

Наритник Т.М., Романюк Б.М., Цибрій З.Ф., Авдєєнко Г.Л.,
Корсун В.І., Сайко В.Г., Кузьмичов І.К., Дубіковський О.В.,
Голенков О.Г., Забудський В.В.

**ТЕРАГЕРЦОВІ ТЕХНОЛОГІЇ
В ЕЛЕКТРОННИХ КОМУНІКАЦІЯХ,
РАДІОЛОКАЦІЇ ТА РАДІОБАЧЕННІ**
Основи і реалізація

Монографія

За загальною редакцією академіка Української академії наук
Т.М. Наритника

Київ
Університет «Україна»
2026

УДК 621.397.13:621.396:654.197

T19

Рецензенти:

Лисенко Олександр Іванович, професор, доктор технічних наук, Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського», Україна, Київ

Конін Валерій Вікторович, професор, доктор технічних наук, Національний університет «Київський авіаційний інститут», Україна, Київ

Терагерцові технології в електронних комунікаціях, радіо T19 локації та радіобаченні. Основи і реалізація. Монографія / Наритник Т.М., Романюк Б.М., Цибрій З.Ф., Авдєєнко Г.Л., Корсун В.І., Сайко В.Г., Кузьмичов І.К., Дубіковський О.В., Голенков О.Г., Забудський В.В.; за заг. ред. акад. Української академії наук Т.М. Наритника. Київ : Університет «Україна», 2026. 262 с.

ISBN 978-966-388-751-7

DOI: <https://doi.org/10.36994/978-966-388-751-7-2026-260>

Терагерцовий діапазон, спільні системи зв'язку та зондування (JCAS), системи радіобачення і реконфігуровані інтелектуальні поверхні (RIS) є кандидатами базових комунікаційних технологій систем зв'язку 6-го покоління. Розглядаються основи побудови систем спільного використання терагерцового спектру системами зв'язку і радіолокації/зондування JCAS та радіобачення, включаючи регуляторні аспекти. Продемонстровано основні апаратні елементи систем радіозв'язку в терагерцовому діапазоні — антени, приймально-передавальні модулі. Подано результати досліджень з розробки елементів приймально-передавальних модулів для радарів FMCW-типу на основі метаматеріалів у терагерцовому діапазоні, способу створення джерел електромагнітних коливань терагерцового діапазону частот з використанням відкритих резонаторів, а також результати застосування адаптивних алгоритмів обробки сигналів в терагерцових системах. Наведено системний аналіз сучасного стану, фізичних принципів та технічних рішень у галузі терагерцового радіобачення. Висвітлено принципи роботи сканера та перспективи застосування згорткових нейронних мереж для обробки зображень, отриманих у ТГц діапазоні, що відкриває шлях до автоматизованого розпізнавання об'єктів.

The terahertz band, joint communication and sensing systems (JCAS), radio vision systems, and reconfigurable intelligent surfaces (RIS) are among the key candidate technologies for sixth-generation (6G) communication systems. This book examines the fundamentals of designing systems for the shared use of the terahertz spectrum by communication systems and radar/sensing JCAS and radio vision systems, including regulatory aspects. The main hardware components of terahertz radio communication systems, such as antennas and transceiver modules, are presented. The book also reports research results on the development of transceiver module elements for FMCW-type radars based on metamaterials in the terahertz range, methods for generating electromagnetic oscillations in the terahertz frequency band using open resonators, and the application of adaptive signal-processing algorithms in terahertz systems. A system-level analysis of the current state, physical principles, and technical solutions in the field of terahertz radio vision is provided. The operating principles of the scanner and the prospects for applying convolutional neural networks to the processing of images acquired in the THz range are highlighted, opening the way to automated object recognition.

УДК 621.397.13:621.396:654.197

ISBN 978-966-388-751-7

© Наритник Т.М., Романюк Б.М.,
Цибрій З.Ф., та ін., 2026

© Університет «Україна», 2026

ЗМІСТ

Передмова	7
Вступ	9
Перелік скорочень	16

Розділ 1. ТЕНДЕНЦІЇ РОЗВИТКУ ТЕРАГЕРЦОВИХ ТЕХНОЛОГІЙ В СВІТЛІ СТАНОВЛЕННЯ 6G

1.1. Результати аналізу стану всесвітнього ринку технологій напередодні 6G	20
1.2. Конвергентні технологічні тенденції	22
1.3. Концепція конвергенції комунікаційних систем і зондування (JCAS — Joint Communication and Sensing)	24
1.3.1. Передумови	24
1.3.2. Класифікація систем JCAS	27
1.3.3. Основні відмінності між сигналами зв'язку і радарів	27
1.3.4. Вимоги до архітектури систем JCAS	30
1.3.4.1. Радар-орієнтовна конструкція: реалізація зв'язку в первинних радарних системах	30
1.3.4.2. Комунікаційно-орієнтоване проектування: реалізація зондування в первинних системах зв'язку	31
1.3.4.3. Спільне проектування без базової системи	34
1.3.4.4. Архітектури систем JCAS	35
1.3.5. Основи для утворення чутливих мобільних мереж (PMN)	37
1.3.5.1. Системна платформа та інфраструктура	38
1.3.5.2. Три типи операцій систем зондування	40
1.3.5.3. Сигнали 5G NR, що використовуються для радіо-зондування	41
1.3.6. Модифікація комунікаційної системи для забезпечення зондування	44
1.3.6.1. Структурна схема апаратної частини базової станції PMN	44
1.3.6.2. Виділений передавач для зондування висхідного каналу	45
1.3.6.3. Зондування низхідного каналу	46
1.3.6.4. Спеціалізований приймач для зондування низхідного та висхідного каналів зв'язку	47

1.3.6.5. Базова станція з просторовими ширококорозділеними передавальною та приймальною антенами	48
1.3.6.6. Переваги JCAS в терагерцовому діапазоні	48
1.3.7. Приклад системи зондування на основі WLAN стандарту IEEE 802.11bf	51
1.3.7.1. Розробка форми хвилі/послідовності для зондування	51
1.3.7.2. Обробка результатів вимірювань зондування	53
1.3.8. Приклад реконфігурованої інтелектуальної поверхні RIS (Reconfigurable Intelligent Surface)	54
1.3.8.1. Призначення RIS терагерцового діапазону	54
1.3.8.2. Режими роботи та загальні властивості RIS	56
1.3.8.3. Приклад сучасної реалізації субтерагерцового RIS	59
1.4. Європейський проєкт HEXA-X-II системи зв'язку 6G «від початку до кінця» (E2E) спільного використання технологій комунікацій і зондування	63
<i>Висновки до розділу 1</i>	65
<i>Література до розділу 1</i>	66

Розділ 2. ОСНОВИ ПОБУДОВИ ПРИЙМАЛЬНО-ПЕРЕДАВАЛЬНИХ МОДУЛІВ ТЕРАГЕРЦОВОГО ДІАПАЗОНУ. ОСНОВНІ ВІДОМОСТІ ПРО FMCW-РАДАРИ

2.1. Особливості передавання сигналів у терагерцовому діапазоні та обґрунтування його застосування в системах зв'язку, зондування і радіолокації мереж 6G	70
2.2. Аналіз сучасних приймально-передавальних модулів терагерцового діапазону на основі новітніх напівпровідникових технологій	74
2.3. Приймально-передавальні модулі терагерцового діапазону для радіолокаторів на прикладі FMCW-радіолокаторів ближньої дії. Принцип дії FMCW-радару. Короткий аналіз публікацій з розробки та застосування FMCW-радарів міліметрового та терагерцового діапазонів	76
2.3.1. Радарні модулі терагерцового діапазону від компанії SiliconRadar. Основні галузі застосування радарних модулів SiliconRadar терагерцового діапазону	87
2.3.2. Прийомопередавачі для діапазону 122 ГГц. Радарні модулі TRX_120_001 та TRA_120_002 та TRA_120_045	92
2.3.2.1. Радарні модулі TRX_120_001 та TRA_120_002	92
2.3.2.2. Радарний модуль TRA_120_045	100
2.3.3. Прийомопередавачі для діапазону 300 ГГц. Інноваційна мікросхема для діапазону 300 ГГц	103
2.3.3.1. Інноваційна мікросхема для діапазону 300 ГГц	103

2.4. Демонстраційні комплекти для дослідження приймально-передавальних модулів діапазону 122 ГГц. Налагоджувальні набори SiRadEasy [®] Evaluation Kit і SiRad Simple Evaluation Kit	105
2.4.1. Налагоджувальний набір SiRad Easy [®] Evaluation Kit	105
2.4.2. Налагоджувальний набір SiRad Simple [®] Evaluation Kit	112
2.5. Програмне забезпечення для роботи з налагоджувальними наборами SiRadEasy [®] EvaluationKit та SiRadSimple [®] EvaluationKit	113
2.6. Короткий аналіз публікацій з розробки та застосування FMCW-радарів міліметрового та терагерцового діапазонів	117
<i>Висновки до розділу 2</i>	121
<i>Література до розділу 2</i>	121

Розділ 3. ПРОЄКТУВАННЯ ПРИЙМАЛЬНО-ПЕРЕДАВАЛЬНОГО МОДУЛЯ ТЕРАГЕРЦОВОГО ДІАПАЗОНУ

3.1. Вибір та обґрунтування архітектури модуля із інтегрованою лінзовою антеною на платформі SiliconRadar	125
3.2. Універсальність платформи SiRadEasy	127
3.3. Розрахунок та аналіз параметрів лінзових антенн	128
3.4. 3D-моделювання лінзової антени	131
3.5. Виготовлення зразків лінзових антен з різних матеріалів. Проведення практичного дослідження порівняння антен з різних матеріалів. Результати вимірювань	133
3.5.1. Проведення практичного дослідження порівняння з різних матеріалів	135
3.5.2. Результати вимірювань	141
<i>Висновки до розділу 3</i>	142
<i>Література до розділу 3</i>	142

Розділ 4. ІННОВАЦІЙНІ РІШЕННЯ ТЕХНІЧНОЇ РЕАЛІЗАЦІЇ ПРИЙМАЛЬНО-ПЕРЕДАВАЛЬНОГО МОДУЛЯ ТЕРАГЕРЦОВОГО ДІАПАЗОНУ ДЛЯ РАДІОЛОКАТОРІВ БЛИЖНЬОЇ ДІЇ

4.1. Пропозиція рупорно-лінзової антени з метаматеріалами	145
4.2. Архітектура приймально-передавального модуля із інтегрованою лінзовою антеною на платформі SiliconRadar	149
4.3. Способи технічної реалізації мініатюрних радіодатчиків	150
4.3.1. Мініатюрний радіодатчик	150
4.3.2. Спосіб підвищення точності оцінювання дальності у терагерцових радіодатчиках на основі адаптивних алгоритмів цифрової обробки сигналів	153
4.3.3. Мініатюрний радіодатчик із розширеними функціями цифрової обробки сигналів	162

4.4. Дистанційне керування радіодатчика	169
<i>Висновки до розділу 4</i>	171
<i>Література до розділу 4</i>	173

Розділ 5. РАДІОБАЧЕННЯ В ТЕРАГЕРЦОВОМУ ДІАПАЗОНІ СПЕКТРУ

5.1. Системи технічного зору в терагерцовому діапазоні: активні та пасивні, існуючі типи детекторів, методи отримання зображень	179
5.2. Кремнієві польові транзистори та болометри на гарячих носіях для систем технічного зору активного типу	189
5.3. Терагерцовий сканер для систем контролю та безпеки в режимі реального часу	201
5.4. Застосування нейронних мереж для автоматизованої обробки зображень, отриманих у ТГц діапазоні спектру	210
<i>Висновки до розділу 5</i>	218
<i>Література до розділу 5</i>	219

Розділ 6. ВИКОРИСТАННЯ ВІДКРИТИХ РЕЗОНАТОРІВ ДЛЯ СТВОРЕННЯ ДЖЕРЕЛ ТЕРАГЕРЦОВОГО ДІАПАЗОНУ ЧАСТОТ

6.1. Підсумовування потужностей окремих джерел у ВР, що збуджується щілинними елементами зв'язку	224
6.1.1. Експериментальний стенд	224
6.1.2. Вивчення підсумовування потужностей у ВР	232
6.2. Складання потужностей у ВР з апертурними елементами зв'язку ..	237
6.2.1. Опис експериментального стенду	238
6.2.2. Вивчення підсумовування потужностей окремих джерел у ВР	243
<i>Висновки до розділу 6</i>	253
<i>Література до розділу 6</i>	254

ПЕРЕДМОВА

На сьогодні проблемі застосування терагерцових технологій у системах радіозв'язку, ближньої радіолокації, радіобаченню, спектроскопії, радіонавігації приділяється значна увага. Це пов'язано з тим, що переходом в терагерцовий діапазон вирішується, як питання збільшення швидкості передачі інформації за рахунок використання більш широких спектрів частот (одиниці-десятки ГГц), так і питання забезпечення електромагнітної сумісності радіоелектронних засобів, а також виключається ймовірність впливу навмисних радіозавад. Терагерцовий діапазон частот перспективний для створення компактних заводо захищених високошвидкісних безпроводових пристроїв та систем зв'язку, оскільки не доступний до враження наявними засобами радіоелектронної боротьби. Незважаючи на складності в забезпеченні надійної роботи мереж зв'язку на великих відстанях через велике ослаблення сигналу при поширенні в атмосфері, в терагерцовому діапазоні можливо отримати смуги пропускання шириною в декілька десятків ГГц, і, відповідно, досягнути високу пропускну здатність.

Згідно з глобальним звітом «Ринок систем терагерцового випромінювання» очікується, що ринок терагерцевих радіоелектронних систем експоненційно зростатиме і у 2029 році може досягти 3,5 млрд дол. США. Попит на системи зв'язку терагерцового діапазону підвищується за рахунок швидкого зростання супутникового зв'язку, що дозволяє розвивати мережі 6G і радіотехнології міліметрового діапазону для комунікаційних технологій наступного покоління. Очікується, що ці фактори створять вигідні можливості для зростання виробництва терагерцових систем зв'язку в найближчому майбутньому. Постійне зростання трафіку даних зробило міліметрові хвилі і терагерцовий діапазон ціллю для розробки майбутніх систем зв'язку, який охоплює чотири основні сегменти:

- Інфраструктура, яка включає базові станції, основні мережі та платформи периферійних обчислень, і є найбільшим сегментом.
- Пристрої та термінали, що охоплюють смартфони, датчики речей, промислове обладнання та транспортні засоби.
- Напівпровідники та компоненти, що забезпечують 6G, включаючи підсилювачі потужності на основі нітриду галію (GaN) та фосфату індію (InP), вдосконалені приймачі, масивні МІМО-форматори променю та процесори з наднизьким енергоспоживанням енергії.
- Сервіси та програми, що використовують можливості 6G, включаючи голографічний зв'язок, цифрові двійники, координацію автономних систем та захоплену розширену віртуальну реальність.

У прес-релізі компанії *Straits Research* щодо поглибленого аналізу тенденцій та прогнозів до 2029 року, серед застосувань терагерцових технологій, які відіграють вирішальну роль у розробці стратегії розвитку ринку (терагерцова візуалізація, терагерцова спектроскопія, радіолокація, системи міжсупутникового зв'язку тощо) особливе місце і значення приділяється терагерцовим системам для безпеки та оборони.

Сучасні ракетні комплекси, що розробляються та серійно випускаються в Україні, потребують застосування дистанційного підривача бойових частин ракети на основі радіолокатора для високоточних систем наведення і керування. Відтак, існує нагальна потреба в створенні компактних приймально- передавальних модулів, що дозволить за рахунок використання сучасної мікроелектронної напівпровідникової елементної бази суттєво зменшити масу і габарити виробу та забезпечити завадозахищеність проти несанкціонованого підриву противником на траєкторії польоту ракети. Науково-технічна розробка мініатюрного приймально-передавального модуля терагерцового діапазону, яка представлена в монографії, створює передумови для подальшого розвитку висококонкурентних технологічних напрямів, має перспективи до застосування у сфері виробництва озброєння та військової техніки і використання яких сприяє розв'язанню найважливіших технологічних проблем та реалізації пріоритетних напрямів розвитку озброєння та військової техніки.

Значна кількість провідних технічних компаній Заходу, що спеціалізуються на розробці вузлів, модулів, блоків та пристроїв надвисокочастотного діапазону, таких як *Silicon Radar*, *SAGE Millimeter (Eravant)*, *Virginia Diodes*, *Radiometer Physics GmbH* вже освоїли серійну розробку основних вузлів передавачів, приймачів та антен терагерцового діапазону

Варто зазначити, що це видання написано сучасною «технічною» мовою відомими українськими вченими, технологами і спеціалістами у сфері терагерцових технологій та електронних комунікацій.

Сподіваюсь, що монографія стане корисою для студентів профільних навчально-дослідних закладів вищої освіти, фахівців та операторів радіозв'язку, ближньої радіолокації, радіобачення, а також всіх, хто цікавиться цифровими технологіями і майбутнім країни.

Віцепрезидент НАН України,
академік НАН України



Володимир Горбулін

Вступ

Терагерцові технології в системах електронних комунікацій, ближньої радіолокації та радіобачення є одним із найбільш перспективних напрямів розвитку сучасної науки і техніки. Терагерцовий діапазон електромагнітного спектра (0,1–10 ТГц), який розташований між мікрохвильовим та інфрачервоним випромінюванням, тривалий час залишався недостатньо освоєним через складність генерації, детектування та обробки сигналів у цій частотній області. Проте останні досягнення в галузі напівпровідникових технологій, фотоніки та наноматеріалів відкрили нові можливості для практичного використання терагерцових хвиль.

