Примітка
1	Аналіз існуючих приймальних систем та формулювання мети дослідження	2 вересня - 4 жовтня 2024 р.	Виконано
2	Розробка структурної схеми приймальної системи	5 - 13 жовтня 2024 р.	Виконано
3	Розробка алгоритму автоматичного скасування	14 жовтня – 2 листопада 2024 р.	Виконано
4	Знімання показників, аналіз результатів роботи алгоритму	3 - 6 листопада 2024 р.	В роботі
5	Написання 1 розділу роботи	7 - 12 листопада 2024 р.	В роботі
6	Написання 2 розділу роботи	13 - 16 листопада 2024 р.	В роботі
7	Написання 3 розділу роботи	17 - 20 листопада 2024 р.	В роботі
8	Написання 4 розділу роботи	21 - 24 листопада 2024 р.	В роботі
9	Оформлення дисертації	25 листопада - 1 грудня 2024 р.	В роботі
10	Попередній захист дисертації	2 грудня 2024 р.	В роботі
11	Корекція тексту відповідно до висновків попереднього захисту	10 грудня 2024 р.	В роботі
12	Подання дисертації науковому керівнику для отримання відгука	12 грудня 2024 р.	В роботі
13	Подання дисертації рецензенту для отримання рецензії	12 грудня 2024 р.	В роботі
14	Подання роботи на перевірку тексту на схожість та академічну доброчесність	13 грудня 2024 р.	В роботі

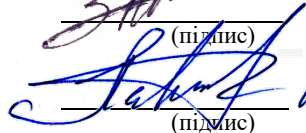
Студент


(підпис)

Арсен ЗАГАЙСЬКИЙ

(ім'я, ПРІЗВИЩЕ)

Науковий керівник


(підпис)

Олег ПАВЛОВ

(ім'я, ПРІЗВИЩЕ)

АНОТАЦІЯ

Актуальність теми роботи полягає в необхідності розробки радіоприймальних систем, здатних автоматично сканувати широкі смуги частот (до 20 ГГц) та ефективно обробляти сигнали радарів з імпульсним або неперервним сигналом та різних видів модуляції. Подібні системи мають важливе значення для сучасних комунікацій, забезпечуючи точність і швидкість виявлення, аналізу та запам'ятовування сигналів.

Мета роботи – визначити технічні рішення для сканування частотного спектру на наявність сигналу в умовах дії радарів або радіозв'язку; розробити нові та покращити наявні алгоритми керування приймачами з перенесенням частоти вниз, проаналізувати результати та надати оцінку.

Об'єкт дослідження – автоматичне сканування смуги частот до 20 ГГц в приймальних системах.

Предмет дослідження – принципи будови апаратної частини та програмного забезпечення в приймальних системах.

Використані *методи дослідження*: опис, адже для розуміння теми варто оглянути принципи будови приймачів, аналіз та синтез (для дослідження приймальних систем та таргетованих сигналів по окремих складових, а пізніше відтворення власного рішення задачі), експеримент забезпечить перевірку правильного виконання інструкцій ПЗ і зняття характеристик. Крім того, під час досліджень були використані такі методи математики та аналізу сигналів, як «спектральний аналіз» та «супергетеродинний метод».

Пояснювальна записка магістерської дисертації складає: 68 сторінок, 40 рисунків, 2 таблиці, 10 джерел, 1 додаток.

Ключові слова: приймач, супергетеродин, широкосмуговий, частотний змішувач, модуляція, алгоритми програмного забезпечення, ПЛС, математична модель.

ABSTRACT

The relevance of the work arises from the need to develop radio receiving systems capable of automatically scanning wide frequency bands (up to 20 GHz) and effectively processing radar signals with pulse or continuous signal and various type of modulation. Such systems are important for modern telecommunications, ensuring the accuracy and speed of signal detection, analysis and storage.

The *objective of the study* is to determine technical solutions for scanning the frequency spectrum for the presence of a signal of radar or radio communications; to develop and improve existing control algorithms for receivers with down-conversion, to analyze the results, and to provide an evaluation.

Object of study: automatic scanning of a wide frequency band in receiving systems.

Subject of study: the principles of hardware and software design for digital control in receiving systems.

Research methods includes: description, because to understand the research area it is worth examining the principles of the structure of receivers, analysis (to study the receiving systems and targeted signals by individual components, and later reproducing your own solution to the problem), an experiment to ensure the correct execution of software instructions and obtaining characteristics. In addition, during the research such methods of mathematics and signal analysis as “spectral analysis” and “superheterodyne method” were used.

The explanatory note of the master's thesis includes: 68 pages, 40 figures, 2 tables, 10 sources, and 1 appendix.

Keywords: receiver, superheterodyne, wideband, frequency mixer, modulation, software algorithms, FPGA, mathematical model.

ЗМІСТ

Зміст	1
Скорочення та умовні позначки	3
Вступ	4
1 Огляд методів сканування радіочастного випромінювання	8
1.1 Огляд засобів-аналогів для роботи з широкою смугою частот	9
1.1.1 Приймачі радіоелектронної боротьби (EW) та радіоелектронної розвідки (SIGINT)	9
1.1.2 Високоточні спектроаналізатори та аналізатори сигналів	13
1.1.3 Приймачі радарів і комунікаційних систем	21
1.1.4 Програмно визначені радіосистеми (SDR)	27
1.2 Огляд методів отримання й розпізнавання радіосигналу	30
1.3 Висновки до розділу 1	33
2 Створення структури апаратного забезпечення	35
2.1 Виділення бажаних характеристик для реалізації комплексного рішення	36
2.2 Попереднє планування	37
2.2.1 Принцип роботи приймального тракту	37
2.2.2 Принцип роботи роздільного смугового детектування	38
2.2.3 Принцип роботи зворотного зв'язку	39
2.3 Створення структурної схеми	40
2.4 Висновки до розділу 2	44
3 Розробка програмного забезпечення	46
3.1 Розробка порядку прийому й обробки сигналів	47
3.2 Вибір платформи, особливості	48

3.2.1 Особливості роботи програмного забезпечення з урахуванням апаратного забезпечення.....	49
3.3 Реалізація блок-схеми та Verilog	50
3.4 Реалізація програми керування.....	51
3.5 Висновки до розділу 3	60
4 Перевірка отриманих результатів.....	61
4.1 Огляд методик вимірювання параметрів	61
4.2 Вимірювання рівня шумів.....	64
4.3 Висновки до розділу 4	66
Висновки.....	67
Список використаних джерел.....	68
ДОДАТОК А.....	69

СКОРОЧЕННЯ ТА УМОВНІ ПОЗНАКИ

ССШ – співвідношення сигнал / шум;

ПЗ – програмне забезпечення;

ЛО – локальний генератор;

ВЧ – радіочастотний вхід / вихід змішувача;

ПЧ – проміжна частота;

ЛЧМ – Лінійна частотна модуляція;

ГКН – генератор керований напругою;

МШП – малошумний підсилювач;

ПЛІС – програмована логічна інтегральна схема;

АЦП – Аналогово-цифровий перетворювач;

ЦАП – Цифро-аналоговий перетворювач;

РЛС – радіо локаційна станція;

ДС – діаграма спрямованості;

АЧХ – амплітудно-частотна характеристика;

ВСТУП

Електромагнітний спектр є основним ресурсом для роботи сучасних електронних систем. Початково ці системи використовували переважно аналогові технології, які були основою для передачі та обробки інформації. Однак, аналогові методи, зокрема традиційні способи передачі сигналів, мали низку обмежень, серед яких чутливість до перешкод, обмежена ефективність смуги пропускання та низька надійність у складних умовах.

З розвитком технологій та зростанням потреб у використанні спектра виникла необхідність переходу до цифрових систем. Цифрові технології дозволили кодувати інформацію у двійковий формат, забезпечуючи таким чином підвищену точність, зменшення впливу шумів і підвищення ефективності передачі даних. Крім того, цифрові системи надали можливість передавати різноманітні типи інформації: текстову, графічну та відеодані, використовуючи ті самі канали зв'язку.

Поступова оптимізація алгоритмів цифрової обробки сигналів сприяла досягненню високої продуктивності та стабільності роботи систем навіть в умовах значного навантаження спектра. Зокрема, було досягнуто значного прогресу в адаптації систем до змін у середовищі, що дозволяє забезпечувати їхню ефективність у складних умовах. Сучасні розробки включають технології адаптивних фільтрів і підвищення стійкості до зовнішніх впливів, таких як перешкоди чи раптові зміни характеристик сигналу.

Таким чином, технічний розвиток досяг двох основних цілей: ефективного використання обмеженої смуги радіочастот та вдосконалення приймальних і передавальних пристроїв. Нові мікроелектронні пристрої та уніфіковані технічні засоби стали не лише стійкішими до перешкод, але й значно дешевшими у виробництві. Це зробило їх доступними для широкого спектра застосувань як у цивільних, так і у військових системах, зокрема в комунікаційних, навігаційних і керуючих технологіях.

Усе сказане вище є справедливим у випадку цивільних небагатоцільових систем передачі інформації, але також існують спеціалізовані цивільні та військові

системи, системи подвійного призначення. Проблеми, які розглядаються в роботі, відповідають сучасним потребам оборонного характеру.

З розвитком технологій електромагнітне просторове середовище сучасної електронної війни стає дедалі складнішим, що вимагає ширших можливостей виявлення та прийому розвідувального приймача. Тим часом інженери стикаються зі складними ситуаціями, коли для вирішення певної задачі необхідно реалізувати систему, здатну працювати в широкій смузі частот, з великою миттєвою смугою пропускання, великою різницею несучої частоти сигналу та смуги пропускання, і низьким співвідношенням сигнал/шум (ССШ, англ. signal-to-noise ratio, SNR), які вимагають більш високої точності та прийому в реальному часі, а також можуть розпізнавати різні види модуляції. Щоб впоратися з наведеною вище ситуацією, широко використовується цифровий каналний приймач (сучасний варіант супергетеродинного оглядового приймача), покращення якого є актуальною темою для даної роботи.

Потреба в розробці програмного забезпечення

З огляду на актуальність теми та досвід автора, в межах магістерської роботи було прийнято рішення зосередитися на проектуванні архітектури приймального пристрою з цифровим керуванням та створенні програмного забезпечення (ПЗ) для радіосистем. Запропонований підхід дозволяє забезпечити гнучкість та адаптивність приймальної системи, що є особливо актуальним у сучасних радіосистемах з динамічними умовами роботи з постійною змінною частотних діапазонів. Вибір теми дослідження обумовлено науковими напрямками кафедри Радіоінженерії. Особливу увагу приділено дослідженню методів керування широкосмуговими системами, що дозволяє забезпечити оптимальну роботу приймальних систем. У рамках роботи було визначено завдання розробки функціональної схеми приймальної системи відповідно до критеріїв оптимальності сканування визначеної смуги частот та опису алгоритмів її функціонування.

Мета, яка має бути досягнута: визначення оптимальних технічних рішень для сканування частотного спектру на наявність сигналу в умовах дії радарів або радіозв'язку; розробити нові та покращити наявні алгоритми керування приймачами з перенесенням частоти вниз. Також важливим аспектом мети є аналіз отриманих результатів та їхнє фінальне оцінювання.

Завдання, які є наслідками аналізу мети і які мають бути виконаними:

- 1) Вивчити наявні приймальні системи й їхню будову;
- 2) Розробити функціональну схему приймальної системи для сканування в широкій смузі частот;
- 3) Визначити потрібні параметри окремих компонентів системи для виконання функцій сканування в широкій смузі частот;
- 4) Розробити алгоритм виконання автоматичного сканування в широкій смузі частот;
- 5) Проаналізувати результати отримані під час роботи алгоритму для тестового приймача.

Об'єктом дослідження виступає процес пошуку наявних невідомих та детермінованих сигналів або ж процес автоматичного сканування смуги частот до 20 ГГц в приймальних системах.

Предмет дослідження охоплює принципи побудови апаратної частини широкосмугових оглядових приймачів та розробку ПЗ для автоматичного керування аналогічними за структурою приймачами.

Для виконання дослідження використано декілька наукових методів: **опис** забезпечив ознайомлення з принципами побудови приймачів і їх базовими характеристиками, що дозволило сформулювати загальне уявлення про досліджувану систему, **аналіз** та **синтез** використовувались для вивчення приймальних систем і таргетованих сигналів по окремих складових, що дало відтворити власне рішення задачі, **експеримент** надає перевірку правильності виконання інструкцій ПЗ, зняття характеристик тестового приймача і оцінку вихідних параметрів системи. Додатково використовувались методи математики та аналізу сигналів, як

«спектральний аналіз» і «супергетеродинний метод» для визначення частотних характеристик сигналів та їх обробки.

Практичними результатами виконання магістерської дисертації є:

- Загальна концепція оглядового приймача для систем з потребою в знаходженні імпульсного, модульованого сигналу або ж ряду сигналів.
- Незалежне від платформи ПЗ для використання з мікросхемами різних виробників для плати керування приймачем;
- Отримані параметри для імплементації рішення в майбутні системи на основі широкосмугового оглядового приймача;
- Алгоритм обробки матриці детектованих сигналів та алгоритм запам'ятовування попередньо зафіксованого сигналу.

Робота складається з наступних структурних елементів: вступ, чотирьох розділів, висновків до розділів, загальних висновків, списку використаних джерел, одного додатку на 1 аркуш А3. Загальний обсяг дисертації – 75 сторінок. Основний зміст викладено на 68 сторінках. Роботу проілюстровано 2 таблицями, 15 рисунками.

1 ОГЛЯД МЕТОДІВ СКАНУВАННЯ РАДІОЧАСТНОГО ВИПРОМІНЮВАННЯ

Метою даного розділу є описати та проаналізувати будову сучасних приладів, що працюють з широкою смугою частот. Для цього варто, насамперед, визначити поняття широкої смуги частот.

Оскільки широка смуга частот є поняттям відносним, то пристрій (такий як антена, підсилювач, конвертер, приймач тощо), який має більшу смугу пропускання (діапазон частот, для якого можна використовувати пристрій), порівняно зі звичайними пристроями того самого типу, може називатись широкосмуговим. Для антенних рішень сформоване поняття надширокосмугових антен, тобто таких, в яких відношення верхньої до нижньої частот робочої смуги більше двох (формула 1.1):

$$\frac{f_{max}}{f_{min}} > 2 \quad (1.1)$$

У цьому контексті слід зазначити про обрані антени, а саме частотно-незалежні антени – такі, в яких вхідний опір та характеристики випромінювання залишаються незмінними в ультраширокій смузі частот. Прикладом такої антени є антена Вівальді, яка буде використовуватись в тестуванні (підрозділ 4.1). У даному випадку ультраширока смуга частот говорить про робочу смугу частот антени, яка має ширину щонайменше декілька гігагерц та параметри (рівень узгодження, коефіцієнт підсилення, ширина променя, рівень бічних пелюсток, коефіцієнт направленої дії) в межах заданих виробником.

Ширина смуги зв'язку зростає відповідно до технологій комунікацій та радарного виявлення, оскільки чим ширша пропускна здатність, тим більше інформації за одиницю часу може бути передано з однієї точки в іншу. Деякі поточні системи бездротового зв'язку, такі як поширена система 4G-LTE, можуть використовувати до 100 МГц смуги пропускання для підтримки високої швидкості передачі даних. Якщо ця тенденція збережеться з переходом до нових стандартів зв'язку, то робоча смуга пропускання оглядового приймача радіоелектронної боротьби (англ.

Electronic Warfare, EW) і приймача зв'язку може бути переосмислена в майбутньому. Подальше обговорення з інженерами зв'язку показує, що багато апаратних міркувань і підходів до обробки цифрового сигналу, які в основному розроблені для приймачів радіоелектронної обробки, однаково застосовуються до приймачів зв'язку. Однак існують принципові відмінності між приймачем розвідувальним і приймачем зв'язку. Приймач зв'язку призначений для відновлення сигналів від детермінованого передавача, в той час як, приймач розвідувальний використовується для перехоплення сигналів від невизначених радарів і дізнається характеристики сигналу, таким чином використовуючи цю інформацію для визначення типів радарів [3].