Актуальність дослідження терагерцових технологій зумовлена стрімким зростанням потреб у високошвидкісних системах передачі даних, підвищенні точності позиціонування та розвитку бездротових мереж нового покоління. Завдяки широкій смузі пропускання терагерцові системи здатні забезпечити надвисокі швидкості передачі інформації, що є критично важливим для майбутніх стандартів зв'язку, зокрема 6G. Крім того, коротка довжина хвилі дозволяє досягати високої роздільної здатності у системах ближньої радіолокації та радіобачення.

Аналіз сучасного стану галузі показує, що інтерес до терагерцових технологій зумовлений, насамперед, зростаючими вимогами до швидкості передачі даних, мінімізації затримок і підвищення точності позиціонування. У порівнянні з міліметровими хвилями, терагерцовий діапазон забезпечує значно ширші смуги частот, що дозволяє досягати швидкостей передачі на рівні сотень гігабіт або навіть терабіт за секунду. Це робить його перспективною основою для майбутніх бездротових систем зв'язку, включаючи концепції 6G.

Водночас аналіз фізичних особливостей поширення терагерцових хвиль виявляє низку суттєвих обмежень. До них належать значні втрати сигналу внаслідок атмосферного поглинання (особливо водяною парою), висока чутливість до перешкод і обмежена дальність передачі. Це обумовлює доцільність використання терагерцових систем переважно у сценаріях ближнього зв'язку та локальної навігації, де критично важливими є точність і швидкість, а не велика дальність.

У сфері ближньої радіолокації та радіобачення терагерцові технології демонструють значний потенціал завдяки малій довжині хвилі, що забезпечує високу роздільну здатність і точність визначення координат об'єктів. Порівняльний аналіз із традиційними радіочастотними та оптич-

ними системами показує, що терагерцові рішення можуть ефективно працювати в умовах обмеженої видимості, водночас забезпечуючи кращу деталізацію, ніж мікрохвильові системи.

З технічної точки зору, ключовими проблемами залишаються складність створення ефективних джерел і приймачів терагерцового випромінювання, енергоспоживання та інтеграція таких систем у існуючу інфраструктуру. Проте, останні досягнення в галузі напівпровідникових матеріалів, квантових каскадних лазерів, графенових структур і фотонних інтегральних схем свідчать про поступове подолання так званого «терагерцового розриву».

Таким чином, проведений аналіз підтверджує, що терагерцові технології мають значний потенціал для застосування в системах електронних комунікацій, ближньої радіолокації та радіобачення, однак їх широке впровадження потребує вирішення ряду фізичних і інженерних проблем. Це визначає актуальність подальших досліджень, спрямованих на оптимізацію характеристик терагерцових пристроїв і розробку ефективних архітектур систем нового покоління.

У книзі розглядаються основи формування, поширення та приймання терагерцових сигналів, а також ключові принципи побудови систем електронних комунікацій і ближньої навігації на їх основі. Особливу увагу приділено аналізу сучасних методів реалізації терагерцових передавачів і приймачів, характеристикам каналів зв'язку, а також проблемам, пов'язаним із загасанням сигналу, впливом атмосферних умов і технічними обмеженнями апаратури.

Відтак, дослідження терагерцових технологій є важливим кроком до створення ефективних, високошвидкісних і точних систем зв'язку, ближньої радіолокації та радіобачення нового покоління, що відкриває широкі перспективи для їх застосування у телекомунікаціях, безпілотних системах, Інтернеті речей та інших сферах.

Терагерцові технології в системах електронних комунікацій, ближньої радіолокації та радіобачення формують один із ключових напрямів розвитку високочастотної електроніки та зв'язку, що безпосередньо пов'язаний із переходом до мереж зв'язку наступного покоління. Ця монографія є спробою з єдиних позицій показати сучасний стан електронних комунікацій, ближньої радіолокації та радіобачення і перспективи їх подальшого розвитку, що базуються на широкому використанні терагерцових технологій. Терагерцові технології створюють передумови для подальшого розвитку висококонкурентних технологічних напрямів, мають перспективи до практичного застосування і використання яких сприяє розв'язанню найважливіших технологічних проблем та реалізації пріоритетних напрямів розвитку науки і техніки.

Монографія складається із шести розділів.

У першому розділі на основі результатів аналізу ринку технологій і досліджень, які проводяться за тематикою технологій 6G, розглянуто передумови утворення концепції спільного використання спектру системами зв'язку і радіолокації/зондування JCAS. Розглянуто технічні вимоги до передавачів і приймачів у низхідному і висхідному каналах зондування і переваги систем JCAS на базі технологій терагерцового діапазону. Продемонстровано елементи системи зондування на базі WLAN стандарту IEEE 802.11bf з використанням оцінки параметрів зондування по «тілу» неоднозначності. Показано один з основних апаратних елементів системи зв'язку в терагерцовому діапазоні — реконфігуровані інтелектуальні поверхні (RIS). Розглянуто переваги систем зв'язку на основі RIS, наведені різноманітні типи застосування RIS в мережах різного призначення з різними схемами просторової модуляції. Показано, що ТГц-зв'язок на основі RIS — це трансформаційна концепція радіозв'язку, яка використовує RIS для подолання негативних властивостей ТГц діапазону частот, оптимізує шлях сигналу, зменшує втрати на шляху та пригнічує перешкоди, покращуючи тим самим загальну якість з'єднання та продуктивність ТГц-системи.

Другий розділ присвячений розгляду принципів дії радарів неперервного випромінювання з частотною модуляцією (Frequency-Modulated Continuous Waveradar, ЛЧМ-радар), які в якості зондуючого сигналу використовують ЛЧМ-сигнал і для роздільної здатності за дальністю яких визначальним фактором є ширина спектра. Це дозволяє реалізовувати достатньо високу роздільну дальність за відстанню при малих масогабаритних параметрах радарних пристроїв малого радіусу дії (до 100 м) для високоточних систем наведення та керування різними об'єктами. Ще однією перевагою розробки та застосування радарних пристроїв терагерцового діапазону є їх висока завадозахищеність через відсутність засобів радіоелектронного придушення, що працюють в терагерцовому діапазоні. Представлено лінійку сучасних інтегральних мікросхем діапазону (119–126 ГГц), а також налагоджувальних наборів SiRadEasy та SiRadSimple з програмним забезпеченням на їх основі, які дозволяють повністю дослідити роботу приймально-передавального радарного модуля в різних режимах його роботи.

У третьому розділі розкривається розроблення мініатюрного приймально-передавального модуля в терагерцовому діапазоні частот для створення завадозахищених систем для інфокомунікаційних і радіолокаційних застосувань. Архітектура модуля визначає його здатність забезпечувати високу пропускну здатність, завадозахищеність, точність визначення відстані та енергоефективність. Розглядаються вимоги до архітектури модуля, аналізуються можливі архітектурні рішення, обґрунтовується вибір оптимальної конфігурації та описуються її компоненти.

Обґрунтовується вибір архітектури модуля на основі монолітних мікрохвильових інтегральних схем (ММІС), яка базується на інтеграції підсилювачів, змішувачів, фільтрів і антенних елементів в одному чіпі, що забезпечує компактність, високу інтеграцію та можливість роботи на терагерцових частотах, хоча потребує ретельної оптимізації компонентів. Досліджується архітектура на основі ММІС із інтегрованою лінзовою антеною на платформі SiliconRadar, яка дозволяє використовувати різні модуляційні схеми, такі як QPSK або BPSK, та адаптивні алгоритми обробки сигналів, наприклад, метод найменших квадратів (LMS), для компенсації перешкод у реальному часі. Розглядаються результати виготовлення зразків лінзових антен з різних матеріалів та їх практичного дослідження в терагерцовому (0.3 ТГц) діапазоні частот.

Четвертий розділ присвячено створенню мініатюрного приймально-передавального модуля діапазону частот 121–127 ГГц з частотно-модульованим безперервним сигналом (FMCW), до складу якого входять плата трансивера, в яку інтегровані приймальні та передавальні антени, плата формування та обробки сигналів, мікроконтролер та антена. Як антена використовується рупорно-лінзова антена. Новизна цього рішення полягає в тому, що діелектрична лінза інтегрована з можливістю регулювання кута спрямованості шляхом зміни відстані між рупором і лінзою. До складу антени додатково входить блок інтеграції метаматеріальних антен у вигляді інтегрованої кристало-підсилювальної мікросхеми, що забезпечує високоякісне фокусування та передавання сигналів із підвищеним коефіцієнтом підсилення та вузькою діаграмою спрямованості. Описана розроблена методика цифрової обробки сигналів терагерцового FMCW-сенсора, яка реалізує повний цикл перетворень від формування переданого сигналу до отримання уточнених результатів вимірювання, включаючи етапи моделювання, спектрального аналізу, інтерполяції та фазового уточнення. Запропонована методика обробки FMCW-сигналів у терагерцовому діапазоні має суттєву наукову новизну, оскільки поєднує класичні принципи частотно-модульованих безперервних радарів із сучасними засобами цифрової обробки сигналів, реалізованими у середовищі MATLAB. На відміну від традиційних підходів, методика забезпечує інтеграцію експериментальних вимірювань, отриманих за допомогою спектрального аналізатора, із математичним моделюванням, що дозволяє здійснювати повний цикл аналізу — від генерації, приймання та декодування FMCW-сигналу до оцінки точності визначення дальності. Відмінність запропонованої методики від наявних полягає у розробленні узагальненого підходу до цифрової обробки FMCW-сигналів, який враховує особливості поширення терагерцових хвиль, вплив дисперсії, атмосферного поглинання та високих втрат у каналі. Наведено результати порівняльного аналізу моделювання лінійного FMCW-сигналу з параметрами частоти 120 ГГц,

девіації 6 ГГц та часової тривалості імпульсу 1 нс для трьох підходів до оцінки відстані за FMCW-сигналом — пікової інтерполяції, фазового уточнення та matched-фільтрації.

П'ятий розділ присвячено системному аналізу сучасного стану, фізичних принципів та технічних рішень у галузі терагерцового радіобачення. Детально розглянуто два основні класи систем технічного зору — активні та пасивні, їхні переваги, обмеження та сфери застосування, зокрема в безпеці, неруйнівному контролі, біомедицині та космічному моніторингу. Особливу увагу приділено фундаментальним обмеженням чутливості, пов'язаним із тепловим випромінюванням та флуктуаціями, а також кількісним критеріям, таким як еквівалентна потужність шуму (NEP) та еквівалентна шуму різниця температур (NETD). На основі цих співвідношень обґрунтовано вимоги до детекторів у пасивному режимі ($NEP \leq 10^{-13}$ Вт/ $\sqrt{\text{Гц}}$) та показано доцільність використання активного підходу для некриогенних систем.

У розділі також наведено результати розробки та дослідження двох типів приймачів терагерцового випромінювання: кремнієвих польових транзисторів (FET) — перспективних для великомасштабної інтеграції, а також напівпровідникових болометрів на гарячих носіях (БГН) на основі епітаксійних плівок HgCdTe з симетричними та асиметричними антенами. Описано їхню конструкцію, топологію, технологічний маршрут виготовлення та експериментальні результати в субтерагерцовому діапазоні (70–300 ГГц). Окремо висвітлено принципи роботи сканера та перспективи застосування згорткових нейронних мереж для обробки зображень, отриманих у ТГц діапазоні, що відкриває шлях до автоматизованого розпізнавання об'єктів навіть за низького співвідношення сигнал/шум.

Шостий розділ присвячений створенню джерел електромагнітних коливань терагерцового діапазону частот способом просторового складання потужностей з використанням відкритих резонаторів. Висока добротність таких резонансних систем сприяє покращенню спектральної чистоти та зниженню фазових шумів сформованого сигналу, що є критично важливим для надширококустових систем зв'язку та високоточної просторово-часової синхронізації в мережах 6G. Крім того, просторове складання потужності у відкритих резонаторах відкриває можливості створення компактних високоефективних передавальних модулів з інтегрованими антенними системами та електронним керуванням діаграмою спрямованості. Обґрунтована необхідність для більш ефективного складання потужностей окремих джерел, винесених з резонансного об'єму, використання апертурного способу збудження робочого коливання у відкритих резонаторах. На основі проведених моделювань і експериментальних досліджень визначені оптимальні розміри апертурних елементів та величини їх зв'язку з хвилеводними лініями. Показано, що для

ефективного складання потужностей двох джерел, винесених із резонансного об'єму, доцільно використовувати не основне коливання, а переходити до вищих коливань, що збуджуються у відкритих резонаторах. Використання відкритих резонаторів з апертурним зв'язком є ефективним способом складання потужностей великої кількості активних елементів у субтерагерцовому діапазоні частот. Це дасть можливість знизити втрати, характерні для традиційних хвилевідних і мікросмушкових схем складання потужностей. Джерела потужності на основі відкритих резонаторів становлять значний інтерес для перспективних систем зв'язку 6G завдяки можливості забезпечити рівні вихідної потужності, достатні для кожного конкретного практичного застосування.

Значна частина викладених в монографії матеріалів є результатом науково-дослідних робіт, які проводились протягом останніх 10 років в науково-дослідному інституті Національного технічного університету України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського», інституті електроніки та зв'язку Української академії наук, інституті фізики напівпровідників ім. В.Є. Лашкарьова Національної академії наук України, Українському державному центрі радіочастот, інституті радіофізики та електроніки ім. О.Я. Усикова Національної академії наук України. Ряд пристроїв: приймачів терагерцового випромінювання, зокрема, кремнієвих польових транзисторів (FET) та напівпровідникових болометрів на гарячих носіях (БГН) на основі епітаксійних плівок HgCdTe, розглянутих в монографії, розроблені під керівництвом член-кореспондента Національної академії наук України Ф.Ф. Сизова, за що автори висловлюють йому вдячність.

Автори вважають своїм приємним обов'язком висловити подяку директору Інституту фізики напівпровідників ім. В.Є. Лашкарьова Національної академії наук України професору Мельнику В.П., академіку Національної академії наук України Беляєву О.Є., канд. тех. наук Болтовцю М.С., член-кореспонденту Української академії наук Гордійчуку М.М. за підтримку та цінні поради. Автори також висловлюють вдячність О.В. Лутчаку, спільно з яким отримано деякі результати, що увійшли до монографії.

Особлива вдячність рецензентам — докторам технічних наук О.І. Лисенку та В.В. Коніну, які подали слушні пропозиції щодо вдосконалення змісту монографії. Автори вважають своїм приємним обов'язком висловити подяку генеральному конструктору-генеральному директору Державного підприємства «Державне Київське конструкторське бюро «Луч», академіку Національної академії наук України Коростельову О.П., директору Інституту фізики напівпровідників ім. В.Є. Лашкарьова Національної академії наук України професору Мельнику В.П., академіку Національної академії наук України Беляєву О.Є., головному конструктору Державного

підприємства «Державне Київське конструкторське бюро «Луч» Сміш-ку Г.П., канд. тех. наук Болтовцю М.С., член-кореспонденту Української академії наук Гордійчуку М.М. за підтримку та цінні поради. Автори також висловлюють вдячність О.В. Лутчаку, С.Й. Кравчуку, А.І. Бені, А.В. Бичку, спільно з якими отримано деякі результати, що увійшли до монографії.

Матеріал монографії є результатом багаторічної праці авторів над вирішенням цілого ряду наукових, технічних та технологічних проблем у сфері дослідження і використання терагерцових технологій в електронних комунікаціях, ближній радіолокації та радіобаченні, а також їх викладацької роботи у Національному технічному університеті України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського», Київському Національному університеті імені Тараса Шевченка.

Зауваження та пропозиції щодо змісту монографії просимо надсилати на електронну адресу *t.narytnyk@ukr.net*.

Для викладачів, аспірантів, студентів вищих навчальних закладів при підготовці кваліфікаційних та дисертаційних робіт, а також при вивченні дисциплін напряму телекомунікації та радіотехніки і курсовому проектуванні. Книга може бути корисною фахівцям та спеціалістам в питаннях розробки, виробництва та експлуатації систем та мереж електронних комунікацій, ближньої радіолокації та радіобачення терагерцового діапазону наступних поколінь.