У даному розділі розглядається застосування подібних систем для задач попередження про опромінення, збирання сигналів, в системах з аналізом параметрів. Залежно від організації, класифікація частотних діапазонів може змінюватись.

Короткий опис структури розділу:

Перший підрозділ приділяє увагу системам-аналогам зі скануванням спектру та можливістю подальшої обробки прийнятих сигналів, а також видам сигналів, які дані системи здатні сприймати.

Другий підрозділ виконує функцію підсумовування методів, якими користуються інженери для досягнення мети в широкій смузі частот.

Третій підрозділ є висновками даного розділу.

1.1 Огляд засобів-аналогів для роботи з широкою смугою частот

1.1.1 Приймачі радіоелектронної боротьби (EW) та радіоелектронної розвідки (SIGINT)

Радіоелектронна боротьба (РЕБ) (англ. Electronic warfare, EW) виконує принцип: отримав, проаналізував, завадив; тобто вносить завади в роботу ворожих систем через втручання.

Високопродуктивні цифрові РЕБ приймачі часто використовують кілька каскадів перетворення частоти для роботи з дуже широкою смугою сигналів і

досягнення високої чутливості та динамічного діапазону. Такі приймачі зазвичай мають три і більше каскади для покращення фільтрації, уникнення перешкод і збереження точності сигналу.

Зазвичай використовується архітектура сенсора радіолокаційного діапазону РЕБ, що відрізняється від архітектури сенсора комунікаційного діапазону відповідно до форми сигналів радіолокатора, який опромінює (у більшості випадків це періодичні короткі імпульси), та основних функцій, які виконує сенсор. Ці функції повинні бути реалізовані за дуже короткий час через надзвичайну швидкість, з якою система озброєння стає загрозою [5]. У системах попередження про наявність джерел загрози використовується грубе сканування для швидкого повідомлення про напрямок прибуття сигналу загрози (англ. Direction of arrival, DOA). Детектори «грубого» сканування архітектурно розміщені перед можливими системами аналізу. Вони мають саме таку назву через використання простого, але швидкого принципу виявлення сигналу по наявності імпульсу та напрямку детектування.

Їхня класифікація за функціями [6]:

- Радіолокаційного попередження (англ. Radar warning receivers, RWR);
- Попередження про наведення (англ. Radar homing and warning receivers, RHWR);
- Електронних засобів протидії (англ. Electronic countermeasure receivers, ECM);
- Електронної підтримки (англ. Electronic support measure receivers, ESM);
- Радіоелектронної розвідки (англ. Electronic intelligence receivers, ELINT).

Також їхня класифікація за принципом будови:

- Детекторний приймач (англ. Crystal video detector receivers);
- Супергетеродинний (англ. Superheterodyne receivers);
- Миттєвого вимірювання частоти (англ. Instantaneous frequency measurement, IFM);
- Канальний приймач (англ. Channelized receivers);
- Компресійний (англ. Compressive receivers);

- Оптичної обробки (на основі закону Брегга) (англ. Bragg cell receivers).

Зробити короткі висновки про переваги та недоліки кожного виду приймача можна в таблиці 1.1. Для цього виділимо основні параметри, які є важливими для приймачів РЕБ: миттєва смуга частот, чутливість до швидких імпульсів, чутливість приймання, робочий динамічний діапазон.

Таблиця 1.1 — Відповідність між принципом будови приймача РЕБ та їхнім станом параметрів відносно найкращого в таблиці

	Детектор.	Супергет.	IFM	Канал.	Компрес.	Оптичн.
Миттєва смуга	Дуже добре	Погано	Дуже добре	Добре	Добре	Добре
Чутливість до імпульсів	Погано	Погано	Погано	Добре	Добре	Добре
Чутливість	Погано	Дуже добре	Добре	Добре	Добре	Добре
Динамічний діапазон	Добре	Дуже добре	Добре	Добре	Добре	Добре

Приймачі перехоплення та моніторингу (системи SIGINT), які сканують діапазони від кількох МГц до десятків ГГц, використовують багатокаскадну супергетеродинну архітектуру. Такі системи забезпечують надійний захист від завад, селективну смугу пропускання та мінімізують спотворення сигналу. Приймач радіоелектронної розвідки забезпечує тривалі та точні вимірювання всіх характеристик радіолокаційного випромінювача (форми сигналу та діаграм спрямованості антени). Це необхідно для аналізу та моделювання пов'язаної системи озброєння, а також для ідентифікації випромінювача з метою занесення даних до бібліотек випромінювачів (англ. Digital radio frequency memory, DRFM).

Радіоелектронна розвідка (РЕР) (англ. Signals intelligence, SIGINT) існує з того часу як зв'язок у військах перейшов на бездротові системи. На початку 20 століття це були прості перехоплення радіосигналу та прослуховування аудіоканалу або коду Морзе на воді та на суші. У сучасному ж світі радіорозвідка охоплює дуже широкий спектр речей: визначає точне місцезнаходження ворожих військ, перехоплює команди, попереджає про пускові сигнали, сигналізує наявність ворога, визначає сприятливі умови для ведення операції, визначає напрямок до джерела сигналу, аналізує трафік на певній місцевості.

Платформи включають літальні апарати пілотовані (рисунок 1.1) та безпілотні (рисунок 1.2), наземні станції систем (рисунок 1.3).



Рисунок 1.1 — NATO ELINT-AWACS на базі Boeing E-3A повітряна система попередження та контролю



Рисунок 1.2 — RQ-4D Phoenix AGS (розвідка суші)



Рисунок 1.3 — Наземна станція «Unit 8200» ізраїльської розвідки

Відповідно до теми дипломної роботи варто звернути увагу на процес автоматичного виявлення в системах РЕБ/РЕР. Автоматичне виявлення — це процес обробки (зазвичай цифрової), яка виконується з радіолокаційним відеосигналом. Сигнал проходить процес виявлення, результати якого представляються оператору та подальшим процесорам даних, пов'язаним із радаром. Автоматичне виявлення включає наступні етапи:

- Квантування покриття радара на елементи роздільної здатності за дальністю та кутом (азимут, кут місця);
- Дискретизація в часі радарного сигналу з частотою два відліки на одиницю роздільної здатності відстані;
- Аналого-цифрове перетворення отриманих відліків із достатньою кількістю біт відповідно до вибраного способу обробки сигналу для мінімізації шуму, відбиття від перешкод і завад до прийняття рішення про виявлення;
- Виконання CFAR-обробки (англ. Constant false alarm rate) для підтримки фіксованого рівня хибних тривог в умовах залишкових завад і перешкод після обробки сигналу, забезпечуючи виявлення порогового значення для передачі ехо-сигналів до наступного етапу автоматичного виявлення та відстеження.

1.1.2 Високоточні спектроаналізатори та аналізатори сигналів

Лабораторні спектроаналізатори (СА) (наприклад: Keysight, Rohde & Schwarz, Agilent) використовують кілька каскадів перетворення частоти для забезпечення високого динамічного діапазону, низького фазового шуму та чистого проміжного

сигналу. Їхня архітектура дозволяє працювати як з вузькосмуговими, так і з широкосмуговими сигналами, зберігаючи чутливість і точність.

Векторні аналізатори сигналів (англ. Vector signal analyzer, VSA) подібно до СА є багатокаскадними супергетеродинними приймачами дозволяють аналізувати складні модуляції та зберігати якість сигналу.

Оскільки одним з важливих для нас параметрів є ширина робочої смуги частот та модульна структура приймача, то варто оглянути прилади, що мають схожий функціонал, а саме цифрові аналізатори спектра. У вільному доступі в мережі інтернет можна знайти будову таких популярних приладів, як Hewlett Packard / Agilent серії ESA-E (рис. 1.4, 1.5).



Рисунок 1.4 — Аналізатор спектра серії ESA-E

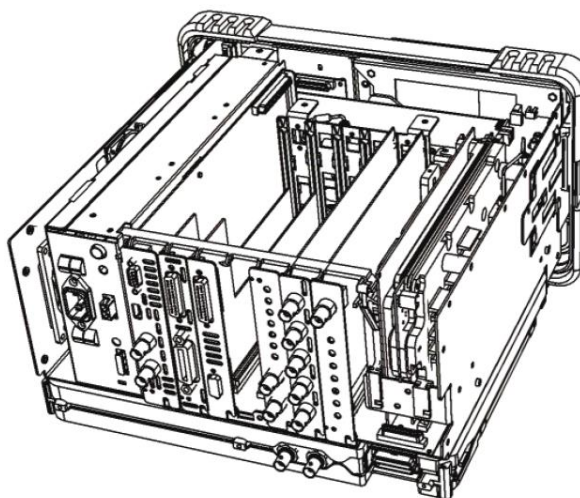


Рисунок 1.5 — Модулі для супергетеродина потрібного конвертування частоти

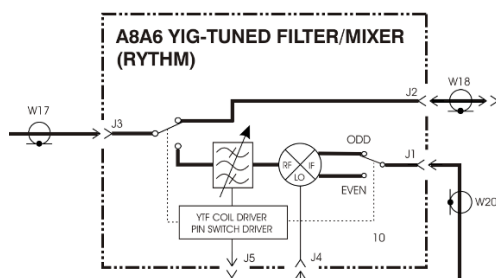


Рисунок 1.8 — Схема залізо-ітрієвого фільтра / змішувача

Після чого вхідний сигнал проходить попереднє фільтрування фільтром низьких частот (ФНЧ) та потрапляє на перший частотний змішувач (рис. 1.9). У цьому місці є можливість комутувати сигнал на попередній підсилювач, щоб компенсувати втрати в сигналі на фільтрі або ж підняти потужність надслабких сигналів. Перший змішувач отримує сигнал LO від залізо-ітрієвого генератора, який використаний щоб забезпечити високу смугу генерованих частот (рис. 1.10 на сторінці 17), він забезпечує широку робочу смугу частот для входу гетеродина. Разом змішувач, схемотехніка фільтрації та підсилення та генератор LO складають перший конвертор частоти вниз.

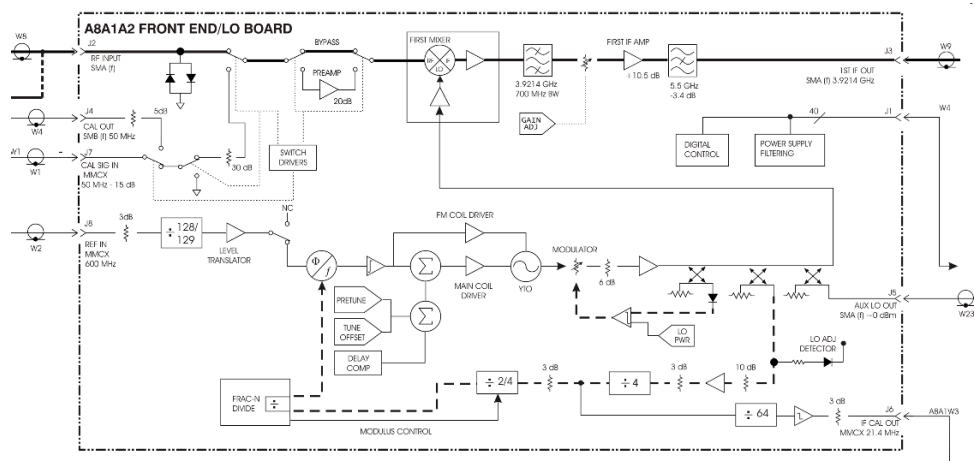


Рисунок 1.9 — Схема першого конвертора частоти

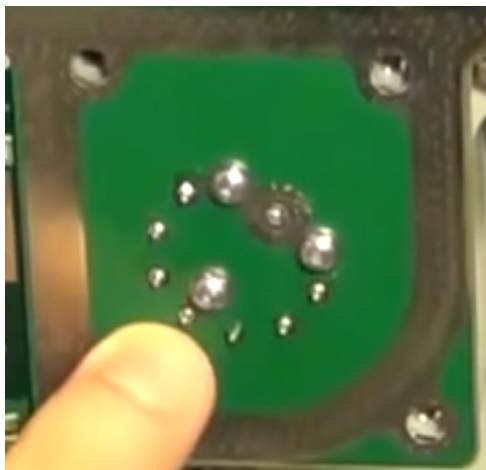


Рисунок 1.10 — Залізо-ітрієвий генератор (англ. YIG Oscillator) на RF платі

Надалі сигнал прямує через смугові фільтри та підсилювач зі змінним підсиленням до другого конвертора частоти вниз (рис. 1.11); сигналом LO тут виступає «2ND LO DRIVE SMB 600 MHz», який також виступає сигналом LO для третього конвертора (рис. 1.14), проте пройшов множник частоти на 2. Даний сигнал гетеродина генерований за допомогою комутування одного з: точного генератора кристалічний осцилятор з підігрівом (oven-controlled crystal oscillator, OCXO), ГКН 10 МГц, або зовнішній точний референсний генератор. Один скомутований генератор виступає драйвером ГКН 100 МГц, вихід якого проходить множник частоти на 3 і потім ділиться на вхід 2 (з множенням на 2) та 3 змішувачів.

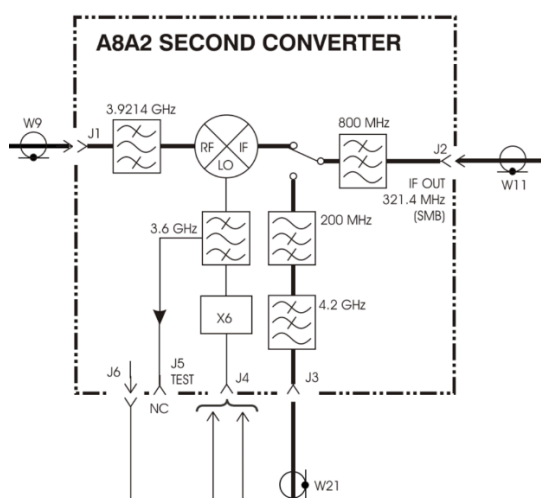


Рисунок 1.11 — Схема другого конвертора частоти

Аароніа, модель SPECTRAN V6 PLUS. Повна функціональна схема зображена на рисунку 1.14:

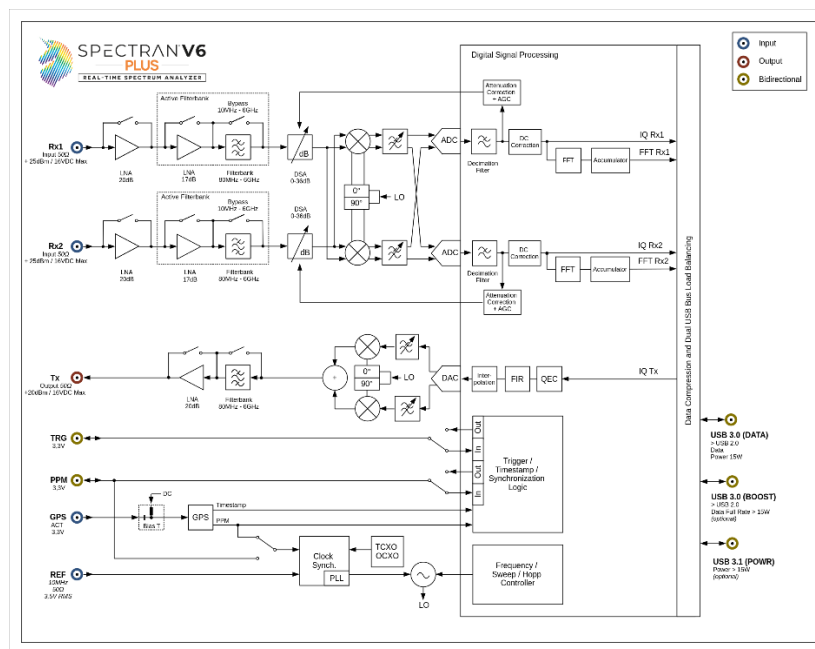


Рисунок 1.14 — Функціональна схема будови аналізатора спектру Аароніа SPECTRAN V6 PLUS

На вході СА розміщено попередні малопотужні підсилювачі (МШП) з можливістю комутації вхідного сигналу повз (англ. bypass) для підсилення сигналу з мінімальним підсиленням шумів (рис. 1.15). Після підсилювачів використовується смуговий фільтр з смугою пропускання, яка співпадає зі смугою робочих частот приладу, тобто 0,01-6,0 ГГц (також з можливістю пропускання сигналу повз).