Перелік скорочень

- 5G NR** — Fifth Generation New Radio — мережі п'ятого покоління
- 5G PPP** — 5G Infrastructure Public Private Partnership — державно-приватне партнерство з розвитку інфраструктури 5G
- AAF** — Auto Ambiguity Function — функція авто неоднозначності
- ADC**—Analog-to-Digital Converter — аналого-цифровий перетворювач
- AF** — Ambiguity Function — функція неоднозначності
- AGC** — Automatic Gain Control — автоматичне регулювання підсилення
- AI** — Artificial Intelligence — штучний інтелект
- AoA** — Angle of Arrival — кут приходу (хвилі)
- AoD** — Angle of Departure — кут відходу (хвилі)
- AUC** — Area Under the Curve — площа під кривою
- BBU** — Baseband Unit — блок базової смуги частот
- BiCMOS**— Bipolar Complementary Metal-Oxide-Semiconductor — біполярний КМОП транзистор
- BPSK**— Binary Phase-Shift Keying — бінарна фазова маніпуляція
- BS** — Base Station — базова станція
- C&S** — Communication and Sensing — зв'язок і зондування
- CAF** — Cross Ambiguity Function — функція перекресної неоднозначності
- CFAR** — Constant False Alarm Rate — постійний показник хибних тривог
- CIR**— Channel Impulse Response — імпульсна характеристика каналу
- CNN** — Convolutional Neural Network — згорткова нейронна мережа
- CMOS** — Complementary Metal-Oxide-Semiconductor — комплементарна структура метал-оксид-напівпровідник
- COM-порт** — Communication port — комунікаційний порт (або послідовний порт)
- CPM**— Continuous Phase Modulation — безперервна фазова модуляція
- CRAN** — Cloud radio access network — хмарна мережа радіодоступу
- CSI** — Channel State Information — інформація стану каналу
- CW-радар** — Continuous Wave Radar — радіолокатор неперервного випромінювання
- DFRC**—Dual-Function Radar-Communication — двофункціональний радіолокаційний зв'язок
- DFT** — Discrete Fourier Transform — дискретне перетворення Фур'є
- DMRS** — Demodulation Reference Signal — опорний сигнал демодуляції
- DSP** — Digital Signal Processing — цифровий сигнальний процесор
- ESPRIT** — Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariant Techniques — оцінювання параметрів сигналів за допомогою методів інваріантності до обертання
- FDD** — Frequency Division Duplexing — частотне дуплексування
- FDS** — Frequency-Domain Spectroscopy — частотно-роздільна спектроскопія
- FET** — Field-effect transistor — польовий транзистор
- FFT** — Fast Fourier Transform — швидке перетворення Фур'є

FMCW — Frequency-Modulated Continuous-Wave — безперервна хвиля з частотною модуляцією

GDPR — General Data Protection Regulation — регулювання загального захисту даних

GPS — Global Positioning System — система глобального позиціонування

HDPE — High-Density Polyethylene — поліетилен високої щільності

HEB — Hot Electron Bolometer — болометр на гарячих електронах

HEMT — High Electron Mobility Transistor — транзистор із високою рухливістю електронів

IEEE — Institute of Electrical and Electronics Engineering — інститут інженерів з електротехніки та електроніки

IFFT — Inverse Fast Fourier Transform — обернене швидке перетворення Фур'є

IoT — Internet of Thing — інтернет речей

ISM — Industrial, Scientific, and Medical — промисловий, науковий та медичний

JCAS — Joint Communications and Sensing — спільні системи зв'язку та радіолокаційного зондування

KIB — Kinetic Inductance Bolometer — кінетично-індуктивний болометр

KID — Kinetic Inductance Detector — детектор на основі кінетичної індуктивності

KPI — Key Performance Indicators — ключові показники ефективності

LCP — Liquid Crystal Polymer — рідкокристалічний полімер

LDPC — Low-Density Parity-Check — низькощільнісний код

LFM — Linear Frequency Modulation — лінійна частотна модуляція

LMS — Least Squares Method — метод найменших квадратів

LNA — Low-Noise Amplifier — підсилювач низького шуму

LOS — Line-of-Sight — Пряма видимість

LSI — Large-Scale Integration — широкомасштабне інтегрування

LTE — Long Term Evolution — довгострокова еволюція

MAC — Media Access Control — управління доступом до посередників

MCT — Mercury Cadmium Telluride (HgCdTe) — Кадмій-Ртуть-Телур (КРТ)

MIMO — Multiple Input-Multiple Output — множинний вхід-множинний вихід

ML — Machine Learning — машинне навчання

MOSFET — Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor — МОН-транзистор (метал-оксид-напівпровідник) або МДН-транзистор (метал-діелектрик-напівпровідник)

NEP — Noise Equivalent Power — еквівалентна потужність шуму

NETD — Noise Equivalent Temperature Difference — мінімальна розрізнявана різниця температур

NTN — Non-Terrestrial Network — наземно-супутникові мережі

OFDM — Orthogonal Frequency-Division Multiplexing — мультиплексування з ортогональним частотним розділенням каналів

PAPR — Peak-to-Average Power Ratio — співвідношення пікової до середньої потужності

PBCH — Physical Broadcast Channel — фізичний ширококомовний канал

PDSCH — Physical Downlink Shared Channel — фізичний спільний канал низхідного зв'язку

PHY — Physical Layer — фізичний рівень

PMN — Perceptive Mobile Network — чутлива мобільна мережа

PTFE — Polytetrafluoroethylene — політетрафторетилен (тефлон)

PUSCH — Physical Uplink Shared Channel — фізичний спільний канал висхідного зв'язку

QFN — Quad Flat No-leads — квадратний плоский корпус без виводів

QPSK — Quadrature Phase-Shift Keying — квадратурна фазова маніпуляція

RadCom — Radar Complex — радіолокаційний зв'язок

R-D-A — Range-Doppler-Angular — дальність-доплер-кут (параметри дальності, швидкості та кутового положення)

RIS — Reconfigurable Intelligent System — реконфігурована інтелектуальна система

RLS — Radio Location System — радіолокаційна система

ROIC — Readout Integrated Circuit — інтегральна схемазчитування

RRU — Remote Radio Unit — віддалений радіоблок

RS — Reference Signal — опорний сигнал

SC-FDMA — Single Carrier — Frequency Division Multiple Access — множинний доступ із частотним розділенням з поодинокую несучою

SDMA — Spatial Division Multiple Access — множинний доступ з просторовим розділенням

SIMO — Single-Input Multiple-Output — система з однією передавальною та декількома приймальними антенами

SIW — Substrate Integrated Waveguide — субстратно-інтегрований хвилевід

SNR — Signal-to-Noise Ratio — співвідношення сигнал/шум

SRS — Sounding Reference Signal — опорний сигнал зондування

SS — Synchronization Signal — сигнал синхронізації

SSB — Synchronization Signal Block — блок сигналів синхронізації

SWOT — Strengths Weaknesses Opportunities Threats — сили слабкості можливості загрози

TCIR — Truncated Channel Impulse Response — спрощена імпульсна характеристика каналу

TEM — Transverse Electromagnetic Mode — поперечна електромагнітна мода

TES — Transition Edge Sensor — детектор на краї надпровідного переходу

TDD — Time Division Duplexing — часове дуплексування

TDS — Terahertz Time-Domain Spectroscopy — терагерцова спектроскопія з часовим розділенням

TPDP — Truncated Power Delay Profile — спрощений профіль затримки потужності

TRA — Transmit/Receive Assembly — вузол передачі/прийому

TRN — Training Field — Поле навчання

TRX — Transceiver — приймач-передавач

UE — User Equipment — користувачьке обладнання

USB — Universal Serial Bus — універсальна послідовна шина

UWB — Ultra-Wideband — надширокопasmугова технологія
VCO — Voltage-Controlled Oscillator — генератор, керований напругою
Wi-Fi — Wireless Fidelity — бездротова мережа
WLAN — Wireless Local Area Network — бездротова локальна мережа
АРП — автоматичне регулювання посилення
АЦП — аналого-цифровий перетворювач
БГН — болометр на гарячих носіях
БПЛА — безпілотний літальний апарат
БС — базова станція
ВР — відкритий резонатор
ВЧ — високі частоти
ГКН — генератор, керований напругою
ДСА — діаграма спрямованості антен
ЕМХ — електромагнітна характеристика
ЗНМ — згорткова нейронна мережа
ІМС — інтегральна мікросхема
ІЧ — інфрачервоний
КВП — коефіцієнт використання поверхні
КМОН — комплементарна структура метал-оксид-напівпровідник
КРТ — Кадмій-Ртуть-Телур
КСХН — коефіцієнт стоячої хвилі за напругою
ЛПД — лавино-пролітний діод
ЛЧМ — лінійна частотна модуляція
МК — мікроконтроллер
ММІС — монолітна мікрохвильова інтегральна схема
МОП — метал-оксид-напівпровідник
МШП — малошумливий підсилювач
НВЧ — надвисокі частоти
ПК — персональний комп'ютер
ПТФЕ — політетрафторетилен (фторопласт, тефлон)
РЕЗ — радіоелектронний засіб
САПР — система автоматизованого проектування
ТГЧ — терагерцовий діапазон частот
ФАПЧ — фазове автопідстроювання частоти
ЦАП — цифро-аналоговий перетворювач
ЧЕ — чутливий елемент
ШПФ — швидке перетворення Фур'є

Розділ 1

ТЕНДЕНЦІЇ РОЗВИТКУ ТЕРАГЕРЦОВИХ ТЕХНОЛОГІЙ У СВІТЛІ СТАНОВЛЕННЯ 6G

1.1. Результати аналізу стану всесвітнього ринку технологій напередодні 6G

Звіт «Глобальний ринок 6G 2026–2036» [1] містить детальні 10-річні прогнози (2026–2036), сегментовані за типом технології, місцем розгортання, діапазоном частот, регіонам та вертикаллю застосування. Глобальний ринок 6G представляє наступний трансформаційний етап у бездротовому зв'язку, який, за прогнозами, зросте від початкової докомерційної діяльності вартістю 500–1 млрд доларів США у 2026 році до комплексної екосистеми, потенційно вартістю 150–300 млрд доларів США на рік до 2036 року. Це вибухове зростання відображає еволюцію 6G від лабораторних досліджень до комерційного розгортання, фундаментально змінюючи телекомунікаційну інфраструктуру, пристрої, програми та бізнес-моделі протягом десятиліття. Ринок 6G охоплює чотири основні сегменти з різними траєкторіями зростання та ціннісними пропозиціями:

- Інфраструктура, включаючи базові станції, основні мережі та платформи периферійних обчислень, є найбільшим сегментом.
- Пристрої та термінали, що охоплюють смартфони, датчики Інтернету речей, промислове обладнання та транспортні засоби.
- Напівпровідники та компоненти, що забезпечують 6G, включаючи підсилювачі потужності нітрид галію (GaN) та фосфат індію (InP), вдосконалені приймачі, масивні МІМО-форматори променю та процесори з наднизьким енергоспоживанням енергії.
- Сервіси та програми, що використовують можливості 6G, включаючи голографічний зв'язок, цифрові двійники, координацію автономних систем та захоплену розширену віртуальну реальність.

У міру того, як розгортання 5G розвивається в усьому світі, увага рішуче зміщується до революційних можливостей 6G, включаючи швидкість передачі даних 100 Гбіт/с — 1 Тбіт/с, затримку менше мілісекунди, масивне підключення Інтернету речей, що підтримує 10 мільйонів пристроїв на км, та інтегровані наземно-супутникові мережі (NTN), що забезпечують універсальне покриття.

Комплексний звіт про дослідження ринку розглядає всю екосистему 6G, від напівпровідників з частотою менше ТГц та передових матеріалів до базових станцій, неземних мереж, архітектур МІМО, пристроїв з нульовим енергоспоживанням та трансформаційних застосувань в автономних транспортних засобах, промисловій автоматизації, охороні здоров'я та

розширеній реальності. В звіті проведено критичний технічний аналіз щодо фундаментальних проблем, що стримують комерціалізацію 6G:

- обмеження ефективності підсилювачів потужності субтерагерцового діапазону;
- вимоги до теплового управління для щільності теплового потоку 5-10 Вт/см²;
- складність упаковки антен на частотах 100-300 ГГц та невизначеності розподілу спектру, що затримують терміни розгортання.

У звіті оцінюється понад 25 напівпровідникових технологій, включаючи GaN, InP, кремній-германієвий (SiGe) сплав, інтегральні мікросхеми з використанням біполярних і КМОН-транзисторів BiCMOS (БіКМОН) та передові CMOS-процеси, порівнюється продуктивність з вимогами 6G та виявляються технологічні прогалини, що вимагають проривів, а не еволюційних удосконалень.

Широке висвітлення матеріалознавства розглядає понад 50 передових матеріалів, що забезпечують 6G, включаючи діелектрики з низькими втратами (Rogers, PTFE, LCP), рішення для теплового управління (алмазні підкладки, графенові теплорозподільники, матеріали з фазовим переходом), метаматеріали для реконфігурованих інтелектуальних поверхонь (RIS) та нові сполуки/компаунди, включаючи іоногелі, діоксид ванадію та двовимірні матеріали. Кожна категорія матеріалів включає специфікації продуктивності, оцінки комерційної готовності, ландшафти постачальників, траєкторії витрат та SWOT-аналіз.

Звіт надає детальну інформацію про нові архітектури 6G, включаючи надмасивні MIMO з 256-4096 антенними елементами, мережі без стільникового зв'язку, що розмивають традиційні межі базових станцій, панелі RIS, що пасивно розширюють покриття зі зниженням витрат на 60-80%, та пристрої Інтернету речей з нульовим енергоспоживанням, що виключають заміну батарей шляхом збору енергії. Кількісний аналіз включає бюджети з'єднань, моделювання енергоспоживання, теплове моделювання та сценарії економічного розгортання в міських, приміських та сільських умовах.

Регіональний аналіз ринку охоплює терміни розгортання, стратегії використання спектру, державні інвестиційні програми та конкурентну динаміку в Азіатсько-Тихоокеанському регіоні (провідний показник із запуском у 2030-2031 роках у Китаї, Південній Кореї, Японії), Північній Америці (комерційне обслуговування у 2031-2032 роках), Європі (скоординоване розгортання у 2032-2033 роках) та на ринках, що розвиваються. Дорожні карти для окремих країн детально описують національні програми 6G, включаючи рівні фінансування, пріоритети досліджень, галузеві партнерства та діяльність зі стандартизації.

Звіт складено за результатами досліджень і аналізу профілю діяльності 49-ти провідних компаній світу, що формують екосистему 6G. Кожен

профіль компанії розглядає портфелі технологій 6G, стратегічне позиціонування, партнерства, пріоритети досліджень та розробок, дорожні карти продуктів та конкурентні переваги на цьому трансформаційному ринку.

Найбільш актуальними темами Звіту, що відносяться до теми питання є:

- Еволюція від 1G до 5G та 6G з порівнянням продуктивності та точками перегину технологій і комплексні прогнози ринку на 2026-2036 роки за типом обладнання, регіоном, діапазоном частот та застосуванням;

- Архітектура радіосистем 6G, конструкція приймача-передавача, вимоги до пропускну здатності та схеми модуляції;

- Аналіз розриву в технології підсилювачів потужності, що визначає дефіцит вихідної потужності 20-40 дБ на частотах нижче ТГц. Оцінка напівпровідників: бенчмаркінг SiCMOS, SiGe BiCMOS, GaAs, GaN-на-SiC, InP HEMT/HBT;

- Проблеми проектування фазованих антенних решіток, типи елементів, підходи до інтеграції та рішення для упаковки;

- Базові станції та інфраструктура. Надзвичайно масова еволюція MIMO до масивів з 256-1024+ елементів з розподіленою обробкою. Конструкції базових станцій з автономним живленням та підтримкою RIS, що зменшують споживання енергії на 60-80%. Вимоги до терморегуляції та рішення для охолодження базових станцій потужністю 2-5 кВт;

- Передові матеріали та компоненти. Діелектрики з низькими втратами, матеріали для терморегуляції, метаматеріали та сполуки з фазовим переходом.

- Архітектури MIMO. Масштабні проблеми MIMO, включаючи отримання CSI, обчислювальну складність та апаратні обмеження. Розподілені архітектури MIMO та безкоміркові архітектури, що усувають традиційні межі комірок. Порівняльний аналіз продуктивності, що показує покращення пропускну здатності на межі комірок у 10-100 разів;

- Дорожні карти розвитку. Національні програми 6G: США, Китай, Японія, Південна Корея, Європа з фінансуванням та відстеженням етапів. Пропозиції щодо розподілу спектру для WRC-27 у діапазонах менше 7 ГГц, FR3 (7-24 ГГц) та менше ТГц (0,1–0,3 ТГц). Терміни розробки стандартів до рівня 3GPP Release 21-24 (2028-2036). Оцінки готовності технологій та аналіз критичного шляху.

1.2. Конвергентні технологічні тенденції

Звіт [1] розглядає декілька конвергентних технологічних тенденцій, що забезпечують комерційну життєздатність 6G та диференційовану ціннісну пропозицію на перспективу. Головними серед них по темі питання є:

1. Субтерагерцовий (100-300 ГГц) спектр, що інтегрує технології цього діапазону в комунікації і забезпечує величезну пропускну здатність, але вимагає абсолютно нових радіочастотних архітектур, включаючи підсилувачі потужності на основі InP, вдосконалені антенні решітки та складне формування променя, що створює технологічні бар'єри для діючих гравців на ринку комунікацій, водночас відкриваючи можливості для інновацій.

2. Інтеграція штучного інтелекту в мережі дозволяє автономну оптимізацію, прогнозний розподіл ресурсів та інтелектуальне надання послуг.

3. Реконфігуровані інтелектуальні поверхні (RIS) пасивно розширюють покриття за частку традиційних витрат на інфраструктуру, водночас фундаментально змінюючи філософію архітектури мережі.

4. Глобальний Інтернет речей інтегрується в наземні і неземні (NTN) комунікаційні мережі і потребує ефективних рішень з управління і збору даних датчиків IoT.

5. Система 6G JCAS (конвергенція комунікації та зондування) інтегрує радіолокаційне зондування (виявлення об'єктів, вимірювання відстані/швидкості) безпосередньо в комунікаційні мережі, дозволяючи одній системі як передавати дані, так і сприймати навколишнє середовище, покращуючи ефективність використання спектру, зменшуючи витрати та підтримуючи передові програми, такі як автономні транспортні засоби, інтелектуальне виробництво та точна локалізація, на відміну від 5G, який зосереджувався переважно на пропускну здатності даних.

Ключовими аспектами JCAS у системі зв'язку 6G є:

- Подвійна функціональність: Використовує ті самі сигнали та апаратне забезпечення для передачі даних та зондування навколишнього середовища (позиціонування, картографування, розпізнавання активності).

- Розширені можливості: Виходить за рамки людино центричного зв'язку до послуг, що вимагають точного усвідомлення навколишнього середовища, критично важливого для майбутніх підключених та автономних систем.