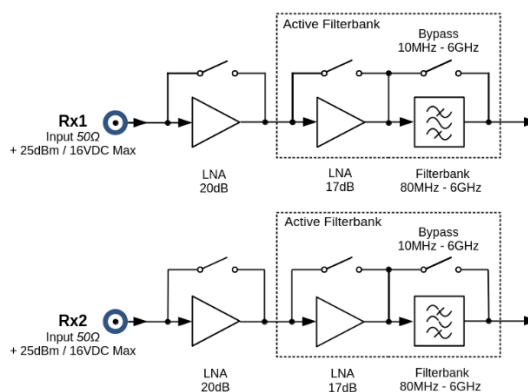


Рисунок 1.15 — Схема вхідного сигналу СА SPECTRAN V6 PLUS

Наступним кроком сигнал потрапляє на цифровий атенюатор (англ. Digital step attenuator, DSA) до 36 дБ, яким керують функціональний блок корекції ослаблення/підсилення сигналу (англ. Automatic gain control). Даний зворотній зв'язок зображений на рисунку 1.16 та виконує важливу функцію контролю рівня сигналу для отримання визначеного рівня сигналу для входу АЦП далі.

Після операцій з рівнем сигналу, він змішується з локальним генератором (LO) із фазовим зсувом 0° та 90° для перетворення частоти в конфігурації I/Q демодулятора. Далі каналні складові перетворюються в цифровий сигнал за допомогою АЦП, проходять фільтри децимації (англ. Decimation filter), який зменшує частоту вибірок сигналу, до зручної для подальшої обробки та запобігає ефекту накладання спектрів.

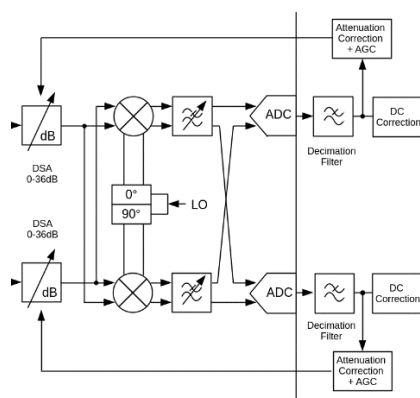


Рисунок 1.16 — Схема ослаблення сигналу та прямої конвертації частоти I/Q-демодулятором

Кожен канал цифрового сигналу проходить двома шляхами до блоку обробки по інтерфейсу USB 3.0: через прямий шлях та шлях з функціональними блоками швидкого перетворення Фур'є (англ. Fast Fourier transform, FFT) з акумуляцією результатів.

1.1.3 Приймачі радарів і комунікаційних систем

Радарні приймачі (авіаційні/наземні) особливо сучасні фазовані антенні решітки (ФАР), застосовують багатокаскадне перетворення частоти для обробки високочастотних сигналів і підтримання низького рівня шуму. Їхня архітектура показує, як адаптувати трикаскадну структуру для частотної гнучкості та покращеної фільтрації.

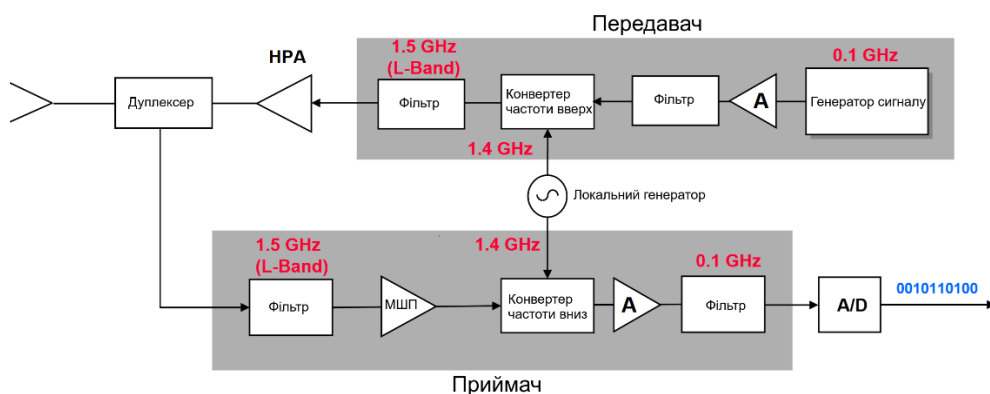


Рисунок 1.17 — Спрощена функціональна схема імпульсного радару

Із поставлених задач зрозуміло, що варто орієнтуватись на імпульси подібних радарів до схеми на рисунку 1.17. Дана схема показує складові імпульсного радару L-діапазону. Він складається з двох окремих модулів передавача і приймача. Передавач включає в себе генератор імпульсів (форми сигналу), попередній підсилювач, смуговий фільтр, змішувач з локальним генератором для модуляції сигналу на носійну частоту. Після конвертора встановлений фільтр з функцією ослаблення зайвих продуктів після змішування частот. Підсилення вихідного сигналу відбувається за допомогою функціонального блоку підсилювача високої потужності (англ. High power amplifier, НРА).

Дуплексер, розміщений між антенним живленням та модулями передавача і приймача, виконує функцію одночасного прийому та передачі сигналів через одну антену. Модуль приймача складається з фільтра прийнятої смуги частот, МШП, змішувача частоти для перенесення вниз, підсилювача для компенсації втрат при

змішуванні. Фінальним блоком приймача є АЦП, котрий надає цифрове відображення форми сигналу (рис. 1.18) для цифрової обробки.

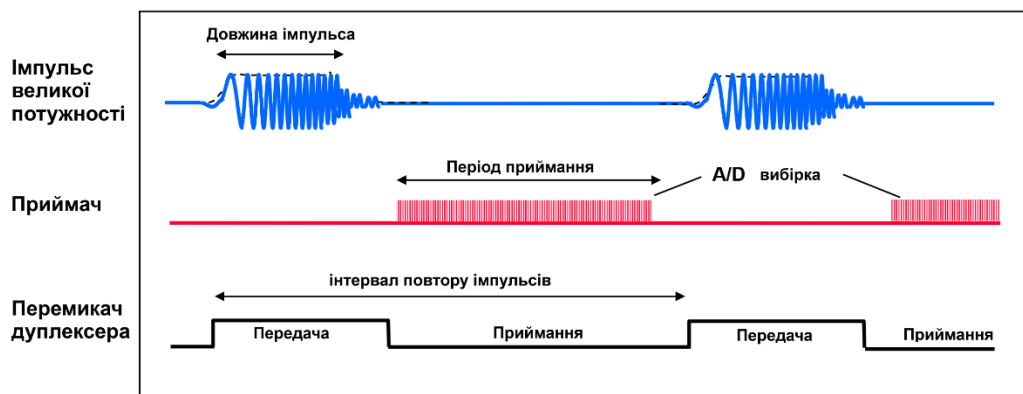


Рисунок 1.18 — Огляд структури сигналів в процесі випромінювання та прийому імпульсного радару

Для того щоб виявляти різні цілі в різних сценаріях та отримувати інформацію про об'єкти інтересу відповідно до потреб, радары випромінюють радіочастотні сигнали різних форм, які за шириною смуги сигналу зазвичай поділяються на вузькосмугові та широкосмугові. Широкасмугові радіолокаційні сигнали зазвичай відносяться до сигналів із шириною смуги, що становить до 10% від їхньої несучої частоти. Вузькосмугові радіолокаційні сигнали мають ключові переваги, такі як простота реалізації в інженерному виконанні та невелика кількість даних для обробки, що здебільшого задовольняє потреби радіолокаційного виявлення, проте, через низьку роздільну здатність по відстані вузькосмугових сигналів неможливо отримати точну інформацію про відстань до цілі. При використанні вузькосмугової передачі для визначення місцеположення цілі радары не можуть ефективно класифікувати та ідентифікувати ціль, що не відповідає вимогам сучасних радіолокаційних систем щодо виявлення та розпізнавання. Тому широкосмугові сигнали з високою роздільною здатністю по відстані стали ключовим напрямком досліджень у сучасній радіолокаційній галузі.

Широкасмугові радіолокаційні сигнали дозволяють радару отримати чіткий, одновимірний профіль з високою деталізацією дальності цілі, розрізнати кожну

точку розсіювання на цілі та отримувати високоточну інформацію про вимірювання кожної точки розсіювання (англ. Scattering point). Широкопasmові радіолокаційні сигнали також мають відмінну стійкість до перешкод, оскільки для створення ефективних завад потрібно мати ширший діапазон частот та більшу потужність. Крім того, широкопasmові сигнали характеризуються хорошими антизавадовими властивостями, оскільки інтенсивність завад може бути значно послаблена. Широкопasmові радіолокаційні сигнали включають ультраширокопasmові короткоімпульсні сигнали, лінійно-частотно-модульовані сигнали (ЛЧМ) та сигнали зі ступінчастою частотою. Ультраширокопasmові (англ. Ultra-wideband) короткоімпульсні сигнали мають низьку енергію та зазвичай використовуються для виявлення на коротких дистанціях. Модульовані сигнали, зокрема ЛЧМ та сигнали зі ступінчастою частотою, мають ширший імпульс та вищу потужність, що робить їх придатними для середньої та великої дальності виявлення[7].

Параметри радарів зазвичай включають відношення сигнал/шум, роздільну здатність за дальністю, роздільну здатність за Доплерівською швидкістю та об'єднану роздільну здатність за дальністю і Доплерівським зсувом.

Найбільш широко використовуваною імпульсною формою сигналу для надширокопasmових коротких імпульсів є гауссівський імпульс та його похідні різних порядків. Гауссівський імпульс у часовій області можна записати математично формулою 1.2:

$$s(t) = \frac{A}{\sqrt{2\pi}\sigma} e^{-\frac{t^2}{2\sigma^2}} \quad (1.2)$$

де A – амплітуда, σ – стандартне відхилення ширини сигналу, пов'язане з шириною імпульсу.

Похідні різних порядків можна виразити в часовій області формулою 1.3:

$$s^{(n)}(t) = -\frac{n-1}{\sigma^2} s^{(n-2)}(t) - \frac{t}{\sigma^2} s^{(n-1)}(t) \quad (1.3)$$

А якщо застосувати перетворення Фур'є то отримаємо формулу 1.4:

$$S_n(f) = A(j2\pi f)^n e^{-\frac{(2\pi f\sigma)^2}{2}} \quad (1.4)$$

На даний момент існує два основних способи генерації імпульсного сигналу: емітерно-зв'язана логіка (ЕЗЛ) та використання перемикань елементів як тунельні діоди, крокові діоди відновлення та транзистори з лавинним ефектом[7].

Якщо розглядати сценарій прийому короткого імпульсу, то тут використовуються швидкісні АЦП та архітектура розподілених по часу семплування паралельних АЦП (рис. 1.19) з фіксованим інтервалом захоплення; дані в такому випадку зберігаються та обробляються в хронологічному порядку.

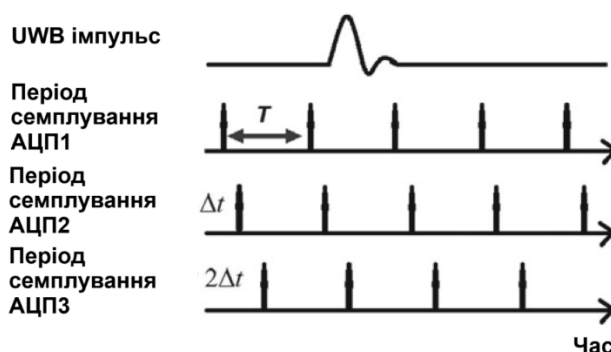


Рисунок 1.19 — Графік процесу збору вибірок сигналу з еквівалентними по проміжку часу

Ще один варіант радарного сигналу є ЛЧМ (англ. Chirp modulation або linearly frequency-modulation, LFM). Він також є найбільш широко використовуваним широкосмуговим радіолокаційним сигналом, оскільки його велика смуга частот, досягнута завдяки частотній модуляції, та значна тривалість імпульсу для підтримки потужності переданого сигналу дозволяють радару здійснювати дальнє та високо-точне (мається на увазі саме англ. High-resolution) виявлення.

Однак, у порівнянні з іншими широкосмуговими сигналами, основним недоліком сигналів з лінійною модуляцією є високі бічні пелюстки після узгодженої фільтрації.

Зазвичай використовуюється сигнал описують без використання амплітуди (дорівнює 1) формула 1.5:

$$s(t) = \begin{cases} e^{i\pi kt^2}, & \text{якщо } |t| \leq \frac{T}{2} \\ 0, & \text{в інших випадках} \end{cases} \quad (1.5)$$

де t – це час, T – довжина сигналу, k – коефіцієнт нахилу.

Графік даного сигналу в комплексному вигляді зображений на рисунку 1.20; складові репрезентують амплітудну та фазову складову сигналу (інфазна та квадратурна):

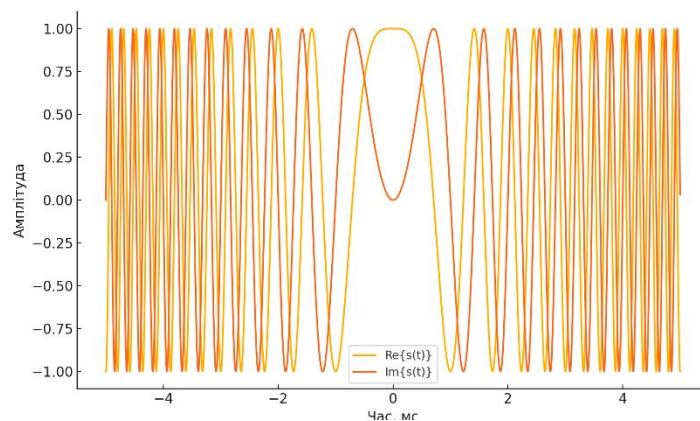


Рисунок 1.20 — Графік ЛЧМ з дійсною частиною (помаранчевий) та уявною (жовтий)

Даний сигнал ми часто спостерігаємо в спектральному аналізі як форму стабільної смуги з підйомами на кінцях (рисунок 1.21, сторінка 26) та як похилі лінії на «водоспаді» (англ. Waterfall graph) програмно-керованого радіо (англ. Software defined radio, SDR), який показує одночасно 3 параметри сигналу (часовий, частотний та градієнт потужності):

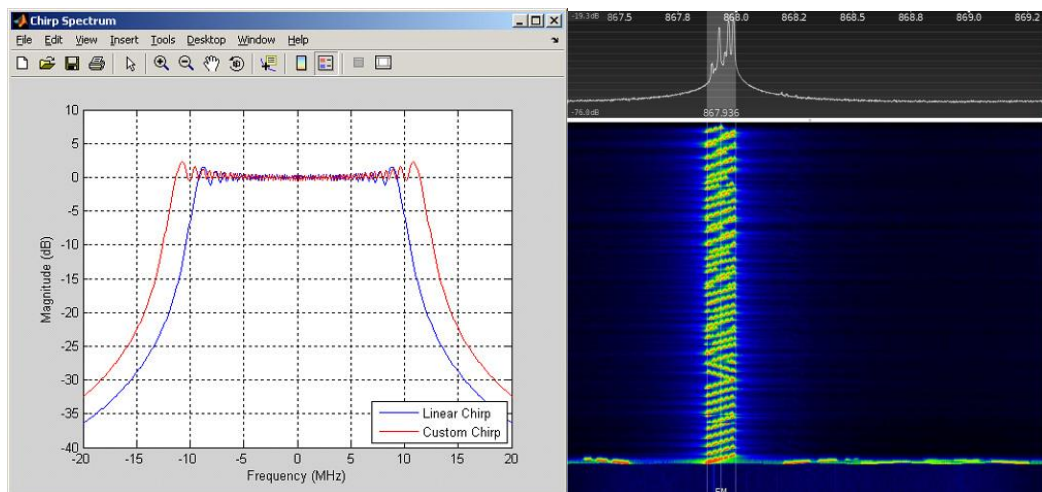


Рисунок 1.21 — Графік ЛЧМ з представленням частотного спектру (ліворуч) та водоспадом (праворуч)

Також існує ще один використовуваний в широкосмугових застосуваннях вид сигналів, а саме частотно-ступінчастий (англ. Stepped frequency signal) – Ступінчастий частотний сигнал є важливим радіолокаційним сигналом з високою дальньою роздільною здатністю. Він використовує послідовне випромінювання декількох імпульсів однакової тривалості з лінійним кроком частоти. Завдяки обробці із синтетичним імпульсним стисненням досягається дальній профіль (англ. Profile) з високою роздільною здатністю. На відміну від типових надширокосмугових і традиційних сигналів з імпульсним стисненням (ЛЧМ), ступінчастий частотний сигнал має декілька ключових переваг: миттєва вузька смуга сканування, більша робоча «синтезована» смуга частот, нижчі вимоги до частоти дискретизації АЦП приймача та простіша інженерна реалізація.