- Апаратне забезпечення та спектр: Використовує нові діапазони частот (міліметрові хвилі, видиме світло) та вимагає нових форм хвиль, розроблених для обох завдань, оскільки традиційний OFDM має проблеми з динамічними каналами.

Переваги:

- Ефективність: Зберігає спектр та зменшує складність/вартість пристрою.

- Продуктивність: Підвищує ефективність мережі та забезпечує вищу точність зондування.

- Нові застосування: Забезпечує розширені варіанти використання в охороні здоров'я, автомобільній промисловості (дрони, автомобілі) та промислового метавсесвіті.

Варіанти використання та проблеми JCAS:

- Варіанти використання: Покращене керування рухом, точна локалізація для дронів та транспортних засобів, промисловий Інтернет речей (IoT) та віртуальна/доповнена реальність.

- Проблеми: Розробка надійного, економічно ефективного обладнання, управління складними міжрівневими взаємодіями, новий розподіл ресурсів та визначення нових показників продуктивності (KPI) для якості датчиків, як зазначено в таких проєктах, як проєкт 6thSense EU та Неха-Х-II.

По суті, JCAS перетворює мережі 6G з простих каналів передачі даних на інтелектуальні, контекстно-залежні системи, які розуміють своє фізичне середовище.

1.3. Концепція конвергенції комунікаційних систем і зондування (JCAS — Joint Communication and Sensing)

1.3.1. Передумови

Безпроводовий зв'язок та радіолокаційне зондування або радіозондування [2] розвиваються паралельно протягом десятиліть, проте з обмеженими перетинами. Вони мають багато спільних рис з точки зору алгоритмів обробки сигналів, пристроїв та, певною мірою, архітектури системи, що стимулювало значний інтерес до досліджень у сфері співіснування, співпраці та спільного проєктування двох систем [2, 4, 5, 12]. Співіснування систем зв'язку та радіолокації було широко досліджено протягом останнього десятиліття, з акцентом на розробку ефективних методів управління перешкодами, щоб дві окремо розгорнуті системи могли безперервно працювати без перешкод одна одній. Хоча радіолокаційні та комунікаційні системи можуть бути розташовані разом і навіть фізично інтегровані, вони передають два різні сигнали, що перекриваються в часовій та/або частотній областях, через що покращення спектральної ефективності на практиці обмежене.

Радіолокаційні системи зазвичай використовують спеціально розроблені форми хвиль, такі як короткі імпульсні сигнали, так і безперервні, пилоподібні або зубчасті чірпи (chirp), які забезпечують потужне випромінювання та просту обробку приймачем [15]. Однак ці форми хвиль не є необхідними саме для радіолокаційного класичного зондування, яке передбачає отримання інформації про відстань, напрямок і швидкість руху об'єктів. Тому розглядається більш широке і загальне поняття таке як «радіозондування» [2], як процес отримання інформації про об'єкти (розпізнавання), активність об'єктів і подій, що відбуваються в навколишньому середовищі, такому, наприклад, як Інтернет речей (IoT). Радіозондування

може здійснюватися як за допомогою пасивних, так і активних радарів. Пасивне радіозондування здійснюється рознесеними передавачами і приймачами. Об'єкти, що підлягають спостереженню, можуть бути освітлені будь-яким радіосигналом достатньої потужності, таким як телевізійні сигнали, сигнали Wi-Fi або сигнали мобільного стільникового зв'язку. Але пасивне зондування має два основні обмеження. Перше — це відсутність синхронізації між передавачем і приймачем, що у випадку рухомих об'єктів приводить до неоднозначності вимірювання відстані, ускладнює придушення радіозавад і обробку сигналів при об'єднанні декількох вимірювань.

Активне радіозондування за допомогою радарів може бути віднесено до отримання широкої інформації з прийнятих радіо сигналів, відмінних від даних сигналів зв'язку, модульованих до сигналу на передавачі. Це може бути досягнуто шляхом вимірювання як параметрів зондування, пов'язаних з місцезнаходженням, та швидкістю руху, таких як часова затримка, кут приходу (AoA), кут відходу (AoD), частота та величина Доплера багатопроменевого сигналу, так і параметрів фізичних характеристик (таких як властиві сигнали шаблонів пристроїв/об'єктів/діяльності), використовуючи радіосигнали. Дві відповідні дії обробки називаються оцінкою параметрів зондування та розпізнаванням шаблонів [2]. Таким чином, радіозондування включає більш різноманітні застосування, такі як завдання розпізнавання об'єктів, активності та подій в Інтернеті речей (IoT) за допомогою переважно таких технологій зв'язку, як Bluetooth, Wi-Fi та мереж 5G.

Спільний зв'язок та радіолокаційне радіозондування (JCAS) стало привабливим рішенням для інтеграції зв'язку та зондування в одну систему. Він також був відомий під різними термінами, такими як радіолокаційний зв'язок (RadCom) [12], спільний радіолокаційний (та) зв'язок (JRC) [4, 11], спільний зв'язок (та) радар (JCR) [13], двофункціональний радіолокаційний зв'язок (DFRC) [3]. Надалі мова буде йти про JCAS у сенсі DFRC, який спільно проектується та використовує один переданий сигнал як для зв'язку, так і для зондування. Це означає, що більшість модулів передавача можуть використовуватись спільно комунікації та зондування C&S (communication and sensing).

Більша частина апаратного забезпечення приймача також може бути спільною, але обробка приймача, зокрема обробка сигналу основної смуги частот, зазвичай відрізняється для C&S. Ці властивості роблять JCAS суттєво відмінним від існуючих концепцій спільного використання спектра, таких як когнітивне радіо, вищезгадані співіснуючі системи зв'язку та радіолокації, та «інтегровані» системи, що використовують окремі форми хвиль, де сигнали зв'язку та зондування розділені у таких ресурсах, як час, частота та код, незважаючи на те, що ці дві функції можуть бути фізично

об'єднані в одній системі. У роботі [2] наведені порівняльні дані (Таблиця II), де коротко порівняні форматів сигналів та ключових характеристик, переваги та недоліки п'яти типів систем: C&S з розділеними формами хвиль, співіснуючі C&S, пасивне зондування, когнітивне радіо та JCAS.

До 2010 року дослідження JCAS для побутових систем були обмежені. За останні десять років JCAS вивчалася як на основі простого зв'язку «точка-точка», такого як транспортні мережі, так і складних мобільних/стільникових мереж. Перші можуть знайти застосування в автономному водінні, тоді як другі можуть революціонізувати сучасні мобільні мережі, що базуються лише на зв'язку. На відміну від цих проєктів JCAS має потенціал інтеграції радіозондування у великомасштабні мобільні мережі, створюючи так звані перцептивні (perceptive) або сприйнятливі/чутливі мобільні мережі (PMN) [2]. Під «перцептивними» розуміється додаткова здатність сприймати навколишнє середовище за допомогою радіозору та виведення даних з існуючих мобільних мереж. Таке сприйняття може виходити далеко за рамки локалізації та відстеження, дозволяючи мобільній мережі «бачити» та розуміти навколишнє середовище. Розвиваючи свою діяльність на основі існуючої мобільної мережі, очікується, що PMN слугуватиме повсюдною радіозондуючою мережею, забезпечуючи при цьому послуги мобільного зв'язку. Її можна побудувати на основі існуючої інфраструктури мобільної мережі, не вимагаючи значних змін у структурі мережі та обладнанні. PMN розкриє максимальні можливості мобільних мереж та позбавить надмірно високих витрат на інфраструктуру для побудови окремих мереж радіозондування широкого охоплення. Завдяки великому охопленню, інтегровані комунікаційні та сенсорні можливості, як очікується, забезпечать багато нових застосувань, для яких існуючі сенсорні рішення є або непрактичними, або занадто дорогими. До них відносяться такі революційні застосування IoT, як розумні міста та розумний транспорт. На жаль, його впровадження серйозно обмежується високими витратами на інфраструктуру через обмежені зони охоплення існуючих датчиків. Наприклад, безперебійне спостереження за великими територіями буде надмірно дорогим через величезну кількість камер та комунікаційних каналів, необхідних для їх підключення. Крім того, існують суттєві проблеми з конфіденційністю [2].

PMN здатна забезпечувати одночасний зв'язок та послуги радіозондування, і потенційно може стати повсюдним рішенням для радіозондування завдяки своєму більшому широкосмуговому покриттю та потужній інфраструктурі. Її спільні та узгоджені комунікаційні та сенсорні можливості підвищать продуктивність суспільства та сприятимуть створенню та впровадженню величезної кількості нових застосувань, таких як моніторинг дорожнього руху, прогнозування погоди та дистанційного зондування опадів, для яких жодні існуючі датчики не можливо ефективно реалізу-

вати. PMN може бути широко розгорнута як для комунікаційних, так і для сенсорних застосувань у транспорті, зв'язку, енергетиці, виробництві, точному сільському господарстві тощо. У літературі було розроблено та описано численні демонстраційні моделі WiFi-зондування для застосувань, що стосуються безпеки, охорони здоров'я та розваг. PMN має більш просунуту інфраструктуру, ніж WiFi-зондування, включаючи більшу антенну решітку, більшу пропускну здатність сигналу, більш потужну обробку сигналу, а також розподілені та кооперативні базові станції. Зокрема, завдяки масивному множинному входу та множинному виходу (MIMO), PMN еквівалентно має величезну кількість «пікселів» для зондування. Це дозволяє радіо пристроям розрізняти численні об'єкти одночасно та досягати результатів зондування з набагато кращою роздільною здатністю.

1.3.2. Класифікація систем JCAS

Виходячи з пріоритету проєктування систем та базових форматів сигналів, сучасні системи JCAS можна класифікувати на три категорії [2], а саме:

- Радар-центричне проєктування: реалізація функції зв'язку в первинній радіолокаційній системі (або інтеграція зв'язку в радар);
- Комунікаційно-центричне проєктування: реалізація функції радіо/радарного зондування в первинній системі зв'язку (або інтеграція радара в зв'язок);
- Спільне проєктування та оптимізація: технології без обмежень до базових систем та сигналів.

У перших двох категоріях основна увага приділяється проєктуванню та дослідженню, як правило, зосереджена на тому, як реалізувати іншу функцію на основі форматів сигналів первинної системи, з урахуванням принципу несуттєвого впливу на первинну систему. До системи та сигналів можуть бути застосовані незначні модифікації та оптимізації.

Остання категорія розглядає проєктування та оптимізацію форми хвилі сигналу, системної та мережевої архітектури без упередженості до зв'язку чи зондування, з метою виконання лише бажаних застосувань. PMN належать до другого класу, метою яких є еволюція мережі, що базується лише на зв'язку, до мережі з інтегрованим зв'язком та зондуванням.

Надалі коротко обговорюються основні відмінності між традиційними сигналами зв'язку та радіолокаційними сигналами, які важливі для розуміння філософії проєктування трьох категорій систем JCAS.

1.3.3. Основні відмінності між сигналами зв'язку і радарів

На рис. 1.1 представлені спрощені схеми приймачів та структури сигналів C&R для ілюстрації їхніх основних відмінностей. Традиційні радіолокаційні системи включають імпульсні та безперервні хвильові радари. В імпульсних радарних системах короткі імпульси з великою смугою пропускання передаються окремо або групою, після чого настає час мовчання для забезпечення прийому відбитих від цілі імпульсів. Загальний час від початку випромінювання до завершення прийому відбитих сигналів складає період повторення. Після завершення цього періоду передача повторюється. Радари безперервної дії передають форми хвиль (випромінювань), такі як безперервна несуча або ЧМ-модульовані пилкообразні чірпи (chirp), зазвичай безперервно скануючи у великому діапазоні частот. В обох системах форми хвиль зазвичай немодульовані у сенсі передачі інформації [2].

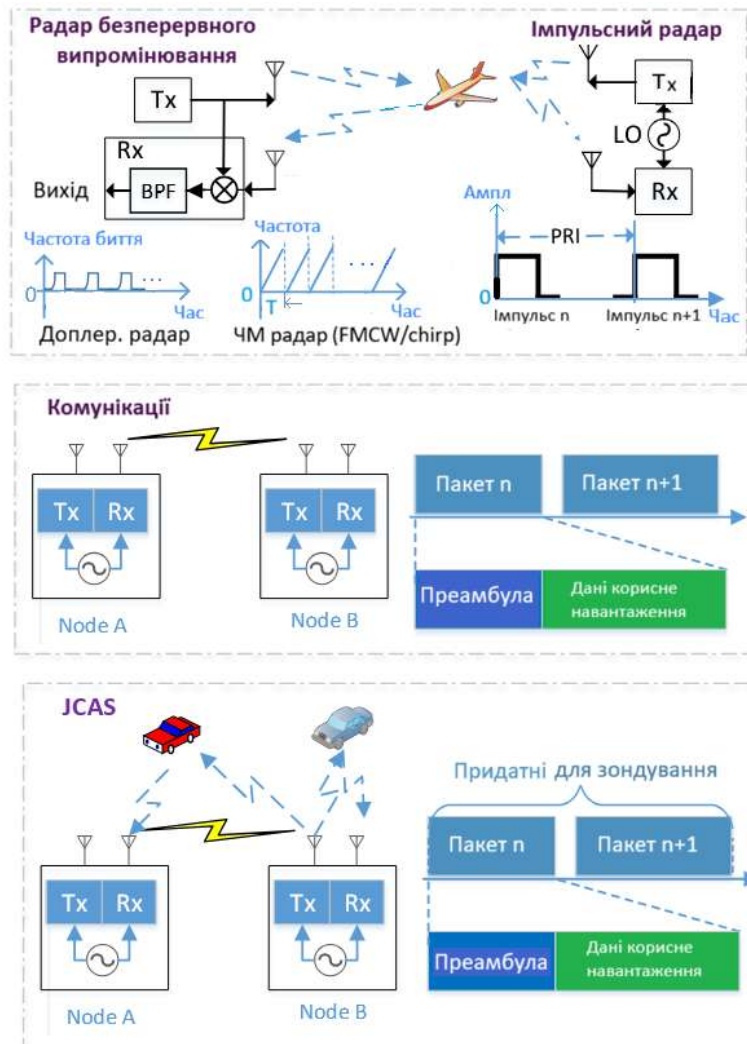


Рис. 1.1. Ілюстрація базових імпульсних і безперервних радарів, систем зв'язку і систем JCAS:

Tx — передавач; Rx — приймач; PRI (Pulse repetition interval) — період повторення імпульсів; BPF (Band pass filter) — смуго пропускний фільтр; LO (Local heterodyne) — місцевий /локальний гетеродин [2]

У більшості радіолокаційних систем порівняно низьке співвідношення пікової до середньої потужності (PAPR), що забезпечується високоефективним підсилувачем потужності для роботи на великих відстанях. Також бажано, щоб передавальна форма хвилі мала функцію неоднозначності (*ambiguity function*) з крутими та вузькими головними пелюстками, яка є функцією кореляції прийнятих сигналів відбиття та локального шаблонного сигналу [6]. Такі форми хвиль розроблені для забезпечення апаратної та сигнальної обробки з низькою складністю в радарних приймачах для оцінки ключових параметрів зондування, таких як затримка, частота Доплера та кут приходу.

Імпульсний радіолокаційний приймач зазвичай вибіркує сигнал з високою, частотою вибірки, що вдвічі перевищує смугу пропускання переданих імпульсів, або з відносно нижчою частотою вибірки при бажаній роздільній здатності затримки (визначення дальності), тоді як приймач радара безперервної хвилі, наприклад, радіолокатора безперервної хвилі з частотною модуляцією (FMCW), зазвичай вибіркує сигнали частоти «битів» зі швидкістю, набагато меншою за смугу пропускання сканування, пропорційною бажаній здатності виявлення максимальної затримки. Частота биття дорівнює різниці між частотами переданого та сигналу луни, який використовується як вхідний сигнал для місцевого гетеродина приймача та містить інформацію про дальність. Через особливу форму сигналу та апаратне забезпечення, радіолокаційні системи зазвичай не можуть підтримувати дуже високошвидкісний зв'язок без значних змін у формах хвиль та/або структурі приймача [2].

Для порівняння, сигнали зв'язку розроблені для максимізації можливостей перенесення інформації. Зазвичай вони модулюються, а модульовані сигнали зазвичай додаються до немодульованих періодичних навчальних сигналів у пакеті (преамбула), як видно з рис. 1. На рис.1 і надалі по тексту та базова станція (БС) або частина БС у складі C&R, що виконує функції зв'язку позначається як Node A, а та частина, що виконує функції зондування позначається як Node B. Для підтримки різноманітних пристроїв та вимог до зв'язку, сигнали зв'язку можуть бути дуже складними. Наприклад, вони можуть бути переривчастими та фрагментованими в часовій та частотній областях, мати високий PAPR, мати складні структури сигналів через розширені модуляції, що застосовуються в часовій, частотній та просторовій областях.

Хоча сигнали зв'язку розроблені без урахування потреби в зондуванні, вони завдяки пакетній структурі потенційно можуть бути використані для оцінки всіх ключових параметрів зондування. Складні сигнали зв'язку дуже відрізняються від традиційних для радарів та вимагають нових алгоритмів зондування. Існують також практичні обмеження в системах зв'язку, такі як повно дуплексна робота та синхронізація між передаваль-

ним вузлом та приймальним вузлом, що вимагає розробки нового рішення для зондування. Детальна інформація про структуру сигналу, така як розподіл ресурсів за часом, частотою та простором, а також передані символи даних, може бути критично важливою для зондування, як, наприклад, знання про структуру сигналу є важливим для когерентного виявлення.