Сигнал має смугу частот « Bt » дискретно поділену на серію точкових частот і передається за допомогою кількості імпульсів « N ». Це називають фреймом сигналів. Якщо припустити, що несуча частота починається з f_0 , а крок частоти дорівнює Δf , несуча частота n -го імпульсу визначається за формулою 1.6. Ширина переданого імпульсу τ , а період повторення імпульсів T_r . Діаграма розподілу частоти-часу показана на рисунку 1.22 на сторінці 27 [7].

$$f_n = f_0 + n\Delta f \quad (1.6)$$

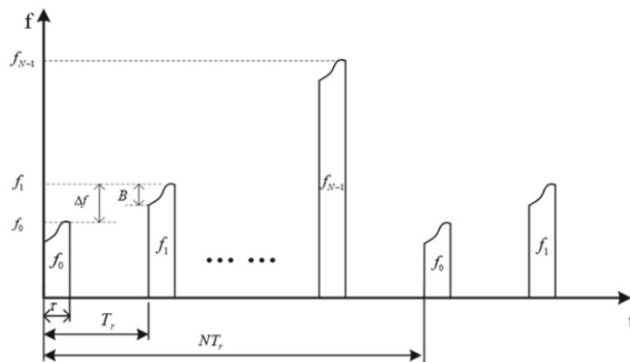


Рисунок 1.22 — Графік частотно-часової залежності частотно-ступінчастих імпульсів

Для прикладу можна навести формулу переданого сигналу (формула 1.7):

$$x(t) = \frac{1}{\sqrt{N\tau}} \sum_{n=0}^{N-1} u(t - nT_r) e^{i2\pi f_n t} e^{-i2\pi f t} \quad (1.7)$$

де $u(t)$ — це сигнал субімпульсної модуляції.

Ступінчастий частотний сигнал можна поділити на декілька типів залежно від форми модульованого субімпульсного сигналу: простий прямокутний імпульс, ЛЧМ-сигнал, двофазовий код, псевдовипадковий код тощо.

1.1.4 Програмно визначені радіосистеми (SDR)

Незважаючи на популярність прямого перетворення в програмно-керованому радіо приймачах на низьких частотах, для високочастотних модулів SDR часто використовують архітектуру зі змішуванням сигналу на вході з сигналом LO. Такий вид SDR називають також гібридним.

Відразу варто відмітити велику перевагу такого варіанту використання SDR для широкої смуги частот — ширший динамічний діапазон. Проте це також вносить свої недоліки з ускладненням аналогової частини системи, а саме власні шуми додаткових аналогових конструкцій та потреба сканувати діапазон по можливості, а не охоплювати разом як при використанні схеми з прямим перетворенням[8].

Великим плюсом SDR є використання потужних платформ (мікросхем) обробки цифрового сигналу, вони можуть бути:

- Універсальні мікропроцесори (англ. General purpose microprocessor) завдяки їх високій гнучкості в аспекті переналаштування, а також простоті впровадження нових проєктів. З іншого боку, універсальні мікропроцесори не є спеціалізованими для математичних обчислень.
- Цифрові сигнальні процесори (англ. Digital signal processor DSP) спеціалізовані для виконання математичних обчислень, що дозволяє легко впроваджувати нові цифрові комунікаційні модулі для однотипних задач.
- Програмовані логічні інтегральні схеми або ПЛІС (англ. Field-programmable gate array, FPGA) використовуються для цифрової обробки сигналів, оскільки вони дозволяють реалізовувати повністю паралельні алгоритми. Застосування інструментів, таких як MathWorks HDL Coder, спрощує створення нових модулів, оскільки вони генерують переносимий синтезований Verilog та VHDL-код з MATLAB-функцій, моделей Simulink та діаграм Stateflow. Це добре підходить для перенесення алгоритмів обробки сигналів від концепції до виробництва.
- Графічні процесори (англ. Graphics processing unit, GPU) є надзвичайно потужними з обчислювальної точки зору. Необхідність обробки реалістичної графіки в масових ринках індустрії забезпечила їм високий рівень продуктивності при низькій ціні. GPU-бібліотеки для лінійної алгебри (обрахунку матриць), обробки сигналів, зображень та відео закладають основу для SDR застосувань.
- Процесори на архітектурі ARM (англ. Advanced RISC Machines) – корисні за рахунок низької вартості, низькому енергоспоживанню та обчислювальним можливостям. Такі процесори у поєднанні з аналоговою частиною роблять їх придатними платформами для мобільних комунікацій та обчислень. Додавання нових SIMD-інструкцій у процесори серій Arm Cortex-A та Cortex-R52, відомих як NEON, прискорює алгоритми обробки сигналів і функцій для підвищення швидкодії SDR-програм.

Серед програмного забезпечення можна виділити: SDR++, SDR#, DSDPlus, SDRTrunk. Дані програми застосовують для моніторингу радіочастотного ресурсу одночасно на декількох каналах, спектрограм, спостереження за частото-часовим графіком з візуалізацією потужності «водоспад», IQ-запам'ятовування сигналів, декодування сигналів (DMR, P25, NXDN, D-STAR, X2-TDMA, MPT1327), прийом телеметрії (даних від віддалених сенсорів), виведення отриманої аудіо-інформації, використання trunked-мереж (мережі зі змінною каналів зв'язку).

Щодо пошуку сигналів автоматичним скануванням, то тут в SDR можна використовувати один з двох шляхів: модулі розширення функціоналу для таких програм як SDR++ та SDR# або ж розробляти свій варіант обробки (спектрального аналізу) отриманих даних.

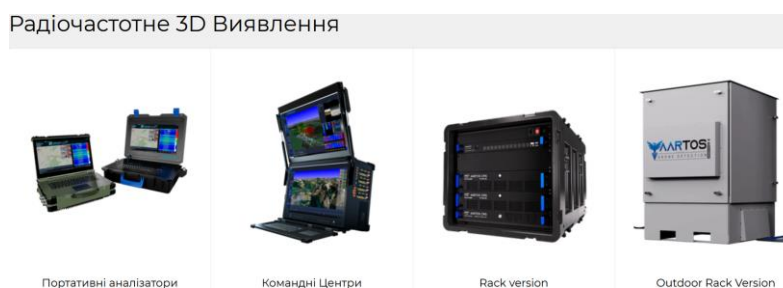


Рисунок 1.23 — Продукти Aaronia AARTOS системи виявлення дронів

Для прикладу Німецька компанія Aaronia (продукти зображені на рис 1.23 та 1.24) виготовляє на базі своїх розробок (СА, антен, підсилювачів, модулів обробки сигналів) прилади радіоелектронної боротьби. Основними цілями таких систем є безпілотні літальні апарати (БПЛА). ПЗ котре керує даними системами як детектування, так і генерації сигналу придушення розроблено по принципу програмно-керованого радіо, але дещо відрізняється функціоналом від проектів з відкритим кодом.



Рисунок 1.24 — Командний пункт системи детектування дронів (англ. Drone detection system, DDS) AARTOS

Сканування спектру зазвичай реалізують за допомогою виділення потужніших за рівнем сигналів із загальної спектрограми після застосування швидкого перетворення Фур'є (ШПФ) та встановлення порогу виявлення (англ. Thresholding). Накладаючи на детектований сигнал його часові параметр, можна отримати більше уявлення про довжину імпульсу чи використану модуляцію.

1.2 Огляд методів отримання й розпізнавання радіосигналу

Реалізація уніфікованих мікросхем є ключовим фактором для зниження вартості виробництва та оптимізації розробки нових кращих електронних приймально-передавальних пристроїв. Сучасні багатофункціональні мікросхеми здебільшого базуються на архітектурі системи на кристалі (англ. System on a chip, SoC), які оптимізовані під конкретні задачі, такі як Wi-Fi або Bluetooth. Вони не охоплюють широких смуг частот, але ефективно вирішують проблеми передачі даних у вузькому діапазоні з відповідними програмними стеками.

Поділ радіочастотного спектра на окремі канали забезпечує можливість одночасної роботи декількох систем без взаємних перешкод в ситуації обмеженого частотного ресурсу. Використання цифрових методів модуляції дозволяє підвищити інформаційну ємність каналу при сталому частотному діапазоні. Робота у широкій

смугі частот передбачає використання гетеродинів на основі генераторів частоти. Найпоширенішими рішеннями є генератори, керовані напругою (ГКН) (англ. Voltage-controlled oscillator, VCO), та цифрові синтезатори частоти. ГКН ефективні для лінійної модуляції (ЛЧМ) та систем з обмеженою кількістю несучих частот. У випадках, коли необхідно забезпечити роботу у дуже широкій смугі частот (десятки гігагерц), зазвичай застосовуються цифрові синтезатори частоти (наприклад прямого цифрового синтезу або англ. Direct digital synthesis), які, разом із частотним змішувачем, утворюють супергетеродинну структуру (конвертор частоти). Цифрові синтезатори забезпечують точне розділення частотних каналів для подальшого використання у приймально-передавальних системах. Для керування смугою пропускання застосовуються частотні комутатори (англ. RF Switch), які забезпечують ізоляцію виходу від входу та мінімізують небажані взаємні впливи у системі.

Для визначення необхідності зміни частоти гетеродину після смугових фільтрів використовуються детектори потужності або логарифмічні детектори. Вони забезпечують аналоговий вихід, пропорційний потужності сигналу, що дозволяє системі приймати рішення про корегування робочої частоти.

У надширокосмугових сценаріях оцифрування сигналу реалізується двома основними методами:

1. Прямий цифровий прийом після надшвидкісного АЦП (з частотою дискретизації від 1 до 2,5 ГГц).
2. Двоступеневий каскадний прийом, де кілька груп високошвидкісних АЦП використовуються для початкового широкосмугового прийому, а подальше цифрове розділення каналів забезпечує детальну обробку.

Другий метод є ефективним для пропускних здатностей у десятки гігагерц, проте має обмеження: при наявності сигналів великої смуги пропускання між каналами можливі зрощення та спотворення сигналу. У випадках, коли у каналі присутні сигнали з різною смугою пропускання, подальша обробка ускладнюється через перехресні канали та зниження ССШ [1].

З метою отримати корисних даних дані із аналогового сигналу, перетвореного в цифрові вибірки, використовуються наступні принципи цифрової обробки:

1. Отримання частотної вибірки за допомогою перетворення Фур'є. Перетворення включає чотири основні члени свого сімейства: перетворення Фур'є, ряд Фур'є, дискретне перетворення Фур'є (DFT) і дискретно-часове перетворення Фур'є (DTFT). Швидке перетворення Фур'є (FFT) і його обернене перетворення (IFFT) (формула 1.9), що часто згадуються, є конкретною реалізацією DFT. Перетворення Фур'є $x(t)$ (формула 1.8) визначається як:

$$X(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t)e^{-i\omega t} dt \quad (1.8)$$

де t – змінна часу, ω – зміна частоти (рад/с).

Якщо застосувати перетворення до $X(\omega)$, то отримаємо зворотнє перетворення:

$$x(t) = \int_{-\infty}^{\infty} X(\omega)e^{i2\pi\omega t} d\omega \quad (1.9)$$

Вихідні дані FFT можуть використовуватися як аналоговий СА для вимірювання амплітуди різних гармонік та шумових компонентів оцифрованого сигналу. Гармоніки вхідного сигналу можна відрізнити від інших продуктів спотворень за їхнім розташуванням у частотному спектрі.

2. Несуча частота. Ширина смуги сигналу зазвичай нікого не цікавить, визначається саме середня частота несучої. Проводять пошук фільтру із найвищим рівнем сигналу порівняно з сусідніми фільтрами. В результаті для визначення частоти вхідного сигналу часто застосовуються амплітудні компаратори між суміжними каналами. Цей підхід ефективно надає коректну інформацію про частоту за умови низького вимогливого миттєвого динамічного діапазону.
3. Ширина імпульсу (згадана раніше).
4. Час прибуття сигналу (англ. Time of arrival, TOA).
5. Кут прибуття сигналу (англ. Angle of arrival, AOA) або в нашому випадку можна використати узагальнене «напрямок прибуття сигналу» (англ. Direction of arrival, DOA) для однієї площини може бути вираховано за порівнянням

потужності сигналу на сусідніх антенах, після обробки отриманих з них сигналів.

6. Вид модуляції. У застосуваннях електронної боротьби вхідний сигнал може позначатися як безперервна хвиля (CW), якщо тривалість імпульсу перевищує заздалегідь визначене значення (тобто від десятків до кількох сотень мікросекунд)[3], що визначається в 3 пункті. Визначення наявності BPSK сигналу.

Дані параметри мають бути вихідними для приймальної системи з автоматичним скануванням. Розміри потрібних даних в посилці (англ. Pulse descriptor word, PDW) (в байтах) для пристрою виведення описані в підрозділі 3.4.

1.3 Висновки до розділу 1

Підсумовуючи перший розділ, було проаналізовано аналоги за функцією приймача супергетеродинного, а саме приймачі систем РЕБ/РЕР, які також використовують будову супергетеродинного приймача. Приймач, що розробляється виконує спостереження за радарними сигналами як системи з категорії РЕБ. Якщо порівнювати з СА, то розроблювана система повинна мати ширший функціонал сканування, автоматичного керування атенюаторами та підсилювачами. Оскільки супергетеродин має меншу моментальну смугу від прямого перетворення як в СА SPECTRAN V6, то це ще раз доводить потребу використати детектування двома способами: спочатку швидке грубе детектування, а потім точне при обробці сигналів. Будова радарних приймачів подібна, єдині відмінності полягають в вихідних параметрах, оскільки радар вже знає параметри надісланого сигналу та може обчислити зміни та час відбиття. Визначено, що програмно-обумовлені радіоприймачі (SDR) є прямими конкурентом супергетеродинного приймача у випадку, якщо розглядати його разом з блоком обробки сигналу, але SDR має більшу універсальність завдяки великій кількості готового ПЗ та платформ, які його підтримують.

Водночас, для ефективної роботи з динамічною смугою частот SDR потребує додаткових модифікацій фахівцями. З наведеного аналізу випливає, що якщо розробляти ПЗ з нуля, то можливо реалізувати власний гібридний приймач, обробку в якому буде виконувати SDR, який включає в себе АЦП та процесор.

У розділі з оглядом радарних приймачів також визначив типи сигналів, які будуть цільовими для системи з автоматичним скануванням в широкій смузі частот.

Також було визначено необхідні методи обробки вхідних сигналів: визначення центральної несучої частоти, ширину імпульсу, час прибуття, шлях прибуття, вид модуляції.

Для приймача з подвійним застосуванням не може бути обмежень по частотних діапазонах, які він може використовувати.

2 СТВОРЕННЯ СТРУКТУРИ АПАРАТНОГО ЗАБЕЗПЕЧЕННЯ

Даний розділ передбачає розробку блоку приймача для автоматичного сканування у широкій смузі частот.

З метою виконання поставленої задачі в попередньому розділі були розглянуті загальні будови приймально-передавальних пристроїв, тобто основні складові приймача:

- Малошумний підсилювач;
- Атенюатор цифровий;
- Змішувач для перенесення на низьку частоту;
- Локальний генератор (гетеродин);
- Фільтр смуговий;
- Підсилювач потужності RF;
- Детектор потужності сигналу / логарифмічний детектор;
- Аналого-цифровий перетворювач;
- Модуль обробки (він же споживач цифрового сигналу).