1.3.4. Вимоги до архітектури систем JCAS

1.3.4.1. Радар-орієнтовна конструкція: реалізація зв'язку в первинних радарних системах

Радарні системи, зокрема військові радари, мають надзвичайні можливості роботи на великих відстанях, до сотень кілометрів. Отже, основною перевагою впровадження зв'язку в радіолокаційних системах є можливість досягнення зв'язку на великі відстані зі значно меншою затримкою порівняно із супутниковим зв'язком. Однак досяжні швидкості передачі даних для таких систем зазвичай обмежені через властиве обмеження форми хвилі радара.

Отже, вбудовування інформації є однією з основних проблем. У [2] наводяться приклади випадковий ступінчастий частотний сигнал використовується при проєктуванні системи JCAS, де несуча частота радіолокаційного сигналу використовується для модуляції комунікаційної інформації, а також квазіортогональна лінійна частотна модуляція-безперервна фазова модуляція (LFM-CPM), що випромінюється MIMO-радаром, може бути застосована для зв'язку з кількома користувачами.

Також досліджувалася інтеграція зв'язку в радіолокаційні системи з новими формами радіолокаційних сигналів, такими як MIMO-OFDM-радар та частотно-амплітудне радіолокаційне з частотно-стрибкоподібною зміною частоти) [16, 17]. Їхні формати сигналів ближчі до сучасних систем зв'язку, а отже, можуть бути потенційно краще інтегровані для передачі інформації. Такі системи зазвичай застосовують індексну модуляцію для вбудовування інформації у форму сигналу радіолокатора. Тут індексна модуляція вбудовує інформацію в різні комбінації та/або перестановки параметрів сигналу в просторовій, часовій, частотній та кодовій доменах. Одним із прикладів є використання індексів піднесучих та передавальних антен для передачі інформації. Головною перевагою її застосування в радіолокаційно-орієнтованій JCAS є те, що індексна модуляція не змінює основну форму сигналу радіолокатора і структуру сигналу та має незначний вплив на роботу радара.

Водночас у літературі бракує розробки протоколу зв'язку та обробки сигналів приймача радара. Протоколи зв'язку, зокрема, протокол рівня доступу до середовища (MAC) та структура кадру фізичного рівня, добре розроблені в системах зв'язку. Тим не менш, повна обробка сигналу

приймача для вилучення інформації, вбудованої в форму хвилі радіолокатора, ще недостатньо вивчена [2].

1.3.4.2. Комунікаційно-орієнтоване проєктування: реалізація зондування в первинних системах зв'язку

Враховуючи топологію комунікаційних мереж, системи цієї категорії можна класифікувати на дві підкатегорії, а саме: ті, що реалізують зондування в системах зв'язку «точка-точка», особливо для застосувань в автомобільних мережах, та ті, що реалізують зондування у великих мережах, таких як мобільні мережі. Залежно від того, як передавач і приймач зонду просторово розподілені, з точки зору зондування, ці системи є аналогічними традиційним моностатичним, бістатичним та мультистатичним радарам (рис. 1.2) [6].

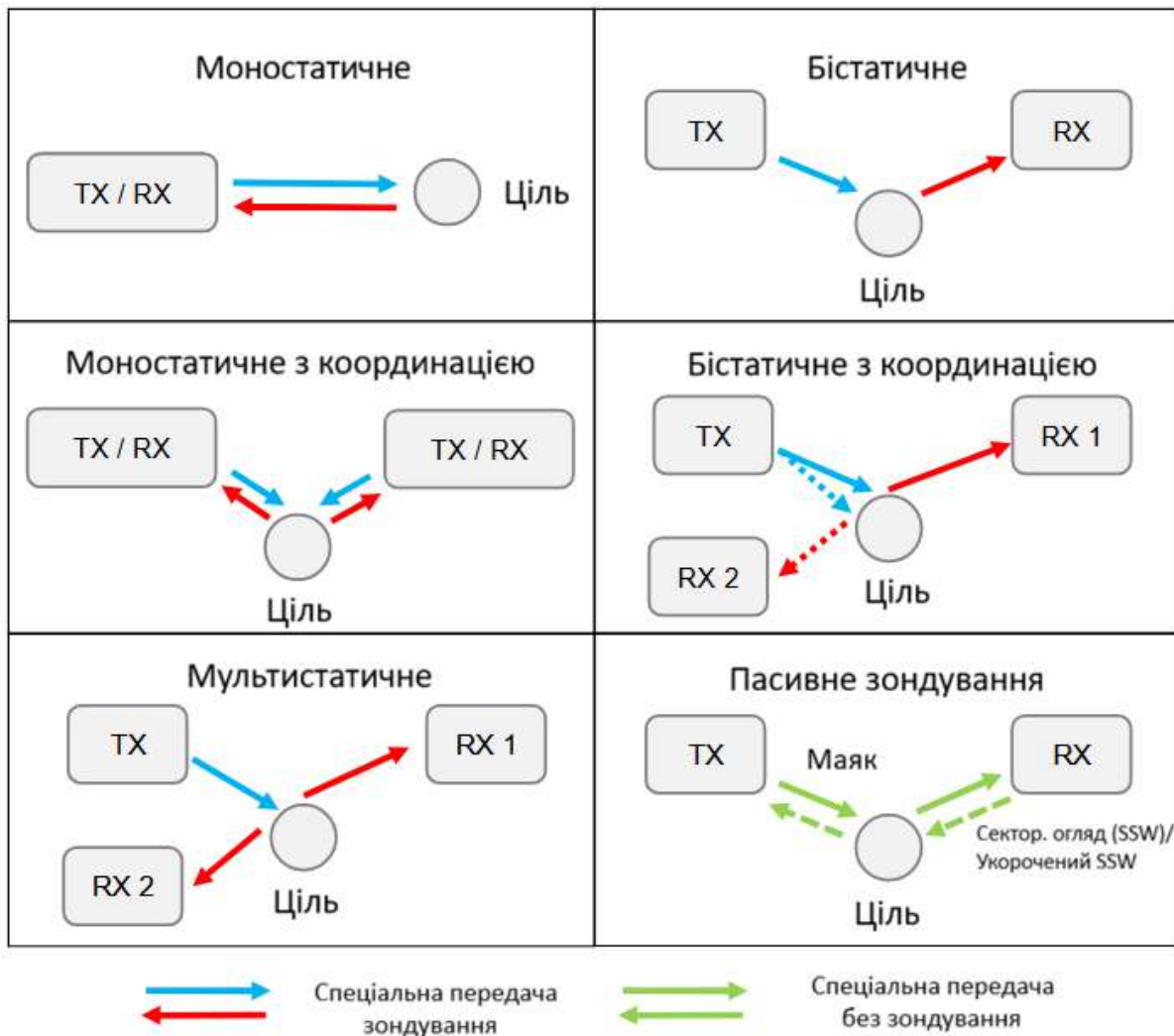


Рис. 1.2. Топологія систем зондування [6]

Розглядають [2] дві фундаментальні проблеми інтеграції зондування в комунікації: (1) як реалізувати повнодуплексний режим роботи в моностатичній установці, де приймач зонду та передавач розташовані разом, та (2) як усунути вплив асинхронізації таймеру в бістатичній або мультистатичній установці через типові розблоковані таймери між просторово розділеними передавачами та (чутливими) приймачами. Повний дуплекс тут означає, що приймач і передавач працюють одночасно в одному й тому ж діапазоні частот. Для моностатичного радара повнодуплексний режим роботи уникається в імпульсному радарі шляхом часового розділення передавальних та приймальних часових інтервалів, що призводить до появи сліпих зон при зондуванні ближнього поля; для радара FMCW це реалізується за допомогою переданого сигналу, як вхідний сигнал для гетеродина для придушення сигналу витоку від передавача, що призводить до виходу сигналу частоти биття з малою кількістю інформації про переданий сигнал.

Сучасні системи зв'язку переважно передають безперервну форму хвилі та мають немодульовані синусоїдальні сигнали як вхідний сигнал для генератора. Отже, обидва методи радіолокації непрактичні в системах зв'язку, якщо не інтегровано спеціалізоване апаратне забезпечення приймача зондування, подібне до радара FMCW.

У довгостроковій перспективі повнодуплексні технології, які були широко досліджувані для зв'язку, будуть бажаним рішенням для моностатичного зондування. Для бістатичних та мультистатичних радарів синхронізація таймеру зазвичай реалізується через дротові з'єднання або прив'язку до сигналів GPS.

На прикладі системи широкосмугового радіодоступу з функцією зондування доступу WLAN IEEE 802.11bf [4] процедура зондування WLAN зазвичай містить три фази, тобто фазу ініціації, фазу зондування та фазу звітування. За часом ці процедури включають налаштування сеансу зондування WLAN, налаштування вимірювання, пакет зондування, екземпляр/дані зондування, завершення налаштування вимірювання та завершення сеансу зондування WLAN, зокрема, пакет зондування WLAN — це віртуальна концепція, яка визначає набір кількох екземплярів зондування для виконання доплерівської оцінки в кожному пакеті. IEEE 802.11bf визначає час між послідовними екземплярами в пакеті зондування як внутрішньопакетний інтервал, а час між послідовними пакетами — як міжпакетний інтервал.

Перед процедурою зондування передбачається, що навчання формування променя між ініціатором зондування та відповідачем(ами) зондування виконано заздалегідь, що сприяє обміну інформацією про преамбулу, дані та синхронізацію між ними в процедурі зондування WLAN. На початку процедури зондування відбувається обмін можливостями зонду-

вання між ініціатором зондування та відповідачем зондування для визначення типу зондування мережі.

Потім у налаштуванні вимірювання WLAN визначається набір операційних атрибутів, пов'язаних з пакетами зондування та екземплярами зондування WLAN, які можуть включати внутрішньопакетний та міжпакетний графік, ролі ініціатора зондування та відповідача зондування та інші параметри. Після налаштування процедури зондування екземпляри/дані зондування виконуються на основі визначеного набору операційних атрибутів для виконання вимірювань каналу.

Загалом з використанням сигналів IEEE 802.11 було проведено чимало робіт [2] щодо датчиків в автомобільних мережах, де автори реалізували активні функції радіолокаційного датчика в комунікаційній системі з сигналами OFDM для автомобільних застосувань. Представлені функції радіолокаційного датчика включають алгоритми перетворення Фур'є, які оцінюють швидкість кількох відбиваючих об'єктів у системі JCAS на основі IEEE 802.11p. Також функції авто-радійного датчика виконуються з використанням фізичного (PHY) кадру поодинокій несучій (SC-FDMA) IEEE 802.11ad. Використання OFDMA на висхідному каналі небажано, оскільки має високе співвідношення пікової потужності до середньої (PAPR). Тому сигнал SC-FDMA (FDMA з поодинокій несучою) має перевагу мультиплексування, що забезпечує нижче співвідношення пікової потужності до середньої. У SC-FDMA перед застосуванням IFFT символи попередньо кодується за допомогою дискретного перетворення Фур'є (DFT). Таким чином, кожна піднесуча після FFT міститиме частину кожного символу (рис. 1.3). Також міжсимвольна інтерференція буде зменшена, оскільки всі піднесучі протягом певного періоду часу представляють один і той самий символ.

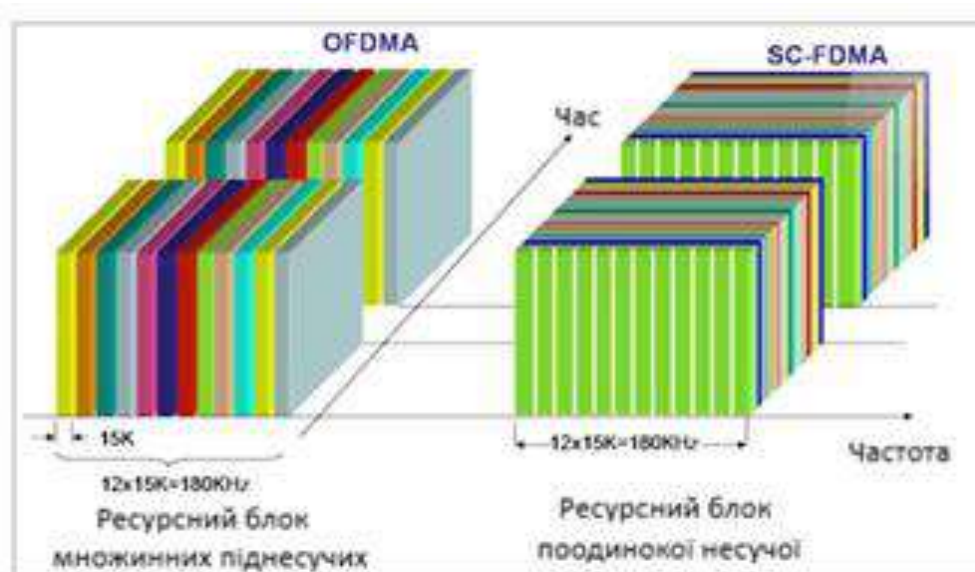


Рис. 1.3. Спрощена структура сигналів LTE

У ряді робіт сигнали зв'язку OFDM, що відповідають IEEE 802.11a/g/p, використовуються для виконання функцій радара в автомобільних мережах. Також повідомлялося про деякі ранні роботи з використання сигналів OFDM для зондування, де автори систематично досліджували, як JCAS може бути реалізований у мобільних мережах, враховуючи їхні специфічні структури сигналів, систем та мережі, а також як радіолокаційне зондування може бути виконане на основі сучасних сигналів мобільного зв'язку.

1.3.4.3. Спільне проектування без базової системи

Хоча немає чіткої межі між третьою категорією технологій та двома попередніми категоріями, для першої існує більше свободи з точки зору проектування сигналів та систем. Тобто, технології JCAS можуть бути розроблені без обмеження існуючими системами зв'язку або радіолокації. У цьому сенсі їх можна проектувати та оптимізувати, враховуючи основні вимоги як до зв'язку, так і до зондування, потенційно забезпечуючи кращий компроміс між цими двома функціями.

Системи JCAS гігагерцових та субтерагерцових частот є чудовими прикладами сприяння такому спільному проєкту. З одного боку, з їхньою великою пропускнуою здатністю та короткою довжиною хвилі, міліметрові хвильові та терагерцові сигнали забезпечують великий потенціал для зв'язку з високою швидкістю передачі даних та високоточного зондування. З іншого боку, з'являються міліметрові хвильові та терагерцові системи. Вони ще не отримали широкого розгортання, а стандарти для терагерцових систем ще не розроблені. Міліметрові та терагерцові JCAS можуть сприяти багатьом новим захопливим застосуванням, як у приміщенні, так і на вулиці.

У [2] повідомляється про численні приклади досліджень mmWave JCAS, де продемонстровано її доцільність та потенціал у внутрішніх та транспортних мережах за напрямками:

- аспекти обробки сигналів JCAS на основі mmWave з акцентом на розробку форм хвиль для систем JCAS;
- mmWave JCAS для зондування всередині приміщень;
- гібридна розробка формування променя для систем mmWave JCAS;
- проектування вибір форм хвиль JCAS, в тому числі адаптивна структура mmWave хвиль для автомобільних застосувань з порівнянням між фазово-модульованою безперервною хвильовою JCAS та JCAS на основі OFDMA шляхом аналізу системної моделі та перерахування впливу параметрів проектування;

- розробка багатопроменевих технологій, що дозволяють здійснювати C&S у різних напрямках, використовуючи спільний переданий сигнал;
- розробка та оптимізація векторів формування променя для забезпечення швидкого оновлення променя та досягнення збалансованої продуктивності між C&S;
- дослідження конструкції формування променя для терагерцових масивних MIMO JCAS систем;
- багатоканальні JCAS системи, де один або декілька каналів використовуються одночасно, і кілька каналів зайняті протягом періоду передачі сигналу.
- роботи з об'єднання багатоканальних сигналів для зондування пасивного радара. Ключова проблема полягає в тому, як видалити або зменшити недоліки та спотворення з прийнятих сигналів для кожного каналу, а потім об'єднати їх разом для зондування. Для JCAS додатковою важливою проблемою є те, як спростувати сигнали, щоб зробити таке об'єднання легшим, одночасно збалансувавши продуктивність зв'язку та зондування.

1.3.4.4. Архітектури систем JCAS

За допомогою ілюстрації (рис. 1.4) показано приклад дорожнього руху, який дає можливість розглянути можливі архітектури систем JCAS. Однак, ці концепції також можна застосувати до інших випадків використання, наприклад, виробничі цехи.

На рисунку 1.4, *A* зображено випадок, коли ортогональні форми хвиль використовуються для радара та зв'язку. Обидві форми хвиль використовують один і той самий фізичний мобільний інтерфейс і мультиплексується в частотному, часовому або кодовому діапазоні. Оскільки базова станція надсилає та приймає радіолокаційний сигнал в одному й тому ж місці, потрібна повнодуплексна робота (моностатичне розташування в термінології радара). У цьому випадку базова станція діє як автономний радар і, таким чином, потребує антенної решітки.

Альтернативна схема показана на рисунку 1.4, *B*, в якій та сама форма хвилі використовується для радара та зв'язку. У цьому випадку базова станція надсилає дані зв'язку на мобільний пристрій, який одночасно діє як мобільний датчик. Таким чином, один сигнал використовується двічі — для передачі даних та для радіолокаційного зондування. У цій системі базова станція та пристрій можуть працювати в напівдуплексному режимі.

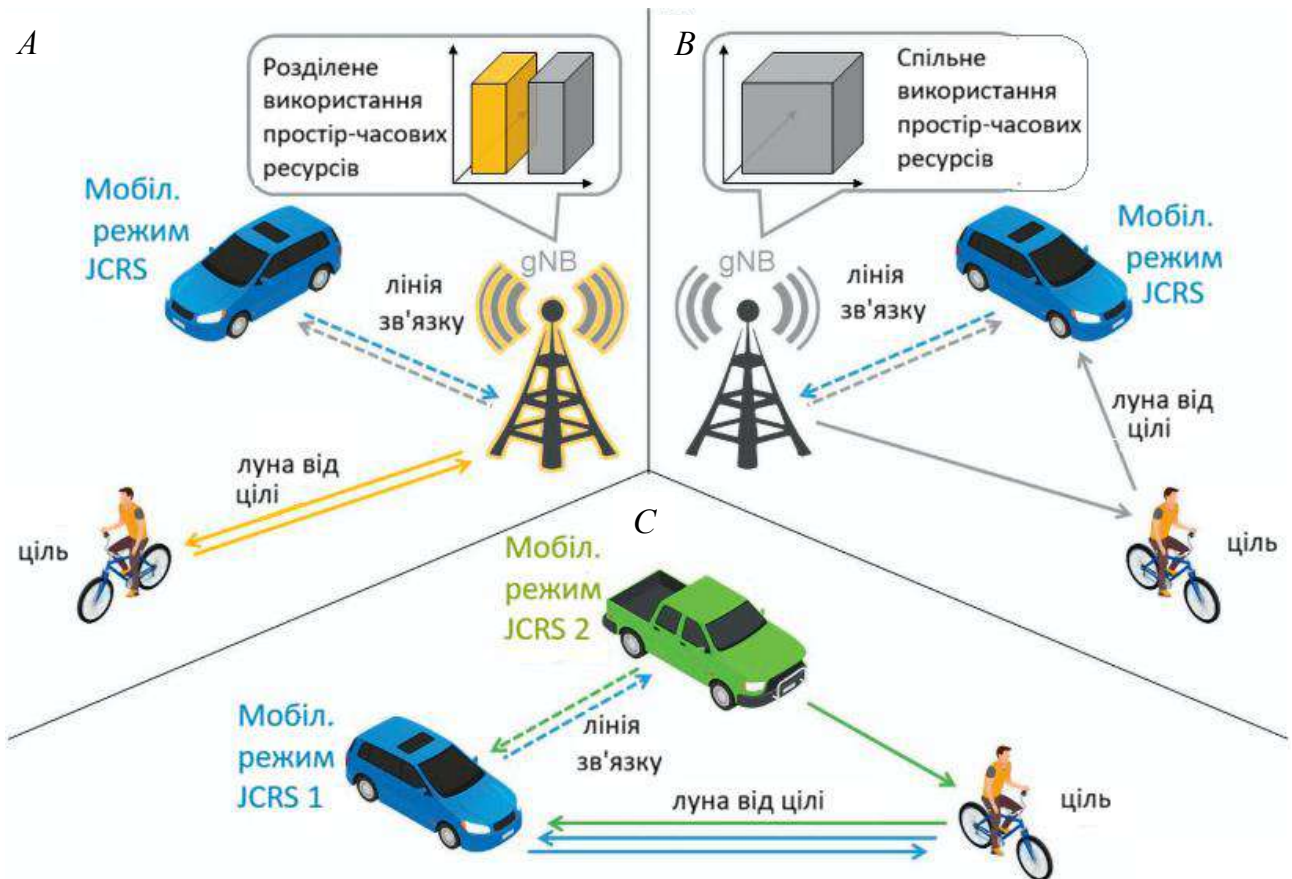


Рис. 1.4. Архітектури систем JCAS:

A — моностатичне зондування базової станції та мобільних вузлів з ортогональними формами хвиль; *B* — бістатичне зондування мобільних вузлів з формами хвиль JCAS, що випромінюються базовою станцією; *C* — моностатичне та бістатичне зондування мобільних вузлів на основі V2V без підтримки базової станції [5]

У цьому випадку базова станція не потребує антенної решітки, оскільки просторово розподілені кінцеві пристрої — і потенційно також інші базові станції — використовуються як радіолокаційні датчики. Цю систему також називають розподіленим або мультистатичним радаром з кількома входами та кількома виходами (MIMO). У цій системі точність та географічне покриття залежать від просторового розподілу мобільних пристроїв. Порівняно з моностатичним розташуванням радара, показаним на рисунку 1.4, *A*), тут можна побачити значне збільшення різноманітності цілей. Це значно підвищує ймовірність виявлення цілі, якщо доступні кілька бістатичних (тобто мультистатичних) вимірювань. Це відома перевага розподіленого MIMO-радару.

Третя можливість — це спеціальна мережа, яка проілюстрована на рисунку 1.4, *C*). Той самий сигнал, який передається від вузла 1 до вузла 2, розсіюється назад ціллю (велосипедистом). Якщо повнодуплексний режим доступний, це дає змогу використовувати моностатичний радар. Водночас вузол 2 також отримує сигнал від вузла 1, що означає, що можна отримати

додаткове бістатичне відбиття. Залежно від конкретного випадку використання гібридні підходи, що поєднують ідеї системних архітектур, стануть поширеними на практиці.

Завдяки гармонізованим та інтегрованим функціям зв'язку та зондування, очікується, що системи JCAS матимуть такі переваги [5]:

1. Спектральна ефективність: Спектральну ефективність в ідеалі можна подвоїти, повністю використовуючи спектр, доступний для бездротового зв'язку та радара;

2. Ефективність формування променя: Продуктивність формування променя може бути покращена шляхом використання структур каналів, отриманих в результаті зондування, наприклад, швидка адаптація променя до динаміки каналу та оптимізація напрямку променя;

2. Зниження розміру/вартості: Порівняно з двома окремими системами, об'єднана система може значно зменшити вартість та розмір трансиверів;

3. Взаємні переваги для C&S: C&S можуть отримати користь один від одного завдяки інтеграції. Комунікаційні канали можуть забезпечити кращу координацію між кількома вузлами для зондування; а зондування забезпечує усвідомлення навколишнього середовища для комунікацій, з потенціалом для покращення безпеки та продуктивності.

1.3.5. Основи для утворення чутливих мобільних мереж (PMN)

У цьому підрозділі представлено структуру PMN, яка інтегрує радіозондування в сучасну мобільну мережу, що працює лише з комунікацією, використовуючи технології JCAS. У цій структурі описано додаткову системну архітектуру, представлено три типи уніфікованого зондування та комунікаційні сигнали, які можна використовувати для зондування.

1.3.5.1. Системна платформа та інфраструктура

PMN може розвиватися з сучасної мобільної мережі, з модифікаціями та вдосконаленнями апаратного забезпечення, систем та алгоритмів. В принципі, зондування може бути реалізовано або в користувацькому обладнанні (UE), або в базовій станції (BS). Зондування в UE може стимулювати ширші застосування для кінцевих користувачів. Порівняно з UE, BS має переваги мережевого підключення, гнучкої співпраці, великої антенної решітки, потужних обчислювальних можливостей та відомі та фіксовані місця розташування для забезпечення більш надійних результатів зондування. Тому далі, в основному, розглядається зондування з боку базової станції.

Еволюція до PMN не обмежується певним стільниковим стандартом. В [2] узагальнюються ключові компоненти та технології в сучасних мобі-

льних мережах, такі як антенна решітка, широкосмуговий доступ, багатокористувацький MIMO та ортогональний частотний поділ множинного доступу (OFDMA), замість конкретного стандарту, хоча, за необхідності, наводиться посилання на радіостандарт 5G NR.

Залежно від конфігурації мережі, описується два типи топологій, де можна реалізувати JCAS, тобто хмарна мережа радіодоступу (CRAN) та автономна базова станція.

Реалізація зондування в PMN на основі цих двох топологій ілюструється на рис. 1.5. Нижче детально описується система та налаштування мережі для двох топологій. Потім наводяться три типи операцій зондування на основі цих топологій.

1) CRAN: Типовий CRAN складається з центрального блоку та кількох розподілених антенних блоків, які називаються віддаленими радіоблоками (RRU) [2]. RRU зазвичай підключені до центру CRAN через оптичне волокно. Між RRU та центральним блоком можуть передаватися або квантовані радіочастотні сигнали, або сигнали базової смуги частот. Як показано на рис. 5 [2], у PMN CRAN щільно розподілені RRU, координовані центральним блоком, надають послуги зв'язку для UE. Їхні отримані сигнали, або від самих себе, інших RRU, або від UE, збираються та обробляються центром CRAN як для зв'язку, так і зондування. Центральний блок CRAN містить оригінальний набір блоків базової смуги частот (BBU) для обробки комунікаційних функцій та новий блок обробки для зондування. Це налаштування відповідає топологіям розподілених радіолокаційних систем.

Типовий сценарій зв'язку виглядає наступним чином: кілька RRU працюють спільно для забезпечення з'єднань з UE, використовуючи багатокористувацькі методи MIMO через одні й ті ж блоки ресурсів (однакові часові та частотні слоти). У мережах зв'язку CRAN регулювання потужності зазвичай застосовується таким чином, що сигнали від одного RRU можуть не досягати інших RRU. Можна послабити це обмеження та припустити, що кооперативні RRU знаходяться в зоні покриття сигналу один одного. Це припущення є доцільним, коли щільні RRU розгорнуті та використовуються для підтримки навколишніх UE за допомогою скоординованих багатоточкових методів. Це не є необхідним для деяких типів зондування, але це розширює можливості зондування [20]. Технічно це також можливо за рахунок збільшення потужності передачі, навіть якщо лише для підтримки зондування, оскільки сигнали низхідного каналу не викликають взаємних перешкод зв'язку для RRU, оскільки в цій конфігурації всі RRU зазвичай синхронізовані за допомогою тактового генератора від сигналів GPS. Це утворює мережу з розподіленими вузлами для сенсорних застосунків. Така PMN на основі CRAN досліджується в [20, 21] разом з алгоритмами сенсорних систем.

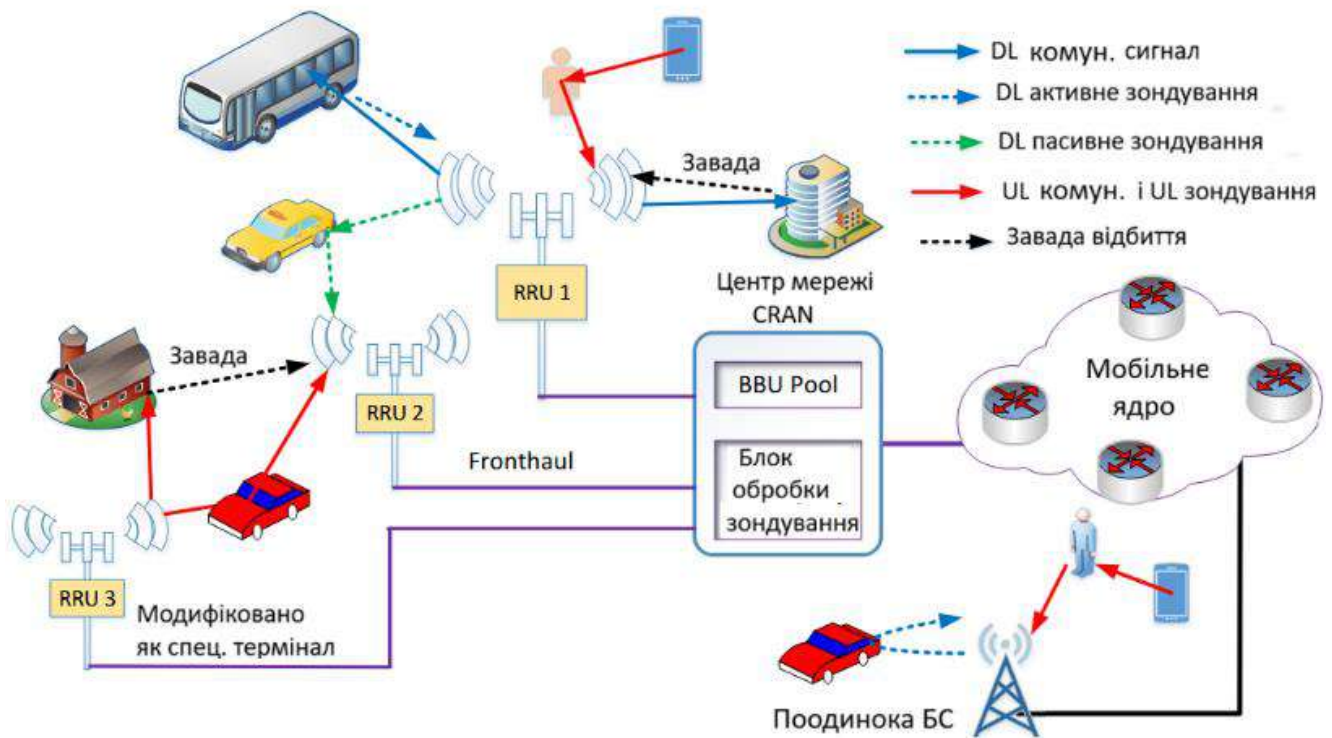


Рис. 1.5. Ілюстрація зондування в PMN з топологіями як автономної базової станції, так і CRAN:

RRU1 — це вузол, який має можливість повного дуплексного зв'язку або еквівалент.

RRU3 модифіковано як спеціальний UE, що передає сигнали висхідного каналу для зондування висхідного каналу в RRU2 з синхронізацією годинника між ними. RRU2 також може бути модифікований лише як приймач, для виконання як висхідного, так і низхідного зондування, а також зв'язку (лише приймач). Пул базових смуг (BBU) — це централізована група ресурсів обробки базових смуг у хмарній мережі радіодоступу (CRAN), яка підтримує кілька розподілених віддалених радіоголовок (RRH) [2]

2) Автономна базова станція: Топологія CRAN не є необхідною для реалізації сенсорних систем у PMN. Автономна базова станція також може виконувати сенсорні системи, використовуючи отримані сигнали або від власних переданих сигналів, або від UE. Це фактично типова та простіша конфігурація, яка широко розглядалася в літературі. Ця конфігурація включає невелику базову станцію (BS), яка може бути розгорнута в межах домогосподарства, що сприяє розвитку концепцій периферійних обчислень та сенсорних систем. Як і у випадку з WiFi-сенсорами, така невелика базова станція може бути використана для підтримки застосувань сенсорних систем у приміщенні, таких як виявлення будь-яких падінь/зміни положення та відеоспостереження за будинком. Вона також включає придо-

рожній блок (RSU), який є частиною мобільної мережі, але спеціально розгорнутий для підтримки автомобільного зв'язку.

1.3.5.2. Три типи операцій систем зондування

Існує три типи сенсорних систем, які можна об'єднати та реалізувати в PMN, що визначаються як висхідне та низхідне зондування, для узгодження з висхідним та низхідним зв'язком [20]. У висхідному каналі зондування сигнали, отримані від UE, використовуються для зондування, тоді як у низхідному каналі зондування сигнали зондування надходять від базових станцій. Зондування низхідного каналу додатково класифікується як активне зондування низхідного каналу та пасивне зондування низхідного каналу, для випадку, коли RRU збирає відбиття від власних сигналів та сигналів, що передаються іншими RRU, відповідно. Терміни "активний" та "пасивний" використовуються для розрізнення випадків зондування з використанням власних сигналів та сигналів від інших вузлів.

1) Активне зондування низхідного каналу: При активному зондуванні низхідного каналу RRU (або BS) використовує відбиті/дифракційні сигнали власних, переданих сигналів зв'язку низхідного каналу для зондування. Це типовий випадок, що розглядається в системах, де приймач зондування розташований разом з передавачем [22], як-от моностатичний радар. Активне зондування низхідного каналу дозволяє BS зондувати навколишнє середовище. Оскільки передавач і приймач знаходяться на одній платформі, їх можна легко синхронізувати на рівні тактової частоти, а результати зондування можуть бути чітко інтерпретовані вузлом без зовнішнього помічника, однак ця схема вимагатиме повнодуплексної роботи.

2) Пасивне зондування низхідного каналу: Тут пасивне зондування низхідного каналу стосується випадку, коли RRU використовує отримані сигнали зв'язку низхідного каналу від інших RRU для зондування. З точки зору зондування, це відповідає налаштуванню бістатичного та мультістатичного радара, де передавач(і) та приймач просторово розділені, але їхні таймери можуть бути синхронізовані. Сигнали пасивного зондування низхідного каналу будуть доступні для цього RRU, коли потужність передачі достатньо велика. У цьому випадку вони завжди будуть присутні разом із сигналами активного зондування низхідного каналу, відбиттям та заломленням власного переданого сигналу RRU. Вони можуть надходити до приймача зондування трохи пізніше, ніж сигнали активного зондування низхідного каналу, через більші відстані поширення. Коли всі RRU спільно взаємодіють з кількома UE за допомогою SDMA, ці два типи сигналів не можуть бути легко розділені за часом або частотою. Тому алгоритми зондування також повинні враховувати сигнали активного зондування низхідного каналу, якщо пасивне зондування низхідного каналу працює.

3) Зондування висхідного каналу: Зондування висхідного каналу, що проводиться на базовій станції (BS), використовує отримані сигнали зв'язку висхідного каналу від передавачів UE. Це схоже на пасивне зондування [23] у тому, що передавач і приймач просторово розділені та несинхронізовані. Різниця полягає в тому, що при зондуванні висхідного каналу приймач повністю знає про системний протокол і структуру сигналу. Зондування висхідного каналу може бути реалізовано безпосередньо без вимагання зміни апаратного забезпечення та налаштування мережі, а також без вимагання повнодуплексної роботи. Однак воно оцінює відносно, а не абсолютну, часову затримку та частоту Доплера, оскільки таймер/генератор зазвичай не фіксований між просторово розділеними передавачами UE та приймачами BS.