Отримані вхідні дані були застосовані для моніторингу сучасних технологій імплементації кожного окремого функціонального блоку та створення уявлення про можливі структурні об'єкти, канали комунікацій між окремими модульними елементами.

Обрана будова трохконвертерного супергетеродинного приймача має суттєві переваги перед одно- чи двохконверторними аналогами: поліпшена селективність за рахунок каскадів фільтрації та підсилення, розширений робочий діапазон, менші вимоги до окремих компонентів, бо вони можуть працювати суто в своєму діапазоні з ПЧ.

Короткий опис структури другого розділу:

Перший підрозділ – визначення бажаних характеристик, яким має відповідати проєктований приймач сигналу.

Другий підрозділ описує будову шляхів ПЧ, схему розміщення детекторів, принцип цифрового керування.

Третій підрозділ – створення функціональної схеми приймача з автоматичним скануванням в широкій смузі частот

Четвертий підрозділ є висновками другого розділу.

2.1 Виділення бажаних характеристик для реалізації комплексного рішення

Оскільки приймач не має чогось нового в аналоговій частині, то є сенс оглянути цілі з якими підходять до розробки приймачів для РЕБ систем (на базі супергетеродину).

Зазвичай використовуються наступні параметри: миттєва смуга, просторове охоплення поля зору (антенами), кількість паралельно прийнятих сигналів, мінімальна ширина імпульсу, чутливість, динамічний діапазон, точність виміру центральної частоти, точність вимірювання ширини імпульсу, точність вимірювання амплітуди сигналу.

Миттєва смуга визначається смугою на виході приймача. Я пропоную використати вхідну смугу блоку обробки 500 МГц. Цифрова плата керування має 32 розряди детектування, тобто 32 діапазони по 500 МГц в сумі дадуть повну робочу смугу частот в 16 ГГц. У цей же час можна визначити інший параметр, а саме діапазон робочих частот. На мою думку варто залишити нижні частоти для простіших детекторів/приймачів, а використати вищі частоти, які частіше використовуються в радарях цивільного та військового призначення. Отже робочий діапазон частот буде визначений на проміжку від 4 до 20 ГГц. Частотні діапазони визначені цілком для перехоплення комунікацій. Можлива робота в умовах сильного засмічення завадами.

Просторове охоплення поля зору буде визначатись тестовим стендом, який охоплює 4 антенами 360° в горизонтальній площині (за азимутом).

Мінімальна ширина імпульсу визначена програмно, а саме модулем фільтрації шини даних детекторів RTL-Verilog. Пропоную до проведення тестів це значення взяти спрогнозувати на рівні трохи нижчому ніж середня довжина імпульсу радарів з великою роздільною здатністю 0,3 мкс (між 10 та 1000 нс).

Чутливість приймача з використанням МШП не повинна бути нижчою від -80 дБм з можливими відхиленнями ± 15 дБм залежно від частотного каналу (різна планка шуму вздовж всього робочого діапазону частот).

Динамічний діапазон для більшості логарифмічних детекторів складає не більше 50 дБ (з даташиту).

Точність виміру центральної частоти може не грати велику роль в системах РЕБ, проте для систем зв'язку це є важливим параметром і має визначатись хоча б до 1 МГц.

Точність виміру ширини імпульсу для наших цілей шукати 0,5 мкс імпульси достатньо 100 нс.

Точність виміру амплітуди залежить від блоку обробки і дорівнює приблизно 1 дБ.

2.2 Попереднє планування

2.2.1 Принцип роботи приймального тракту

Відстань шляху сигналу між антеною до МШП має бути мінімальною для збереження потужності сигналу. Оскільки ми маємо 4 антени, по одній на кожні 90° градусів повороту за азимутом, а вхід в приймача може бути тільки один, то варто встановити активний мультиплексор. Він буде комутувати антени по чергово і керуватись платою керування.

Вхідний малOSHумний підсилювач виконаний окремим блоком і складається з двох атенюаторів та одного підсилювача потужності для точного налаштування

рівня сигналу. Після МШП сигнал ділиться на 3 блоки кожен в своєму діапазоні (4-10, 10-14 та 14-20 ГГц); проходить вхідний смуговий фільтр у відповідних діапазонах для забезпечення сигналів лише свого діапазону частот в блоці розрахованому для цього діапазону. Втрати сигналу на фільтрах компенсуються підсилювачем потужності. Наступним встановлений дільник сигналу на 4 канали в кожному підсилювачі і фільтр смугою пропускання в 1,5 ГГц для блоків, які розраховані на 6 ГГц смугу та 1 ГГц для блоку, який розрахований на смугу 4 ГГц.

Для кожного каналу передбачений свій змішувач частоти з LO (відповідної частоти), після чого ми отримуємо 2,5-4 ГГц та 2-3 ГГц ПЧ в залежності від блоку.

Втрати під час змішування компенсуються і далі ці смуги сигналів проходять на 3 і 2 смушкових фільтра з пропускними частотами 2,5-3, 3-3,5, 3,5-4 та 2-2,5, 2,5-3 ГГц відповідно. Тобто ми отримуємо 32 сигнали в 3 блоках на вході кожного логарифмічного детектора. Плата керування отримує шини сигналів з логарифмічних детекторів та приймає рішення комутувати потрібний їй сигнал ПЧ отриманий після змішувачів 2,5-4 ГГц та 2-3 ГГц на вхід смугового фільтра, підсилювача потужності та останнього спільного змішувача. Саме вихід цього змішувача має смугу 500 МГц та проходить вихідний атенюатор на вихід приймача.

2.2.2 Принцип роботи роздільного смугового детектування

Логарифмічні детектори встановлені кожен після фільтру своєї смуги частот, проте якщо потужність сигналу завелика, то не лише цей детектор покаже наявність сигналу, а й сусідній. Вихід детекторів є аналоговим сигналом, проте варто встановити компаратори та багатоканальні ЦАП для керування рівнем детектування на компараторі й ми отримуємо вихід у вигляді логічного рівня. Таким чином можна виміряти динамічний діапазон чистого детектування: подаємо сигнал на вхід приймача з генератора сигналів в середині випадкового діапазону, наприклад 7750 МГц, починаючи від -110 дБм піднімати потужність покроково на 2-3 дБ. Коли побачимо логічну «1» детектора, відмічаємо нижню планку детектування на

рівні наприклад -75 дБм і продовжуємо піднімати сигнал допоки не буде одиниць на сусідніх детекторах, це верхня межа чистого детектування (до прикладу -25 дБм). Отже динамічний діапазон детектування дорівнює 50 дБ. Попри неідеальну характеристику даних фільтрів, навіть якщо ми зачепили сусідні діапазони, ми можемо програмно змінити розряд вхідного атенюатора або сканувати по порядку від центральної частоти засвічені діапазони. Динамічний діапазон самого логарифмічного детектора можна дізнатись з графіку в даташиті (рис. 2.1), але це стосується лише налаштування ЦАП.

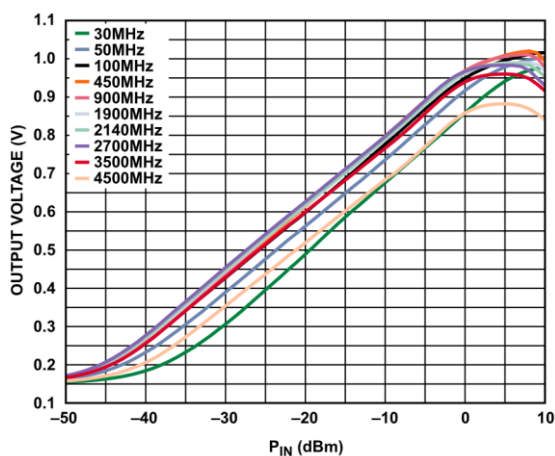


Рисунок 2.1 — Графік залежності вихідної напруги довольного логарифмічного детектора потужності відносно вхідної потужності сигналу

Грубе детектування дозволяє автоматично за короткий проміжок часу переглядати широкий частотний спектр для виявлення активних сигналів чи загроз. Це мінімізує час обробки, адже груба оцінка дозволяє не витратити ресурси на детальне дослідження всього діапазону.

2.2.3 Принцип роботи зворотного зв'язку

Перетворений ПЧ сигнал потрапляє через фільтр на АЦП. АЦП має відповідати критерію Найквіста щодо семплування з можливістю швидкісної комунікації.

Цифрову вибірку сигналу отримує ПЛІС. Можливі види цифрової обробки: визначення модуляції, потужності, часу тривалості, декодування цифрових комбінацій, цифрова фільтрація, внесення змін в сигнал, запам'ятовування (наприкладі ДРФМ), генерування відповіді. Надання зворотного зв'язку у вигляді наприклад оновленої таблиці пріоритетності сигналів або потенційних джерел сигналу для відслідковування. Приймач корегує вхідні матриці алгоритму перемикача (може ігнорувати або навпаки приділяти більше уваги сигналам з певними параметрами).

Основною проблемою цифрового приймача є обробка вихідних даних АЦП зі швидкістю до 2 ГГц при розрядності 8 біт. Один із можливих підходів полягає у мультиплексуванні виходу АЦП. Якщо АЦП працює на частоті 2000 МГц, а мікросхема швидкого перетворення Фур'є (ПФ, ШПФ) може працювати лише на 400 МГц, вихід АЦП можна розділити на чотири паралельні потоки, кожен з яких подається на окрему мікросхему FFT. Інший підхід передбачає використання класичних швидкісних цифрових фільтрів. У цьому випадку вихід АЦП також мультиплексується, а для сортування сигналів застосовується багато паралельних фільтрів.

2.3 Створення структурної схеми

Для початку розробки схеми потрібно визначитись із кількістю проміжних частот і вихідною смугою частот. Розглянуті в роботі приклади показують, що супергетеродини з двома і трьома конверторами на сучасних компонентах можуть досягнути подібні смуги частот до нашої поставленої задачі. Зважаючи на те, що простіше реалізувати структуру з двома конверторами; таке рішення зменшить розміри пристрою за рахунок скорочення кількості міжмодульних з'єднань та компенсуючих втрати на фільтрах підсилювачах, схемах їхнього живлення.

Вихідна смуга частот має бути зміщена відносно нульової частоти для зручності роботи з подальшою обробкою сигналу, проте крайня частота смуги не повинна перевищувати можливості АЦП поширених модулів обробки (зазвичай в межах 0,5 – 1,5 гігасемплів). У даному випадку планується застосовувати приймач з менш

продуктивними АЦП на рівні 1 гігасемпла, тож вихідна смуга визначена на 50 - 550 МГц.

Частота локального гетеродина f_{LO} встановлюється таким чином, щоб бажана частота прийому f_{RF} перетворювалася в проміжну частоту f_{IF} . Існує два варіанти вибору частоти гетеродина через зв'язок між позитивними та негативними частотами. Якщо частота гетеродина менша за бажану частоту прийому, це називається низькочастотним підмішуванням (англ. Low-side injection), і тоді f_{IF} визначається формулою 2.1. Якщо частота гетеродина вища за бажану частоту прийому, це називається високочастотним підмішуванням (англ. High-side injection), і тоді f_{IF} визначається формулою 2.2:

$$f_{IF} = f_{RF} - f_{LO} \quad (2.1)$$

$$f_{IF} = f_{LO} - f_{RF} \quad (2.2)$$

Виходячи з об'ємності розрахунків, результати будуть сформовані в таблицю 2.1:

Таблиця 2.1 — Розраховані значення LO та ПЧ для функціональної схеми приймача широкосмугового

Діапазон 500 (ГГц)	LO1 (МГц)	ПЧ (ГГц)	LO2 (МГц)	Тип Підмішування
4 - 4,5	2000	2 - 2,5	2550	НЧ+ВЧ
4,5 - 5	2000	2,5 - 3	3050	НЧ+ВЧ
5 - 5,5	2000	3 - 3,5	3550	НЧ+ВЧ
5,5 - 6	2000	3,5 - 4	4050	НЧ+ВЧ
6 - 6,5	9000	2,5 - 3	3050	ВЧ+ВЧ
6,5 - 7	9000	2 - 2,5	2550	ВЧ+ВЧ
7 - 7,5	10000	2,5 - 3	3050	ВЧ+ВЧ
7,5 - 8	10000	2 - 2,5	2550	ВЧ+ВЧ
8 - 8,5	11000	2,5 - 3	3050	ВЧ+ВЧ
8,5 - 9	11000	2 - 2,5	2550	ВЧ+ВЧ
9 - 9,5	12000	2,5 - 3	3050	ВЧ+ВЧ

Продовження таблиці 2.1

9,5 - 10	12000	2 - 2,5	2550	ВЧ+ВЧ
10 - 10,5	13000	2,5 - 3	3050	ВЧ+ВЧ
10,5 - 11	13000	2 - 2,5	2550	ВЧ+ВЧ
11 - 11,5	14500	3 - 3,5	3550	ВЧ+ВЧ
11,5 - 12	14500	2,5 - 3	3050	ВЧ+ВЧ
12 - 12,5	14500	2 - 2,5	2550	ВЧ+ВЧ
12,5 - 13	16000	3 - 3,5	3550	ВЧ+ВЧ
13 - 13,5	16000	2,5 - 3	3050	ВЧ+ВЧ
13,5 - 14	16000	2 - 2,5	2550	ВЧ+ВЧ
14 - 14,5	11500	2,5 - 3	3050	НЧ+ВЧ
14,5 - 15	11500	3 - 3,5	3550	НЧ+ВЧ
15 - 15,5	11500	3,5 - 4	4050	НЧ+ВЧ
15,5 - 16	13000	2,5 - 3	3050	НЧ+ВЧ
16 - 16,5	13000	3 - 3,5	3550	НЧ+ВЧ
16,5 - 17	13000	3,5 - 4	4050	НЧ+ВЧ
17 - 17,5	14500	2,5 - 3	3050	НЧ+ВЧ
17,5 - 18	14500	3 - 3,5	3550	НЧ+ВЧ
18 - 18,5	14500	3,5 - 4	4050	НЧ+ВЧ
18,5 - 19	16000	2,5 - 3	3050	НЧ+ВЧ
19 - 19,5	16000	3 - 3,5	3550	НЧ+ВЧ
19,5 - 20	16000	3,5 - 4	4050	НЧ+ВЧ

Першим елементом приймача є вхідний тракт і МШП, які зображені на рисунку 2.2:

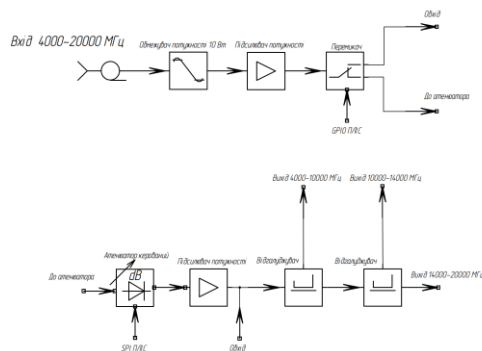


Рисунок 2.2 — Схема вхідного тракту і МШП

Розділення на рисунку вище зроблено з метою забезпечити роботу компонентів в межах лінійних характеристик. Обмежувач потужності є захисним елементом системи, адже атенуатор не є рішенням великої надлишкової потужності.

Кожен окремий модуль в майбутньому має бути відділений від інших розв'язуючими елементами та корпусними деталям для забезпечення ізоляції окремих сигналів та унеможливлення виникнення «пролазів».

Наступним кроком будую структуру трьох частотних модулів, які виконуватимуть детектування та перенесення частоти на першу ПЧ (рис. 2.3, 2.4 та 2.5):

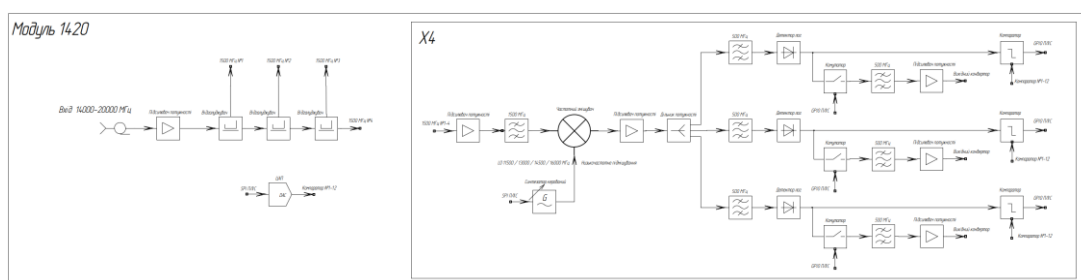


Рисунок 2.3 — Схема модуля перетворення 14 - 20 ГГц

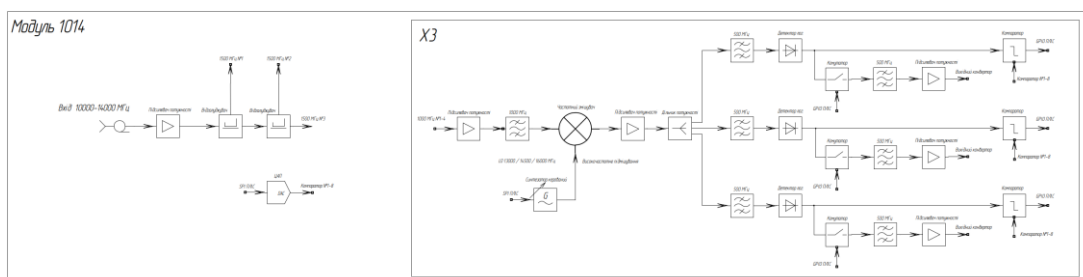


Рисунок 2.4 — Схема модуля перетворення 10 - 14 ГГц

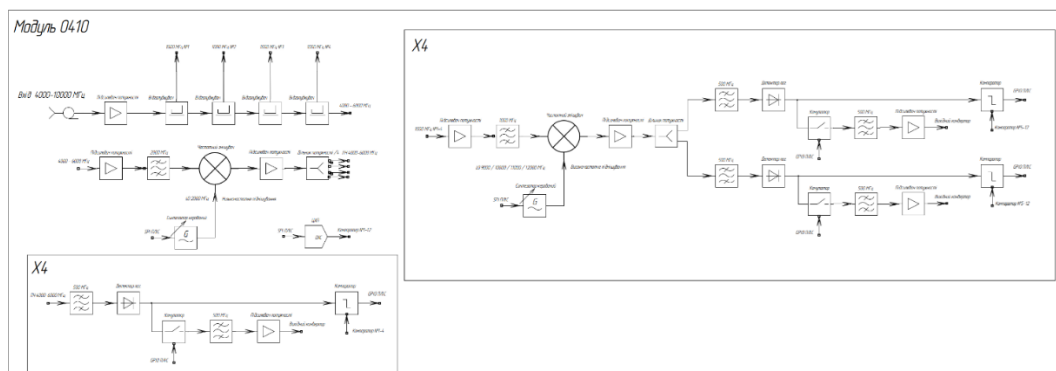


Рисунок 2.5 — Схема модуля перетворення 4 - 10 ГГц

Останній модуль є найбільшим через оптимізацію вибору LO для вищих діапазонів.

Вихідна смуга частот формується з отриманих з таблиці 2.1 ПЧ вихідним конвертором частоти вниз, який зображений на рисунку 2.6:

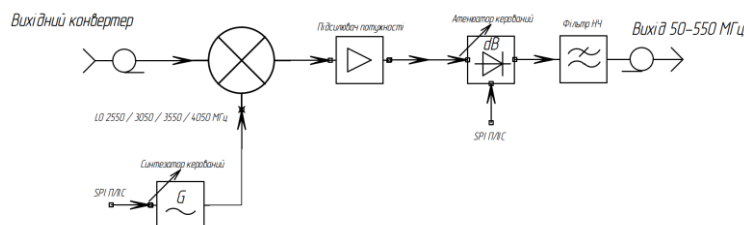


Рисунок 2.6 — Схема вихідного конвертора частоти та вихідного атенюатора

Результат виконання розробки схеми функціональної розміщений в додатку А.

2.4 Висновки до розділу 2

У даному розділі було розроблено функціональну схему широкосмугового супергетеродинного приймача з автоматичним цифровим керуванням. Для цього були обраховані частоти LO для двох конверторів. Отримані значення проміжної частоти були використані для вказання частотних характеристик фільтрів.

Для отримання цифрового сигналу з усіх каналів використовуються компаратор та цифро-аналоговий перетворювач (ЦАП). Референсний рівень напруги на вході компаратора, необхідний для формування цифрового сигналу 0/1 з аналогового, задається під час попереднього налаштування приймача. Динамічний діапазон детектора визначає нижню межу детектування потужності сигналу. Цей параметр у подальшому може бути узгоджений із роботою вхідного малошумного підсилювача, розташованого ближче до антени.

Принцип роботи системи на першому етапі можна описати наступним чином: отримані n -кількість сигналів 0 або 1 формуються у вигляді паралельної шини

даних, яку передають у пам'ять керуючого пристрою. На основі сигналу «1» із конкретного каналу змінюється частота гетеродина, щоб забезпечити на виході різницеву низьку частоту IF. Цей сигнал можна перетворити на цифровий за допомогою швидкісного аналого-цифрового перетворювача (АЦП). Частота дискретизації має бути хоча б вдвічі вищою за максимальну частоту смуги пропускання фільтра на виході приймача (теорема Найквіста). У даному випадку обмеження щодо використання спектра та потужності (наприклад, EIRP) не враховуються, оскільки система має приймально-оглядове призначення.

3 РОЗРОБКА ПРОГРАМНОГО ЗАБЕЗПЕЧЕННЯ

Третій розділ присвячений процесу побудови ПЗ для плати керування широкосмуговим приймачем з автоматичним скануванням. «Автоматичне сканування» в даному випадку трактується як процес самостійних рішень на основі інструкцій перемикавання RF-перемикачів, зміни частоти LO, програмування ЦАП для компараторів, зміни ослаблення атенюаторів та підсилення в підсилювачі МШП, вихідному атенюаторі. Усі ці дії забезпечують коректне виконання функції сканування через динамічну смугу частот 500 МГц.

Основними метриками для ПЗ в цій роботі виступають порівняння очікуваних результатів із результатами власних тестів з випадковими вхідними даними та експеримент на тестовому стенді. Згаданий тестовий стенд складається з персонального комп'ютера (ПК), 4 тестових антен, блоку мультиплексора, тестового приймача та блоку обробки сигналу.

Вимоги, які були розроблені щодо розробки ПЗ на основі практичних результатів дослідження (Вступ):

- Можливість швидко перенести ПЗ без втрати головного функціоналу з однієї платформи на іншу;
- Додаткові абстракції для використання різних видів мікросхем в залежності від приймача (не стосується інтерфейсів керування);
- Виведення інформації на зовнішній пристрій, наприклад через Ethernet.

Короткий опис структури третього розділу:

Перший підрозділ описує структуру програми в цілому та алгоритм сканування.

Другий підрозділ розглядає проектні питання щодо вибору апаратного забезпечення.

Третій підрозділ пояснює блок-схему ПЛІС.

Четвертий підрозділ описує використаний алгоритм пошуку сигналу серед отриманої з грубого детектування вибірки.

П'ятий підрозділ – висновки до третього розділу.

3.1 Розробка порядку прийому й обробки сигналів

Структура програми обробки матиме наступний вигляд: приймальна програма (відповідає за: перетворення регістрів GPIO в зручний для операцій формат, передачу відповідних mutex та значень-прапорів головній програмі), головний процес (функція контролю операцій, спілкування з ПК, спілкування з пов'язаними пристроями), програма синтезу (функція першого налаштування синтезаторів, внесення подальших змін за потреби), програма перемикання (функція перемикання RF шляхів всередині приймальних пристроїв), програма керування МШП (функція керування рівнями підсилення та ослаблення вхідного сигналу), програма ЦАП (функція виставлення референсних рівнів компараторів), програма керування Ethernet (функція першого налаштування регістрів контролера, форматування повідомлень, формування посилки UDP/TCP), програма знаходження сигналу (функція сканування, перевірки, запам'ятовування та відтворення пріоритетних послідовностей, надсилання команд перемикання), програма обробки зворотного зв'язку (функція приймати дані від модуля обробки низькочастотного сигналу та корегування дій програми пошуку сигналу).

Мій основний фокус, в даному випадку, це програма знаходження сигналу скануванням для випадків, коли у робочій смузі частот знаходиться не один сигнал. На даний момент програма працює наступним чином: головний процес отримує дані від приймальної програми, за потреби відсіює діапазони-спам, передає набір діапазонів до програми знаходження сигналу. Наступним кроком є дії побудови порядку сканування отриманих діапазонів частот: до матриці отриманих активних діапазонів застосовується правило, що сильніший сигнали засвічують більше сусідніх діапазонів, тобто порядок обробки від більшої кількості «засвічених» діапазонів до меншої. Потім до цієї отриманої матриці з порядком перемикання застосовується матриця пріоритетних діапазонів (пріоритети від 1 до 10 для різних частот, оскільки ми можемо працювати з широкою смугою частот, але застосування

приймача можуть бути різними від приймальної частини спілкування авіатехніки до засобів радіолокаційної розвідки). Отримана матриця передається у функцію перемикання всіх сигналів (сусідні діапазони), вона передає окремий сигнал, який займає ряд діапазонів, у функцію перемикання одного сигналу, а остання передає кожен окремий діапазон функції, яка їх вже перемикає в певному порядку. Під «певним порядком» я маю на увазі скануюче перемикання від центральної точки до країв.

Отже короткий опис алгоритму має наступний вигляд:

1. Поділ сигналу на піддіапазони (англ. Subbands);
2. Сортуювання за довжиною та пріоритетністю;
3. Визначення порядку сканування для окремих сигналів.

Даний алгоритм, теоретично, дозволяє швидше отримати потрібний діапазон, з яким надалі зможе працювати модуль обробки НЧ сигналу й ініціює зворотній зв'язок, який контролюватиме подальші дії в процесі пошуку сигналу. Оскільки потужний сигнал в більшості подібних приймачів детектується на сусідніх діапазонах, то рух зсередини смуги спочатку перевіряє цю здогадку, а потім може перевірити на наявність корисного сигналу сусідів.

3.2 Вибір платформи, особливості

Розробка виконана мовою програмування «C» використовуючи Xilinx Vitis IDE в проєкті «single application». Описати які інструменти мови «C» варто використовувати, а які ні, яким форматуванням користувався і подібне. Імплементация синтезованого ядра «Microblaze» 32-біт розрядності.

Вибір даної платформи був виконаний по ряду причин. По-перше, ПЛІС Xilinx є дуже надійними мікросхемами з можливістю спілкування на логічному рівні 3.3 В, що застосовується для більшості цифрових мікросхем. По-друге, обробка шини з 32 сигналів частотних діапазонів в часовій області вимагає паралельності процесу

та можливості синтезувати власну архітектуру з логічних елементів, для цього можна використати мову Verilog. По-третє, автор має досвід в імплементації проектів з різними ПЛІС даного виробника.

Щодо особливостей даної платформи, можу відмітити гнучкість апаратної частини за рахунок синтезованої периферії всередині ПЛІС (CAN, UART, SPI, Interrupt controller, GPIO), що дозволяє оптимізувати проект або виправити прорахунки програмно навіть після повністю виготовленої апаратної частини.

3.2.1 Особливості роботи програмного забезпечення з урахуванням апаратного забезпечення

Узгоджуючи роботу даного пристрою з майбутніми системами, варто забезпечити модульність програмного забезпечення, тобто всі комунікації та частини програмного забезпечення, які відповідають за керування мікросхемами, відокремити в окремі файли і використовувати в імплементації через виклик інтерфейсних функцій.

Для отримання зворотного зв'язку від плати керування та обробки на макетній платі використовується плата розширення з Ethernet контролером (рис. 3.1), який також програмується серійним інтерфейсом, а також може живитись напругу від наявної напруги 3.3 В.



Рисунок 3.1 — Мережева плата розширення Wiznet W5500

Використана низькорівнева бібліотека «ioLibrary_Driver» від виробника Wiznet на мові «C» для виконання конфігурування мікросхеми W5500 та надси-
лання посилок. У майбутньому, в залежності від обладнання, можлива потреба вза-
ємодії із сусіднім обладнанням, яке я забезпечив розмістивши поруч з ПЛС на дру-
кованій платі мікросхеми-драйвери інтерфейсів CAN та RS485.

3.3 Реалізація блок-схеми та Verilog

Блок схема включає центральний блок Microblaze, який поєднується AXI-
шинами з периферійними структурами. Блок GPIO виконує просто розділення 32-
бітних шин на окремі. Блок SPI об'єднує декілька периферій для спілкування ок-
ремо з синтезаторами частоти, ЦАП та Ethernet контролером. Конфігурація пере-
ривань за рівнем сигналу: CAN, UART (RS), SPI, GPIO. Для тестування тактовий
синхронний сигнал через дільник складає 50 МГц. Збір інформації з шини детекто-
рів виконаний за допомогою RTL-Verilog модуля, який тактується таймером 100
нс, що забезпечує вимірювання довжини імпульсу. Синтезована блок-схема зобра-
жена на рисунку 3.2.

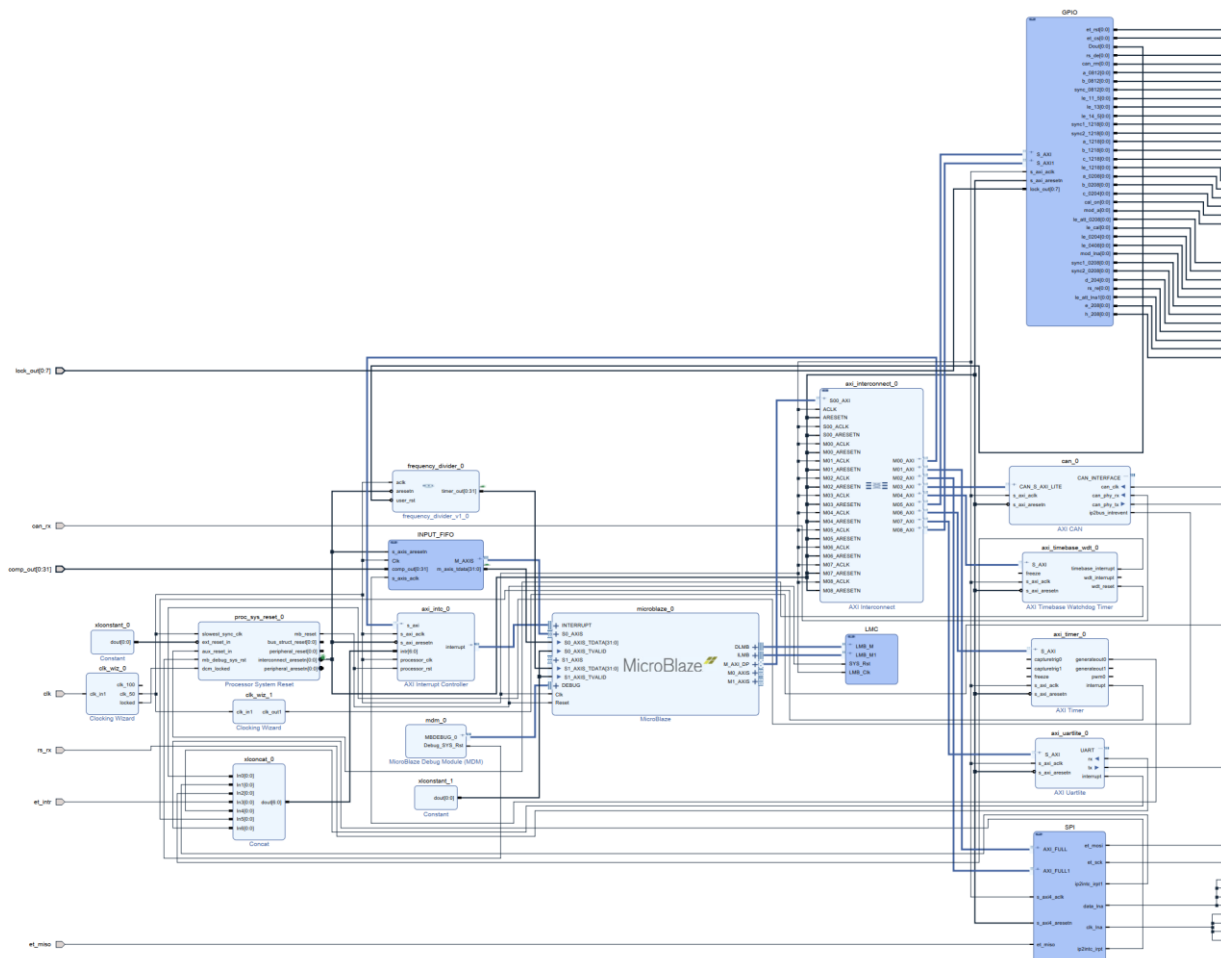


Рисунок 3.2 — Блок-схема ПЛІС

3.4 Реалізація програми керування

Програма пошуку сигналу складається з наступних функцій:

```
static void fillDataArray(struct signal_struct* this, u32 signal);
static void getSignalsSize(struct signal_struct* this);
static void getCenterPoints(struct signal_struct* this);
static u32 switchAllSignals(struct signal_struct* this);
static u32 switchNextSignal(u8 mid, u8 start, u8 end);
static u8 switchNextPoint(u8 next, u8 start, u8 end);
static void arrangeSignalsInOrder(struct signal_struct* this);
static void prioritizeSignals(struct signal_struct* this, u8* prior_array);
static void swapArrayMembers(u8* array, u8 index1, u8 index2);
static u8 maxValue(u8* prior_array, u8 start, u8 end);
```