4) Порівняння: Зондування низхідного каналу потенційно може досягти точніших результатів зондування, ніж зондування висхідного каналу. Це пояснюється тим, що у випадку зондування низхідного каналу RRU зазвичай мають більш досконалі передавачі, такі як з більшими антенами та вищою потужністю передачі, і всі передані сигнали є централізовано відомими.

Згідно з [2, 24], зондування низхідного та висхідного каналів з практичними значеннями потужності передачі (менше 25 дБм) може надійно виявляти об'єкти на відстані понад 150 та 50 метрів відповідно в щільному середовищі багатопроменевого поширення. Крім того, роздільна здатність за відстанню в кілька метрів може бути досягнута для смуги пропускання сигналу 100 МГц, роздільна здатність за кутом близько 10 градусів для рівномірного лінійного масиву з 16 антен та роздільна здатність 5 м/с зі швидкістю руху протягом періоду когерентності каналу.

1.3.5.3. Сигнали 5G NR, що використовуються для радіозондування

Для 5G NR ми можемо використовувати такі сигнали для зондування: опорні сигнали, що використовуються для оцінки каналу, блоки сигналів синхронізації (SSB) та корисне навантаження даних, як було досліджено, наприклад, у [19], [20]. Властивості цих сигналів з точки зору чутливості наведено в Таблиці IX [2].

1) Опорні сигнали, що використовуються для оцінки каналу: Детерміновані сигнали, спеціально розроблені для оцінки каналу, доступні в багатьох системах. 5G NR [19] включає

опорні сигнали демодуляції (DMRS) як для висхідного каналу (Фізичний спільний канал висхідного каналу — PUSCH), так і для низхідного каналу (Фізичний спільний канал низхідного каналу — PDSCH), зондуючі опорні сигнали (SRS) для висхідного каналу та інформацію про стан каналу — опорні сигнали (CSI-RS) для низхідного каналу. Більшість з них є пілот-сигналами гребінчастого типу, циклічно зміщеними по символах OFDM, та ортогональними між різними користувачами. Зокрема, DMRS-

сигнали, що супроводжують спільний канал, завжди передаються з корисним навантаженням даних та демонструють специфічні для користувача особливості. Таким чином, сигнали DMRS є випадковими та нерегулярними з часом, що вимагає алгоритмів зондування, які можуть впоратися з такою нерегулярністю. Для порівняння, сигнали, що використовуються для керування променем, у зв'язаних режимах, таких як SRS та CSI-RS, можуть бути або періодичними, або неперіодичними, і тому вони більше підходять для алгоритмів зондування, заснованих на традиційних методах оцінки спектру (ESPRIT). Такі навчальні сигнали для оцінки каналу, які найбільш широко використовуються для зондування в літературі JCAS, наприклад, у [4, 20].

Кількість та положення символів OFDM DMRS відомі базовим станціям, і їх можна регулювати та оптимізувати по всій сітці ресурсів, включаючи слоти та піднесучі (блоки ресурсів).

Це означає хороші перспективи як для оцінки каналу, так і для зондування в різних умовах каналу. Розподіл сіток ресурсів можна оптимізувати, враховуючи вимоги як зв'язку, так і зондування. З заданим інтервалом між піднесучими, доступні радіоресурси в підкадрі оброблюються як сітка ресурсів, що складається з піднесуючих за частотою та символів OFDM за часом. Відповідно, кожен елемент ресурсу в сітці ресурсів займає одну піднесучу за частотою та один символ OFDM за часом (рис. 3). Блок ресурсів складається з 12 послідовних піднесуючих у частотній області. Кількість та шаблон піднесуючих, які займають сигнали DMRS, мають значний вплив на продуктивність зондування. Черговані піднесучі DMRS PDSCH використовуються в зондуванні низхідного каналу, тоді як групи нечергованих піднесучих DMRS PUSCH використовуються в зондуванні висхідного каналу.

2) Сигнали оцінки каналів: Кілька детермінованих сигналів оцінки каналів, таких як сигнал синхронізації (SS) та фізичний ширококомовний канал (PBCH), також званий SSB, також можуть бути використані для зондування. Такі сигнали зазвичай мають регулярні шаблони з періодичною появою з інтервалом від кількох до десятків мілісекунд. Однак вони займають лише обмежену кількість піднесучих, що може призвести до обмеженої ідентифікації значень багатопроменевої затримки. Робота над використанням цього класу сигналів для JCAS не повідомлялася.

3) Сигнали корисного навантаження даних: Крім того, можливо використовувати сигнали корисного навантаження даних як у фізичному низхідному каналі спільний канал (PDSCH) та спільний фізичний висхідний канал (PUSCH) для зондування, як було досліджено, наприклад, у [20]. При зондуванні низхідного каналу символи даних відомі приймачу зонда і, отже, можуть бути безпосередньо використані. При зондуванні висхід-

ного каналу символи необхідно використовувати в режимі прийняття рішень.

Оскільки ці символи даних є випадковими, а сигнали в різних просторових потоках неортогональні, вони не ідеальні для зондування. Якщо вони використовуються для зондування висхідного каналу, сигнали спочатку потрібно демодулювати, що також може призвести до помилки демодуляції. Однак вони можуть значно збільшити кількість доступних сигналів зондування і, отже, покращити загальну продуктивність зондування за рахунок збільшення складності.

Таким чином, PMN може бути розвинена з сучасної мобільної мережі, при цьому зондування реалізується або на стороні мережі, або на стороні UE. Зондування на стороні мережі має переваги вищої обчислювальної потужності та кращого доступу до інформації, і тому є кращим. Його можна реалізувати або на окремі базовій станції (BS), або на кількох базових станціях (BS) або RRU спільним способом.

У PMN можна реалізувати три типи зондування: активне та пасивне зондування низхідного каналу з використанням сигналів зв'язку низхідного каналу, та зондування висхідного каналу з використанням сигналів зв'язку висхідного каналу.

Майже всі комунікаційні сигнали можна використовувати для зондування, з відповідними перевагами та недоліками (Таблиця IX [2]). Загалом, опорні сигнали, такі як сигнали DMRS для оцінки каналу в зв'язку, зазвичай мають найкращі властивості для зондування. Однак, коли потрібно більше сигналів, також можна використовувати блоки корисного навантаження даних та сигналів синхронізації.

1.3.6. Модифікація комунікаційної системи для забезпечення зондування

1.3.6.1. Структурна схема апаратної частини базової станції PMN

Система PMN може спільно використовувати кілька модулів обробки в приймачі MIMO-OFDM, як показано на рис. 1.6 [2]. Весь передавач та багато модулів у приймачах, які показані фіолетовим кольором, спільно використовуються C&S. Форма хвилі переданого сигналу може бути оптимізована шляхом спільного врахування вимог до C&S. Вбачається, що оцінка пар в зондування може виконуватися як у часовій, так і в частотній області.

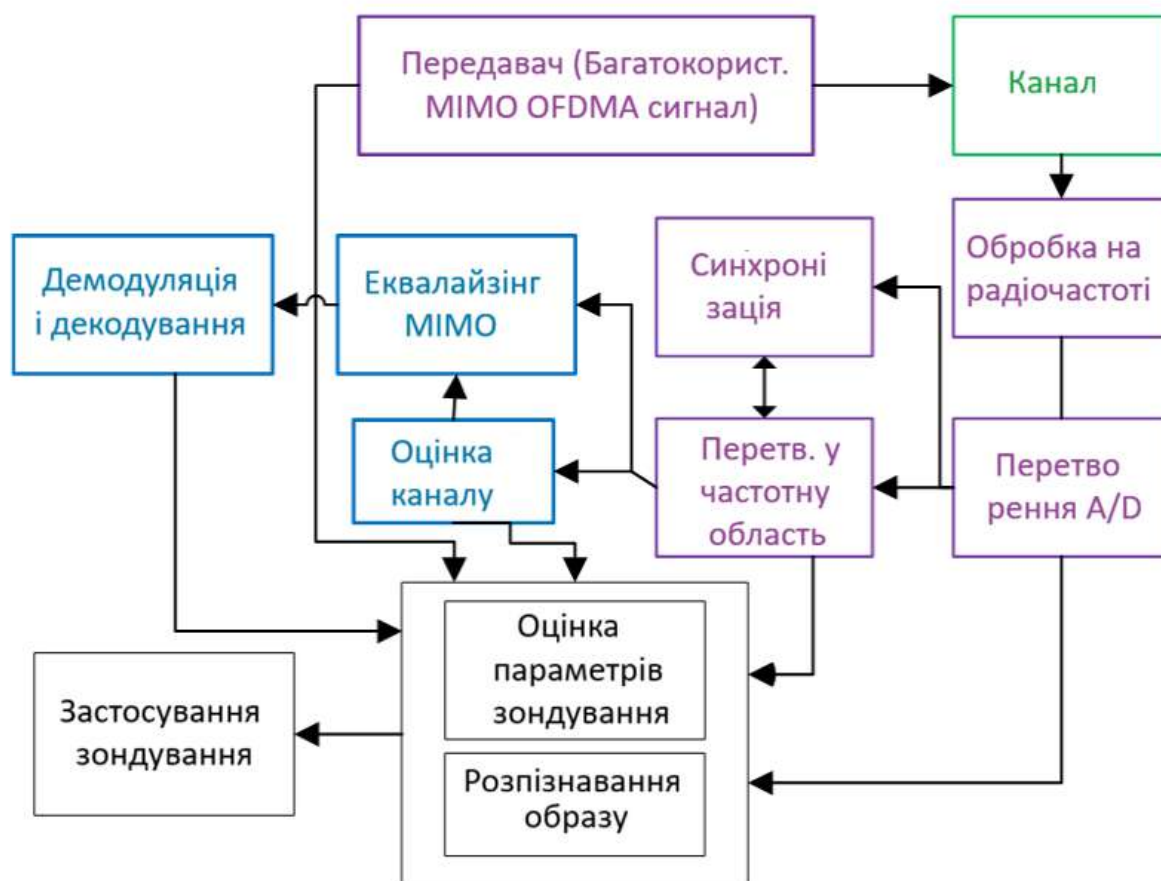


Рис. 1.6. Блок-схема приймача-передавача, що показує компоненти, які можуть бути спільними для C&S

Блоки фіолетового кольору спільно використовуються C&S; блоки синього та чорного кольорів призначені лише для зв'язку та зондування відповідно. Блок зондування, включаючи оцінку параметрів зондування та розпізнавання образів, може використовувати сигнали, що надходять від кількох модулів. Модуль взаємодії зондування та зв'язку, не показано на рисунку [2].

Застосування зондування може вимагати або оцінки параметрів зондування, або результатів розпізнавання образів, або і того, й іншого. Незважаючи на численні модулі, які можуть бути спільно використані C&S, деякі модифікації на апаратному та мережевому рівнях існуючих мобільних мереж необхідні для реалізації PMN. Комунікаційні сигнали, як правило, можуть бути безпосередньо використані для оцінки параметрів зондування, але платформа комунікаційної системи не готова безпосередньо до зондування.

З одного боку, вузол зв'язку на даний момент не має повнодуплексної можливості, тобто передачі та прийому сигналів однієї й тієї ж частоти одночасно. Це робить моностатичне радіолокаційне зондування неможливим без модифікації поточної комунікаційної інфраструктури. З іншого

боку, для передавача та приймача у двох просторово розділених вузлах, зазвичай немає синхронізації таймеру між ними. Це може спричинити неоднозначність в оцінці дальності та ускладнити обробку сигналів між пакетами. Таким чином, методи бістатичного радіолокаційного зв'язку не можуть бути безпосередньо застосовані в цьому випадку [2]. Це фундаментальні проблеми, які необхідно вирішити на системному рівні, щоб зробити можливим зондування в первинних системах зв'язку.

У [2] представляються наступні модифікації сучасного обладнання та систем, необхідні для розвитку сучасних мобільних мереж зв'язку до PMN. Зображені зміни зосереджені на фундаментальних реформах, які дозволяють сучасній мобільній мережі виконувати радіозондування одночасно зі зв'язком.

Для трьох типів зондування, інтегрованих у PMN, реалізація зондування висхідного каналу є відносно легкою; основні проблеми пов'язані з зондуванням низхідного каналу, де витік та відбиті сигнали від передавача можуть спричинити значні перешкоди для прийнятих сигналів як для зондування, так і для зв'язку. Розглядаються чотири варіанти модифікацій системи для введення зондування в PMN.

1.3.6.2. Виділений передавач для зондування висхідного каналу

Звичайне зондування висхідного каналу може бути реалізоване аналогічним чином, як і пасивне зондування, з тією різницею, що приймачі в PMN є частиною мережі та обробляють сигнали як для зв'язку, так і для зондування. Зондування висхідного каналу стикається з тією ж проблемою неоднозначності зондування, що й пасивне зондування.

Зазвичай фазовий тактовий сигнал між UE та BS не синхронізований, отже, неоднозначність зондування в часі та частоті Доплера присутня в зондуванні висхідного каналу. Щоб усунути неоднозначність, можна використовувати виділені (статичні) UE, які синхронізовані за тактовим сигналом з BS. З точки зору необхідної модифікації системи, зондування висхідного каналу за допомогою статичного UE було б найзручнішим способом досягнення неоднозначного зондування в PMN. Це показано як RRU3 на рис. 5 для CRAN, де RRU3 можна модифікувати для роботи як UE, передаючи сигнали висхідного каналу. Цей варіант також може забезпечити зондування з одним входом і багатьма виходами (SIMO), депередані сигнали можуть оброблятися спільно на кількох просторово розділених базових станціях для спільного зондування.

1.3.6.3. Зондування низхідного каналу

Вирішення проблеми витіку сигналу при зондуванні низхідного каналу в ідеалі вимагатиме повнодуплексних технологій [2]. Повнодуплексний зв'язок був широко досліджений, але його досі не дуже практично за-

стосовувати в середовищі, що включає мобільність та динаміку, особливо для систем TDD. У повнодуплексному зв'язку пристрій повинен мати можливість приймати сигнали від інших пристроїв зв'язку, передаючи свої сигнали за допомогою ті самі частотні канали. Приймач повинен відновлювати слабкі прийняті сигнали зв'язку, одночасно придушуючи витік з каналу передачі та відбиття від оточення переданого сигналу. Сигнал, який потрібно відновити, може бути на кілька порядків нижчим за сигнал перешкоди. Повнодуплексний зв'язок зазвичай використовує комбінацію розносу антен, придушення радіочастот та придушення основної смуги для зменшення витоку сигналу передачі та його відбиття від оточення у приймачі.

Зазначимо, що повний дуплексний зв'язок для JCAS може бути легшим порівняно з повнодуплексним зв'язком, якщо нам потрібне лише спільне зондування під час передачі, але не одночасна передача з двох вузлів зв'язку.

Це пояснюється тим, що нам потрібно лише усунути вплив безпосередньо витоку сигналу з передавача, зберігаючи відлуння переданих сигналів для зондування, без наявності сигналів зв'язку від інших пристроїв. Загалом, немає потреби враховувати перешкоди між сигналами зондування та прийнятими сигналами зв'язку. Як показано на рис. 1.7, достатній захисний інтервал між передачею зв'язку (прийомом-зйомкою) та прийомом зв'язку, який існує в сучасних системах TDD, повинен запобігати взаємним перешкодам між зв'язком та зйомкою. Захисний інтервал після передачі у вузлі A, GIt , може потрібно лише трохи збільшити порівняно зі звичайними системами TDD лише для зв'язку, щоб врахувати можливі довші сигнали зондування.

Таким чином, повнодуплексний режим роботи є потенційно довгостроковим рішенням для забезпечення безперешкодної інтеграції зондування низхідного каналу з комунікацією. У [25] показано, що рухомі цілі є більш стійкими до витоків власних перешкод, тоді як обмежена ізоляція передавача-приймача є перш за все проблемою для виявлення статичних об'єктів. У [26, 27] досліджуються багатопроменеві методи для повнодуплексних систем JCAS.

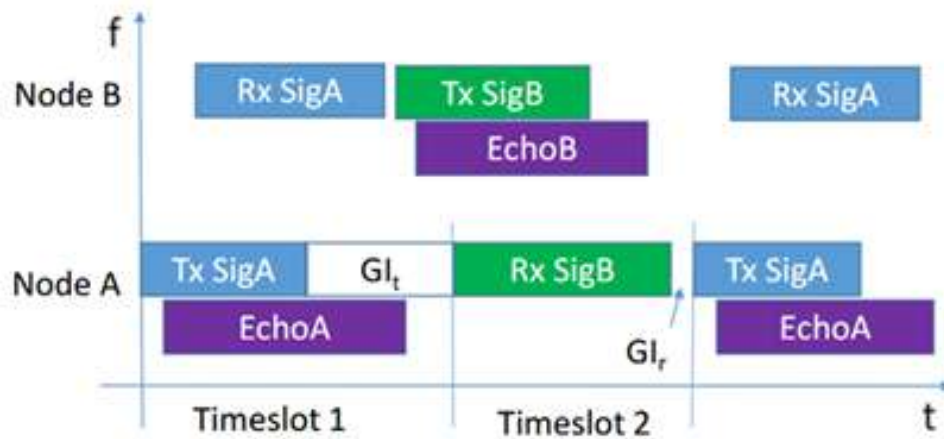


Рис. 1.7. Ілюстрація розподілу часових слотів у повнодуплексній системі TDD JCAS з точки зору вузла А. Повнодуплексний режим роботи потрібен лише протягом часового слота 1. GI_t [2] guardinterval — захисний інтервал

Використовуючи багатопроменеву технологію, де розділені промені можуть бути згенеровані та оптимізовані для C&S, було продемонстровано, що сигнали витоку та перешкод можуть бути значно зменшені. Тим не менш, реалізація повнодуплексного JCAS все ще дуже складна, особливо для систем MIMO. Основна причина полягає в тому, що в системах MIMO велика кількість сигналів витоку між парами передавальної та приймальної антен потрібно обробляти одночасно.