Схема взаємодії даних функцій зображена на рисунку 3.3:

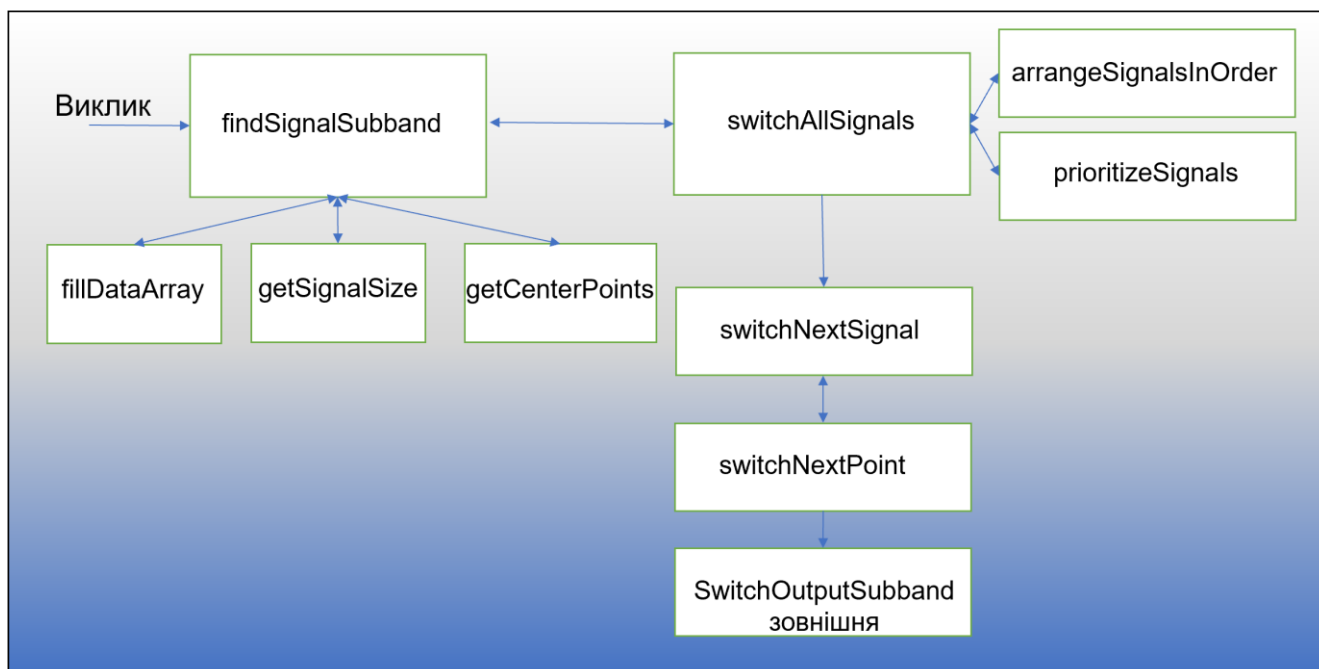


Рисунок 3.3 — Блок-схема програми пошуку сигналу в діапазонах

Із блок-схеми видно, що під час перемикавання до кожної наступної точки, викликається зовнішня функція, яка має функцію перемикати приймач з новими параметрами (RF-комутатори + синтезатори частоти LO).

```

void SwitchOutputSubband(u8 band)
{
    u8 config;

    config = getConfigLine(band);
    XSpi_SetOptions(Spi1InstancePtr, XSP_MASTER_OPTION
        | XSP_MANUAL_SSELECT_OPTION);
    SetRfPath(config);
    SetHeterodyneFrequency(config);
}
  
```

Щодо пошуку сигналу, то тут головною функцією виступає «findSignalSubband», яка виконує підготовку параметрів матриці сигналів, довжини детектованих діапазонів-сусідів та центральні точки цих довжин.

```

u32 findSignalSubband(u32 signal)
{
  
```

```

u32 Status;

struct signal_struct signal_data_struct = {0};
struct signal_struct* this = &signal_data_struct;
if (signal == 0x00000000) {
    return ERROR;
}
fillDataArray(this, signal);
getSignalsSize(this);
if (this->points[0] == ERROR) { // || this->size > 16) {
    return ERROR;
}
getCenterPoints(this);
Status = switchAllSignals(this);
return Status;
}

```

Перша викликана функція записує в this дані про детектовані сигнали (створює матрицю):

```

static void fillDataArray(struct signal_struct* this, u32 signal)
{
    u8 pos;

    for (pos = 0; pos < SIGNAL_MAX_SIZE; pos += 1) {
        if (signal & (1 << pos)) {
            this->signals[pos] = 0x01;
        } else {
            this->signals[pos] = 0x00;
        }
    }
}

```

Друга функція визначає скільки послідовного і де сусідніх сигналів показують наявність сигналу і записує точки в this:

```

static void getSignalsSize(struct signal_struct* this)
{
    u8 pos;
    u8 pos_point = 0;
    bool isFirst = true;

    this->points[0] = ERROR;
}

```

```

for (pos = 0; pos < SIGNAL_MAX_SIZE; pos += 1) {
    if (this->signals[pos] == 1) {
        if (isFirst) {
            isFirst = false;
            this->points[pos_point] = pos;
            pos_point += 1;
        }
        else {
            if (isFirst == false) {
                isFirst = true;
                this->points[pos_point] = pos - 1;
                pos_point += 1;
            }
        }
    }
}
// Add end point in case last member is "1"
if (isFirst == false) {
    if (this->signals[31] == 1) {
        this->points[pos_point] = 31;
        pos_point += 1;
    }
}
this->size = pos_point / 2;
}

```

Третя викликана функція записує в this точки центрального діапазону (якщо довжина – парне число, то обирається нижчий діапазон):

```

static void getCenterPoints(struct signal_struct* this)
{
    u8 center_index = 0;
    u8 pos_point;
    u8 len = 0;

    for (pos_point = 0; pos_point < (this->size*2); pos_point += 2) {
        if (pos_point > 1 && this->points[pos_point] == 0) {
            break;
        }
        len = this->points[pos_point + 1] - this->points[pos_point] + 1;
        this->midpoints[center_index] = this->points[pos_point] + (len / 2);
        if ((len % 2) == 0) {
            this->midpoints[center_index] -= 1;
        }
    }
}

```

```

        center_index += 1;
    }
}

```

Після виконання цих операцій всі необхідні параметри в нас є і функція головного процесу пошуку «findSignalSubband» викликає «switchAllSignals», яка вже запускає процес сканування. Остання має наступний вигляд:

```

static u32 switchAllSignals(struct signal_struct* this)
{
    u32 Status;
    u8* prior_ptr = &prior_coefficients[0];

    arrangeSignalsInOrder(this);
    prioritizeSignals(this, prior_ptr);
    for (u8 index = 0; index < (this->size); index += 1) {
        margin = this->midpoints[index] - this->points[index*2];
        Status = switchNextSignal(this->midpoints[index],
            this->points[index*2],
            this->points[(index*2) + 1]);
    }
    return Status;
}

```

Масив prior_coefficients виконує роль матриці пріоритетності діапазонів (значення від 1 до 10), вона буде визначати порядок сканування після того як порядок сканування буде визначений по розміру (потужності) функцією «arrangeSignalsInOrder»:

```

static void arrangeSignalsInOrder(struct signal_struct* this)
{
    u8 len1 = 0;
    u8 len2 = 0;
    u8 order_index;
    bool isSwapped;

    do {
        isSwapped = false;
        order_index = 0;
        for (u8 index = 0; index < (this->size*2); index += 2) {
            len1 = this->points[index + 1] - this->points[index] + 1;
            len2 = this->points[index + 3] - this->points[index + 2] + 1;
            if (len2 > len1) {

```

```

        isSwapped = true;
        swapArrayMembers((u8*)&this->points, index, index + 2);
        swapArrayMembers((u8*)&this->points, index + 1, index + 3);
        swapArrayMembers((u8*)&this->midpoints,
            order_index, order_index + 1);
    }
    order_index += 1;
}
} while(isSwapped != false);
}

```

Дана функція сортує від широких сигналів до коротких.

Тепер виконуємо накладання пріоритетів на дане сортування за довжинами:

```

static void prioritizeSignals(struct signal_struct* this, u8* prior_array)
{
    u8 order_index;
    bool isSwapped;
    u8 prior1, prior2;

    do {
        isSwapped = false;
        order_index = 0;
        for (u8 index = 0; index < (this->size*2); index += 2) {
            prior1 = maxValue(prior_array, this->points[index],
                this->points[index + 1]);
            prior2 = maxValue(prior_array, this->points[index + 2],
                this->points[index + 3]);
            if (prior2 > prior1) {
                isSwapped = true;
                swapArrayMembers((u8*)&this->points, index, index + 2);
                swapArrayMembers((u8*)&this->points, index + 1, index + 3);
                swapArrayMembers((u8*)&this->midpoints,
                    order_index, order_index + 1);
            }
            order_index += 1;
        }
    } while(isSwapped != false);
}

```

Цикл в функції процесу перемикання «switchAllSignals» виконує функцію перегляду всіх послідовностей сигналу, які на даний момент репрезентовані в

загальній смузі сканування. В циклі викликається функція перемикання однієї послідовності «switchNextSignal»:

```
static u32 switchNextSignal(u8 mid, u8 start, u8 end)
{
    const u8 end_constant = 0x78;
    u8 point;

    if (mid < start || mid > end) {
        return ERROR;
    }
    SentDataEthernet(reverse32((u32)1 << mid));
    await();
    point = switchNextPoint(mid, start, end);
    for (u8 index = 0; index < (end - start); index += 1) {
        SentDataEthernet(reverse32((u32)1 << point));
        point = switchNextPoint(point, start, end);
        if (point == end_constant) {
            break;
        }
    }
    return (u32)point;
}
```

Дана функція виконує відправку проміжних результатів UDP пакет для моніторингу роботи алгоритму із стендового ПК. Процеси які відбуваються це перемикання діапазонів 500 МГц (точок) в межах даного сигналу. Порядок перемикання точок визначається циклом for та наступною функцією «switchNextPoint»:

```
static u8 switchNextPoint(u8 next, u8 start, u8 end)
{
    u8 point;
    const u8 end_constant = 0x78;

    // Pass number to external function
    SwitchOutputSubband(next);

    if (next == end) {
        point = end_constant;
    } else {
        if ((next - start) < (end - next)) {
            point = end - margin;
            if (margin != 0) {
                margin -= 1;
            }
        }
    }
}
```

```

    }
} else if ((next - start) == (end - next)) {
    point = next - 1;
    if (margin != 0) {
        margin -= 1;
    }
} else {
    point = start + margin;
}
}
return point;
}

```

Реалізований в розглянутій функції алгоритм можна описати математично за допомогою наступних рівнянь в формулі 3.1:

$$\text{наступна} = \begin{cases} \text{кінцева} - \text{відступ} \\ \text{наступна} - 1 \\ \text{початкова} + \text{відступ} \end{cases} \quad (3.1)$$

Перший випадок відбувається за умови, що $(\text{наступна} - \text{початкова}) < (\text{кінцева} - \text{наступна})$, тобто наступна точка ближче до кінця вибірки сигналів. У такому випадку ми скануємо діапазон з відступом від кінця і переходимо з відступом до початку вибірки.

Другий випадок відбувається за умови, що $(\text{наступна} - \text{початкова}) = (\text{кінцева} - \text{наступна})$, це говорить нам про те, що ми в центральній точці й наступний крок буде до нижчого діапазону.

Третій випадок відбувається за умови, що не справдилися попередні умови, тож рухаємось з відступом від початку вибірки.

Для перевірки передав випадкову послідовність на вхід (в шістнадцятковій системі числення EF77 F65E або ж у двійковій 1110 1111 0111 0111 1111 0110 0101 1110)



Рисунок 3.4 — Демонстрація перевірки на випадковому наборі сигналу

Індикатори у вигляді зелених та червоних квадратів на рисунку 3.4 відображають 32-біти (діапазони зі смугами 500 МГц). Червоним позначено значення логічної 1, тобто наявність сигналу, відповідно зелений – відсутність сигналу. Використана програма для моніторингу та налаштування приймача як приклад. Під активними діапазонами я вказав цифрою номер за порядком сканувало цей піддіапазон. Над лінією діапазонів словами я вказав в якому порядку алгоритм перемикався між різними послідовностями сигналів.

У середньому під час розгляду розібраної на інструкції програми (англ. Disassembly) можна помітити що в середньому на реакцію від отримання набору сигналів від грубого сканування до виконання перемикавання (програмно) проходить до 200 інструкцій з використанням надсилання пакетів Ethernet та до 160 без використання. Якщо апроксимувати час виконання однієї інструкції до одного тактового сигналу з частотою 100 МГц, то отримаємо (формула 3.2):

$$t_1 = 160 * 10 \text{ нс} = 1,6 \text{ (мкс)} \quad (3.2)$$

Надалі на перемикавання всіх доступних нам сигналів знадобиться приблизно по 55 інструкцій.

$$t_2 = 55 * 10 \text{ нс} = 0,55 \text{ (мкс)} \quad (3.3)$$

Для коректної роботи системи уцілому потрібно синхронізувати вихідну смугу по часу з часом потрібним блоку обробки сигналу на процес захоплення вибірки. В характеристиках блоку обробки сигналу зазначено, що для виконання повного циклу з обробкою Фур'є потрібно 4 мкс.

Слово, яке описує отриманий сигнал (PDW) має нести в собі: ідентифікаційний номер пристрою з яким асоціюється процес, 32 біти детектування, 2 біти з 8 байту активної антени, інформацію з внутрішнього таймеру для можливості аналізу прийнятих даних в порядку виявлення в часі.

3.5 Висновки до розділу 3

Алгоритм враховує пріоритетність діапазонів і мінімізує кількість перемикачів між точками, що знижує енергоспоживання та збільшує продуктивність системи.

Також виконане завдання щодо незалежності від платформи ПЗ, адже не використовуються напряму апаратна описова бібліотека (англ. Hardware descriptive library) Xilinx. Усе що потрібно це вказати власні інтерфейсні функції на мікросхемах, що підтримують виконання компільованого коду «вбудованої мови С».

Параметри для імплементації в інших застосуваннях виступають кількість антен, час перемикачів та матриця пріоритетів, яка визначається за допомогою зворотного зв'язку з блоком обробки або програмується один раз в пристрій під конкретну задачу.

4 ПЕРЕВІРКА ОТРИМАНИХ РЕЗУЛЬТАТІВ

Метою четвертого розділу є розробити адекватну систему оцінки можливостей сканування визначеної смуги частот. Вимірювання частоти є одним із найважливіших факторів у приймачі для систем електронної війни (EW). Це також перший параметр, який вимірюється. Результати цього тесту використовуються для оцінки чутливості та динамічного діапазону. Зазвичай це вимірювання проводиться за різних рівнів потужності та різних тривалостей імпульсів. На основі цих результатів можна отримати загальне уявлення про чутливість приймача та його мінімальну здатність працювати з короткими імпульсами.

Перший підрозділ описує загальноприйняті методики тестування результатів розробки приймальної системи. Більшість цих методик описані в навчальних прикладах для РЕБ-систем.

Другий підрозділ описує як був виміряний рівень шумів на виході тестового приймача.

Третій підрозділ підсумовує розглянуті методики і дані проведених експериментів.

4.1 Огляд методик вимірювання параметрів

Тестування на точність відтворення частоти. Під час тестування до приймача подається одиничний імпульсний сигнал відомої частоти, і вихідна частота приймача фіксується одразу. Різниця між вхідною частотою та виміряною частотою (частотна похибка) визначається для кожного вимірювання. Результати можуть бути представлені як залежність вхідної частоти від вихідної частоти, однак зазвичай цього недостатньо для відображення частотних змін під час тестування приймача з широкою смугою пропускання. Тому підхід, що враховує похибку частоти залежно від вхідної частоти, є більш інформативним. Якщо частотна похибка залишається

стабільною, як показано на рисунку 4.1, зазвичай достатньо одного зчитування для кожної частоти. Однак у деяких приймачах частотна похибка може бути нестабільною, як показано на рисунку 4.2, і часом виникають значні похибки на високих частотах[3].

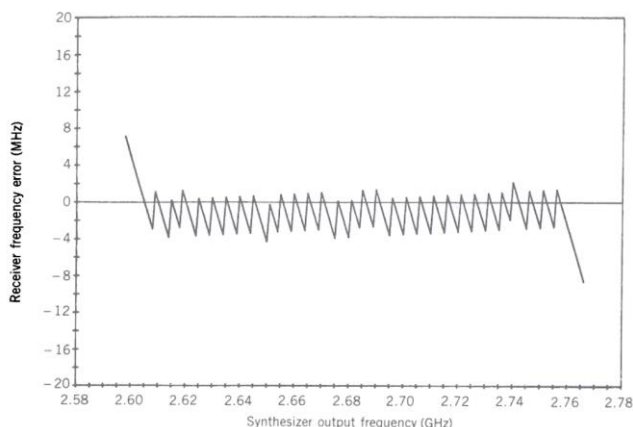


Рисунок 4.1 — Приклад графіку оцінки похибки вихідної частоти відносно вхідної в частотному вимірі (вплив синтезу частоти)

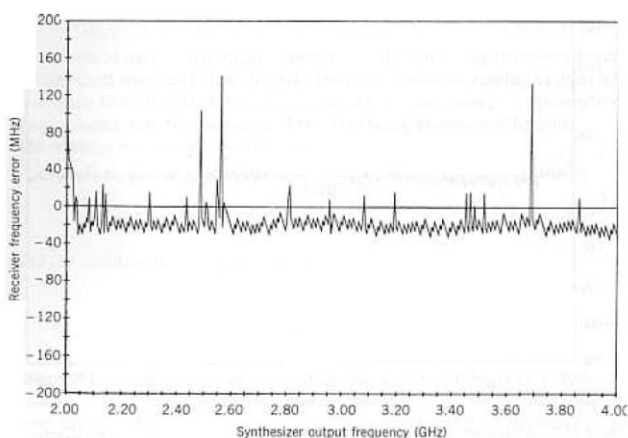


Рисунок 4.2 — Приклад графіку з нестабільним відхиленням частоти

Огляд параметрів антени. КСХН в робочій смузі частот приймача для тестових антен tsa зображено на рисунку 4.3:

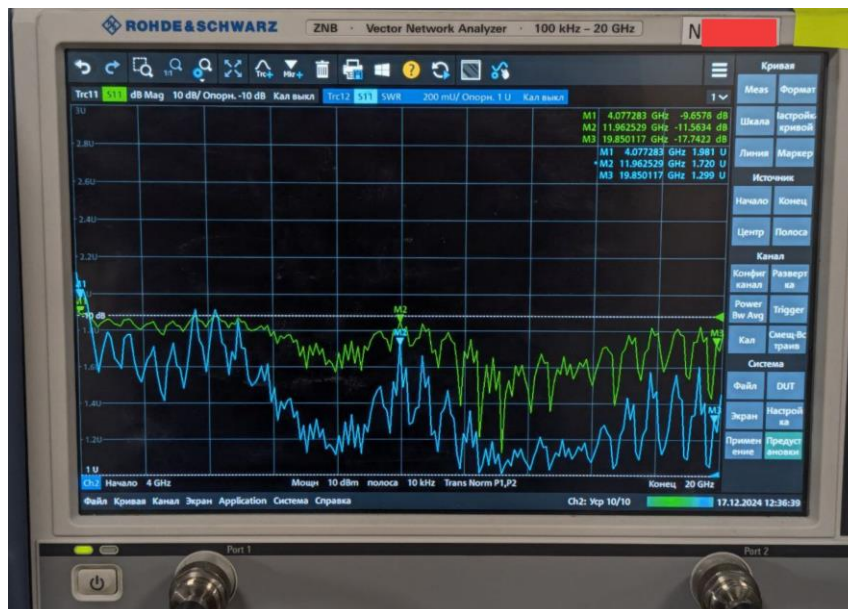


Рисунок 4.3 — Графіки КСХ як параметру відбиття в антені: зеленим в дБ, блакитним – по напрузі

Оцінюючи параметри антени, можна зробити висновок, що вона не є ідеальною майже в жодному діапазоні використання, проте дає можливість використання для окремих тестів.

Тестування чутливості приймача. Для приймача є два способи вимірювання чутливості. Простий підхід полягає у виявленні показника (програмного прапорця) готовності даних (англ. Data-ready flag) на виході приймача. Цей прапор також називають сигналом перевищення порогу. Якщо рівень вхідного сигналу перевищує порогове значення, прапор готовності даних буде активований. У випадку розробленого приймача цим значенням можна вважати як увімкнення першої точки сканування, так і закінчення сканування вибірки.

Інший підхід передбачає перевірку частотного зчитування разом із прапором готовності даних. Чутливість, описана тут, визначається як мінімальна вхідна потужність, необхідна для отримання приймачем "коректного" зчитування частоти. Коректне зчитування частоти визначається за результатами, які надіслав блок обробки сигналу. Якщо вимірювання частоти приймача є стабільними, коректну частоту можна легко визначити. Якщо ж вимірювання частоти нестабільні, коректне зчитування частоти визначається у відсотковому співвідношенні. Тобто, за

однакових умов вхідного сигналу виконується багато вимірювань, і якщо певний відсоток частот лежить у допустимому діапазоні, частота вважається коректною.

Чутливість приймача ілюструється на рисунку 4.4. У цьому випадку частота вважається коректною, якщо вона знаходиться в межах допустимого діапазону частот (± 10 МГц). Якщо 90% виміряних частот є коректними, рівень вхідної потужності вважається чутливістю приймача. Однак цей метод вимірювання спрощений. Наприклад, за певного рівня вхідної потужності до приймача подають 10 імпульсів, і якщо 9 із них забезпечують коректні зчитування частоти, рівень вхідної потужності вважається рівнем чутливості.

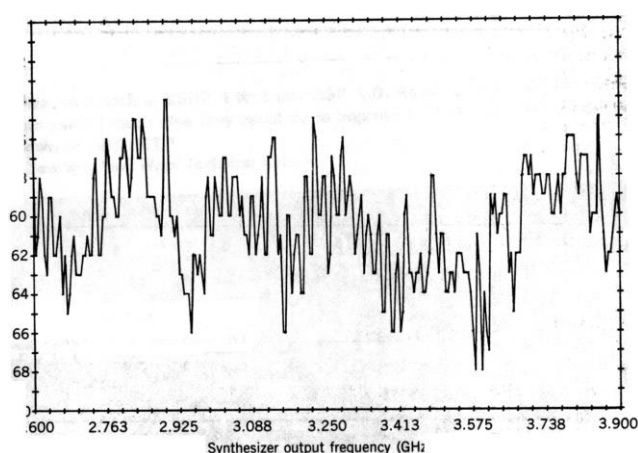


Рисунок 4.4 — Графік чутливості як відповідності до залежності мінімальної потужності сигналу до частоти

4.2 Вимірювання рівня шумів

Налаштування апаратури: проводжу перебирання частот в області від 4 до 20 ГГц, що побачити недоліки (нерівномірності) в можливих рівнях сигналу на СА. Параметри ЛЧМ сигналу на рис 4.5, налаштування СА та графік спектрограми в межах 3-21 ГГц на рис. 4.6:

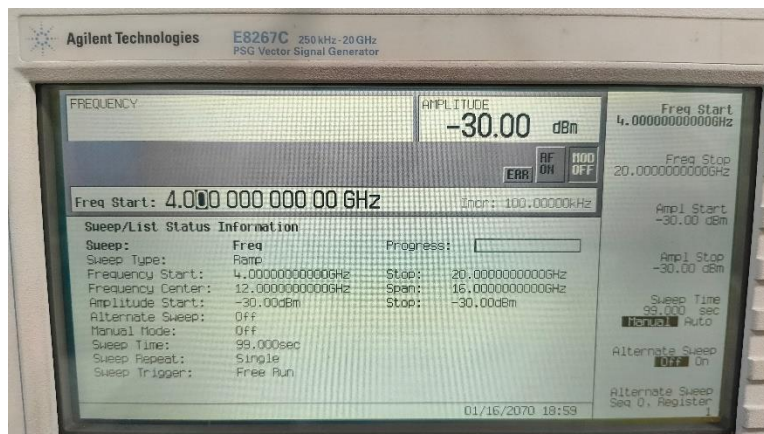


Рисунок 4.5 — Налаштування генератора сигналів в режимі «sweep»

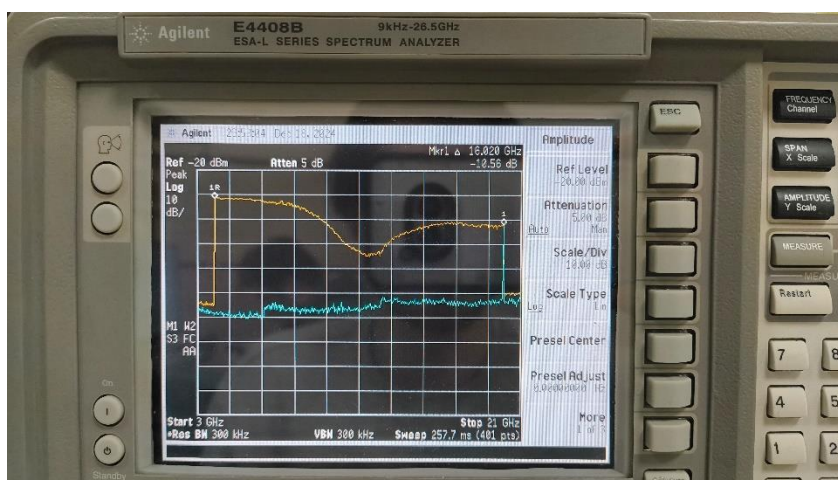


Рисунок 4.6 — Налаштування СА в режимі «sweep»

З спектрограми можна зробити висновок, що дані прилади не мають ідеально лінійну характеристику вздовж графіку, а особливо після 13,5 ГГц.

Проводимо вимірювання рівня шуму на виході без наявності сигналу. Отримані в середині діапазону з роздільною здатністю 1 МГц значення шуму дорівнюють -80 дБм. Наступним кроком потрібно подати сигнал і увімкнути за допомогою програми-тестера приймач в той самий діапазон (12250 МГц). Ми отримуємо значення шуму на рівні -75 дБм та сигнал близький до 0 дБм. Це означає, що ССШ буде 70 дБ на перевагу сигналу. У технічних характеристиках приймача вказано від -95 до -85 в залежності від діапазону.

4.3 Висновки до розділу 4

Результати експериментів показали, що дані використані лабораторні пристрої такі, як СА та генератор сигналу не відповідають мінімальним вимогам точності. Якщо порівнювати даний СА з новішою апаратурою, то відразу помітно що власні рівні шумів у нього зависокі, що серйозно впливає на оцінку рівня шуму.

ВИСНОВКИ

У результаті виконаного дослідження, було розглянуто види приймачів радіоелектронної боротьби, які є компіляцією цифрового аналізу сигналів з апаратною частиною, що дозволяє аналізувати швидкі імпульси радарів та обраховувати просторову небезпеку, наведення боєголовки чи ініціювати подавлення у відповідь за допомогою отриманих параметрів.

Визначено, що розроблений приймач поступається SDR в миттєвій смузі частот, проте динамічно охоплює більший діапазон ніж це можливо з прямим перетворенням в апаратній частині SDR.

Розроблена функціональна схема супергетеродинного приймача з двома конверторами частоти, імплементацією швидкого грубого сканування та корекцією рівня вхідного сигналу за допомогою модуля малошумного підсилювача. Смуга робочих частот приймача 4 - 20 ГГц відповідає початковим вимогам. Смуга вихідного сигналу 50 - 550 МГц відповідає потребам тестового стенду.

За допомогою параметрів використання набору антен та матриці пріоритетів може збирати інформацію про DOA та ігнорувати нав'язливі сигнали, що не відносяться до пріоритетних. Тим самим зберігаючи часовий ресурс блоку обробки сигналів. Програмне забезпечення потребує великих часових інвестицій в точне налаштування. На даний момент функціонал програмного забезпечення з автоматичного сканування реалізований.

У результаті теоретичних досліджень тестовий приймач потребує оптимізації для того щоб розпізнавати перший імпульс довжиною в 0,5 мкс. Програма керування грубим скануванням дозволить змістити пріоритетність даного діапазону й час від часу повертатись для аналізу імпульсів. Швидкість перемикання вже у сталому процесі складає приблизно 550 нс. В залежності від періоду надходження імпульсів, розглянутий приймач захопить вже другий-третій імпульс. Щодо повільніших імпульсів з довжиною більше 2 мкс, то вони потрапляють під часові рамки аналізу системи.

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Shuo Zhao, Xiongjun Fu, Jian Dong, Minwan Zhang, Ping Lang and Huiqian Du. Structure Design of Wideband Receiver Based on Two-stage Dynamic Channelization. CIE International Conference on Radar (Radar) Haikou, Hainan, China, 2021. 4 p.
2. Clyde Fitch. The Superheterodyne Book: All About Superheterodynes. How They Work, How to Build and How to Service Them. NEW YORK: N. Y. GERNSBACH PUBLICATIONS Inc. Publishers, 1932. 64 p.
3. James Tsui, Chi-Hao Cheng. Digital Techniques for Wideband Receivers: 3rd Edition. UK: SciTech Publishing, an imprint of the IET, 2015. 608 p.
4. Service Guide ESA: Spectrum Analyzers. USA: Agilent Technologies, Inc. 2014. 340 p. URL: [Service Guide: Agilent E4402B, E4404B, E4405B, E4407B, E4411B, E4403B, E4408B Spectrum Analyzers](#)
5. Andrea De Martino. Introduction to Modern EW Systems. Boston; London: Artech House, 2012. 417 p.
6. James Bao-Yen Tsui. Microwave Receivers with Electronic Warfare Applications. New York; Chichester; Brisbane; Toronto; Singapore: Wiley-Interscience Publications JOHN WILEY & SONS, 1986. 460 p.
7. Teng Long, Yang Li, Weifeng Zhang, Quanhua Liu, Xinliang Chen, Weiming Tian, Xiaopeng Yang. Wideband Radar. Singapore: Springer Nature Singapore Pte Ltd, 2022. 197 p.
8. Travis F. Collins, Robin Getz, Di Pu, Alexander M. Wyglinski. Software-Defined Radio for Engineers. Boston; London: Artech House, 2018. 376 p.
9. Peter Delos. A Review of Wideband RF Receiver Architecture Options. URL: <https://www.analog.com/en/resources/technical-articles/a-review-of-wideband-rf-receiver-architecture-options.html> (01.02.2017).
10. Antonio Zaccaron. Wide Open Receiver in RESM. URL: <https://www.emsopedia.org/entries/wide-open-receiver-in-resm/> (23.03.2021).