1.3.6.4. Спеціалізований приймач для зондування низхідного та висхідного каналів зв'язку

Для зондування низхідного каналу зв'язку без необхідності повнодуплексного функціонування одним із найближчих варіантів є розгортання базової станції (BS), яка працює тільки в режимі прийому [2]. Вона може бути налаштована як приймач або лише для зондування низхідного каналу зв'язку, або як для зв'язку, так і для зондування низхідного каналу зв'язку.

Для реалізації цього найближчого зондування низхідного каналу зв'язку можуть знадобитися зміни в апаратному забезпеченні. Це пояснюється тим, що приймач в сучасних базових станціях традиційно розроблений для прийому лише сигналів висхідного каналу зв'язку, а зондування низхідного каналу зв'язку вимагає прийому сигналів низхідного каналу зв'язку. Необхідна зміна є незначною для систем TDD, оскільки приймач TDD зазвичай використовує захисний інтервал між символами на передачу і прийом. Для систем FDD приймачі базової станції можуть бути незда-

тними працювати на діапазонах частот низхідного каналу, і потрібна модифікація апаратного забезпечення. Тому економічно вигідніше реалізувати зондування низхідного каналу в TDD, ніж у системах FDD [2].

Як варіант, можливо розгорнути спеціалізований вузол, призначений тільки для прийому, як для зондування низхідного, так і для висхідного каналів, а також для зв'язку, якщо це необхідно. Це особливо можливо для систем TDD. У системах TDD сигнали зондування низхідного та висхідного каналів можуть бути (значною мірою) розділені в часі на приймачі.

Звичайно, щоб усунути неоднозначність в оцінці затримки, потрібна синхронізація тактів між передавачами та цим вузлом. Приклад показано як RRU2 на рис. 5 для CRAN, який може виконувати зондування низхідного та висхідного каналів, використовуючи отримані сигнали від RRU1 та RRU3 відповідно.

1.3.6.5. Базова станція з просторовими широко розділеними передавальною та приймальною антенами

Одним з можливих рішень для зондування низхідного каналу є використання добре розділених передавальних та приймальних антен. Велика відстань між частотами значно зменшить витік сигналів, що передаються. Базова смуга частот приймача також приймає зворотний зв'язок від базової смуги частот передавача, тому може бути додатково застосовано придушення саме перешкод у базовій смузі. Однак ця просторово добре розділена структура антени вимагає додаткового місця для встановлення антени та може збільшити загальну вартість. Одним із варіантів мінімізації витрат є використання однієї просторово розділеної антени для прийому сигналів зондування у звичайній системі MIMO, що може бути найбільш економічно ефективним рішенням [2].

Використання повнодуплексних радіозв'язків було б ідеальним варіантом у майбутньому, але наразі є непрактичним. Інші три є неоптимальними рішеннями в найближчій перспективі, що вимагають лише кількох незначних модифікацій апаратного забезпечення та системи існуючої мережі. Варіант використання однієї просторово розділеної приймальної антени для зондування в системі MIMO здається, є найбільш економічно ефективним рішенням для зондування низхідного каналу.

1.3.6.6. Переваги JCAS в терагерцовому діапазоні

Коли зв'язок та зондування інтегровані, важливо розуміти, як вони можуть взаємно бути корисними один одному. Що стосується PMN, очікується що за допомогою зондування можна покращити мобільний зв'язок, особливо в частині формування променю.

Формування променю є важливою технікою, що використовується для концентрації передачі в певних напрямках для досягнення високого

коефіцієнта посилення антенної решітки, і є критично важливим для систем терагерцового діапазону. Однак через вузьку ширину променя, в системах зв'язку мм-хвиль зазвичай займає багато часу пошук правильних напрямків формування променя та оновлення напрямків наведення після блокування каналу поширення LOS [2].

Методи, що використовують інформацію про поширення сигналів нижче 6 ГГц, були запропоновані для покращення швидкості формування променя для зв'язку терагерцового діапазону в мобільних мережах. Ці методи використовують просторову кореляцію між каналами для двох частотних діапазонів. Тому перетворення також може бути неточним через велику різницю в довжині хвилі сигналу між двома діапазонами. Тоді як використання радара, що працює в подібному терагерцовому діапазоні може надати детальну інформацію про поширення, що ідеально підходить для оновлення та відстеження формування променя.

Такі обмеження можна усунути за допомогою технології терагерцового діапазону JCAS, оскільки як радіолокаційне зондування, так і зв'язок інтегровані в один пристрій і тепер використовують спільний сигнал. JCAS дозволяє базовій станції (BS) створювати карту поширення радіохвиль, яка обмежується одним стрибком загальною. Ця карта може надати детальну інформацію для створення початкового формування променя та його оновлення, коли базова станція або UE рухаються, використовуючи зондування низхідного та висхідного каналу. Зокрема, багатопроменева схема у [28] вводить протоколи та алгоритми для забезпечення зв'язку та зондування в різних напрямках одночасно, як показано на рис. 1.8.

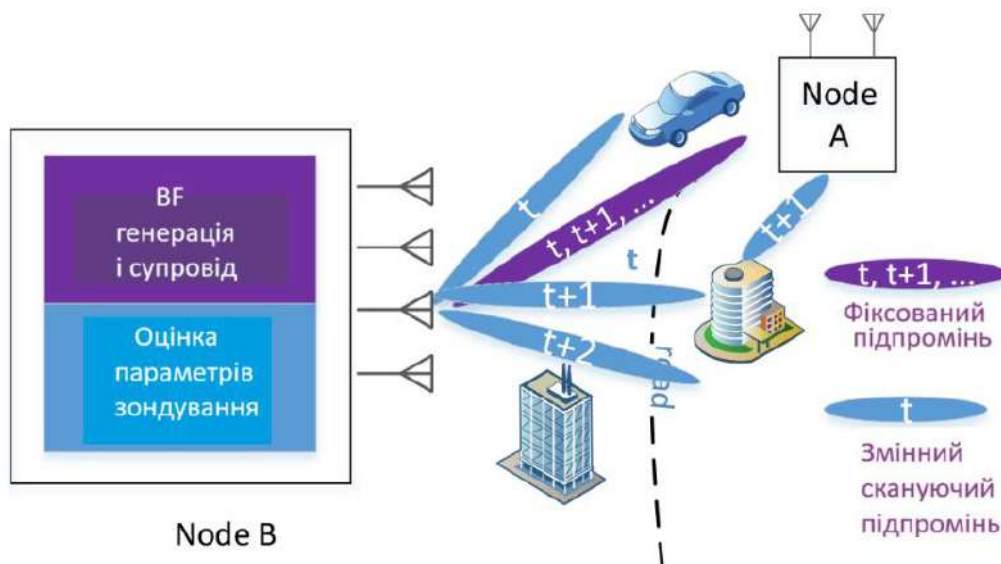


Рис. 1.8. Зондування з використанням багатопроменевого зв'язку
BF — *BeamForming* (формування променя) [2]

Зондування з використанням багатопроменевого зв'язку, де фіксований підпромінь спрямований на приймач зв'язку, а скануючий підпромінь змінює напрямок для зондування середовища. Багатопромінь може бути реалізований у всіх аналогових, гібридних та повністю цифрових масивах. Модуль оцінки параметрів зондування у вузлі В використовує сигнали відбиття від як фіксованого, так і скануючого підпроменів для створення карти поширення радіохвиль. Це дозволяє передавачу або приймачу JCAS сканувати навколишнє середовище та оновлювати карту поширення, підтримуючи зв'язок.

Основна ідея багатопроменевої схеми полягає у генеруванні формування променю за допомогою кількох підпроменів, що складаються з фіксованих підпроменів, переважно для зв'язку, та підпроменів, що змінюють пакети, переважно для сканування та зондування. Вбачається, що одні й ті ж сигнали даних передаються тут на різних підпроменях. Базові підпромені можуть бути попередньо згенеровані та об'єднані для легкого генерування багатопроменевого променю в режимі реального часу шляхом оптимізації коефіцієнтів комбінації, використовуючи відповідні методи оптимізації, представлені в Таблицях XI, XII [2].

Інша проблема полягає в тому, як перенести результати зондування в конструкцію формування променю. Зокрема, результати зондування низхідного каналу зв'язку пов'язані з об'єктом, тоді як канали зв'язку пов'язані з антенами об'єкта. Інша проблема полягає в тому, як впоратися з кількома відбиттями. Коли є кілька відбитків, що надходять з різних напрямків, фаза сигналів також відіграватиме важливу роль у формуванні променю, але їх зазвичай не можна точно оцінити в радіолокаційному зондуванні. Одним з потенційних рішень обох проблем є поєднання зондування висхідного та низхідного каналів зв'язку в PMN. Зондування низхідного каналу зв'язку може забезпечити швидку та грубу інформацію для початкового формування променю, тоді як зондування висхідного каналу зв'язку може запропонувати більш детальну та точну інформацію в складному середовищі поширення.

В роботі [38] розглядається можливість застосування конфігуруємих інтелектуальних поверхонь (RIS) у JCAS системах зв'язку і зондування. Запропоновані схеми можуть використовувати ресурси як часової, так і частотної області для сканування променю, що зменшує часові накладні витрати порівняно з традиційними схемами сканування променю. Результати моделювання ілюструють ефективність запропонованих схем зондування користувача за допомогою RIS.

Представлений вище огляд PMN, демонструє можливість інтеграції радіозондування в сучасну мобільну мережу, що працює лише на зв'язку, використовуючи методи JCAS. Розглянуто можливість реалізації PMN на основі технології стандарту 5G NR з можливістю реалізації висхідного та

низхідного зондування з різним ступенем модифікацій та вдосконалення сучасної інфраструктури мобільної мережі. Практичні реалізації потенційних рішень JCAS представлені на прикладі конкретних технологій, таких як широкосмуговий радіо доступ стандарту IEEE 802.11bf і реконфігуруєма інтелектуальна система RIS (Reconfigurable Intelligent System).

1.3.7. Приклад системи зондування на основі WLAN стандарту IEEE 802.11bf

1.3.7.1. Розробка форми хвилі/послідовності для зондування

Існуючі форми хвилі/послідовності преамбули (наприклад, послідовності синхронізації) були спеціально розроблені для систем зв'язку, зосереджуючись на покращенні продуктивності зв'язку (наприклад, PAPR: співвідношення пікової та середньої потужності). Однак це допомагає визначити придатність форми хвилі для розрізнення цілей [29, 30].

Властивості зондування (наприклад, роздільна здатність за кутом/дальністю, частота Доплера) не враховувалися. Іншими словами, для зондування WLAN необхідні нові метрики оцінки форми/послідовності хвиль та форми хвилі. Щоб врахувати продуктивність зондування, однією з найпростіших ідей є використання функції неоднозначності (AF — *ambiguity function*) для оцінки передаваних хвиль [31]. Функція неоднозначності AF є одним з найпоширеніших інструментів в аналізі радіолокаційних сигналів, який обробляє прийнятий сигнал через узгоджений фільтр і показує результат порівняння дальність — доплерівська добавка від двох (або $r > 1$ для мультистатичного зондування) приймачів сигналів зондування. Вона визначається як [2]:

$$|X_{a,b}(\tau, f_d)| = \left| \int_{-\infty}^{\infty} S_a(t) S_b^*(t - \tau) e^{j2\pi f_d t} dt \right|, \quad (1.1)$$

де $S_a(t)$ та $S_b(t)$ позначають дві послідовності, які потрібно зіставити, а τ та f_d позначають часову затримку (дальність) та частоту Доплера, відповідно. $|X_{a,b}(\tau, f_d)|$ називається функцією авто неоднозначності (AAF — *auto ambiguity function*), якщо $S_a(t) = S_b(t)$, як у випадку корисного сигналу, та функцією перехресної/крос неоднозначності (CAF — *cross ambiguity function*), якщо $S_a(t) \neq S_b(t)$, як у випадку завади або спотвореного сигналу. Таким чином, функція неоднозначності це двовимірний графік, що показує роздільну здатність часової затримки (дальність) та роздільну здатність доплерівського зсуву (швидкість) сигналу радара. Це вихідний сигнал узгодженого фільтра, визначений як (1). Він допомагає визначити придатність форми хвилі для розрізнення цілей по відстані і по швидкості.

Хороша ААФ повинна мати форму «кнопки», яка має пік у початку координат та низькі/нульові бічні пелюстки в інших місцях, тоді як хороша САФ повинна мати якомога менші величини скрізь у діапазоні вимірювань. Можна чітко спостерігати, що ААФ і САФ зазвичай не мають хорошої продуктивності по всій смузі пропускання, однак, враховуючи частоту Доплера в реальних сценаріях (наприклад, рух людини у приміщенні), смуга вимірювання набагато нижча за смугу пропускання сигналу, а це означає, що конструкцію АФ можна звужити до набагато меншої області навколо початку координат. Приклад ААФ і САФ наведений на рис. 1.5 для діапазону 60 ГГц і швидкості руху об'єкта 5 м/с. Частота Доплера в цьому випадку дорівнює 1 кГц, що дозволяє достатньо точно вирахувати швидкість руху та проводити обчислення дальності, кута і елевації за даними вимірювань.

Керуючись цим, була розроблена концепція вибору форми хвилі [32] за формою тіла неоднозначності. Для наведеного прикладу (рис. 1.9) спостерігається, що локальна АФ має хорошу «неоднозначність», оскільки максимальне значення бічних пелюсток ААФ та максимальне значення САФ є відносно дуже низькими в області інтересу. Крім того, авто/взаємозв'язок служить спільною функцією для локальної ААФ/САФ у випадку зондування 60 ГГц, оскільки будь-які величини АФ уздовж осі доплерівської частоти залишаються постійними, що означає, що оцінка локальної продуктивності АФ може бути обмежена певною доплерівською частотою.

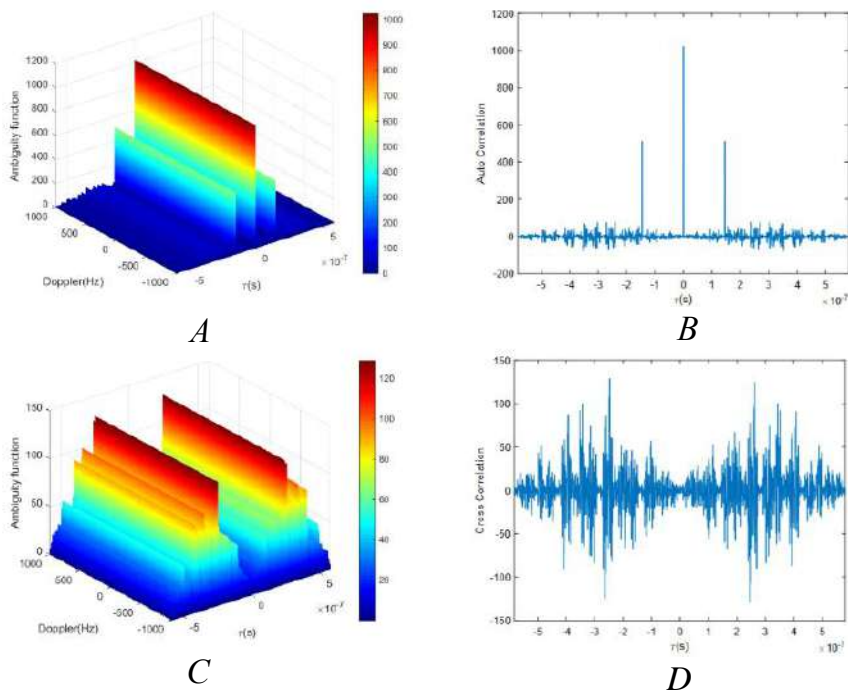


Рис. 1.9. *A* — демонстраційна ААФ $[-1000\text{Hz}, 1000\text{Hz}]$; *B* — результат автокореляції; *C* — демонстраційна САФ $[-1000\text{Hz}, 1000\text{Hz}]$; *D* — результат кроскореляції [6]

Таким чином, IEEE 802.11bf наразі використовує авто/взаємозв'язок для оцінки структури сигналів. Враховуючи продуктивність авто/взаємозв'язку послідовностей даних зондування, отриманих від приймачів при мультистатичному зондування пропонується нова структура послідовностей синхронізації для підполів синхронізації в мультистатичному зондуванні де індекс (кількість) приймачів зондування $r > 1$.

1.3.7.2. Обробка результатів вимірювань зондування

Результати вимірювань необхідно кількісно визначити, перш ніж їх можна буде передати ініціатору зондування, щоб зменшити витрати на зворотний зв'язок. Оскільки опорний сигнал стану каналу CSI є прямим результатом оцінки каналу, він зберігає повну інформацію про навколишнє середовище та не має втрат інформації порівняно з іншими типами зворотного зв'язку. Деякі сенсорні програми використовують лише амплітуду або фазу CSI, а не обидва, пропонується зменшити витрати інформації шляхом зворотного зв'язку або амплітуди, або фази [6]. Іншим альтернативним типом зворотного зв'язку є спрощення представлення потужності і імпульсної характеристики каналу методами TPDP/TCIR. Зокрема, [33] запропонував TPDP/TCIR як потенційний результат вимірювання зондування WLAN в зворотному зв'язку. Виконуючи обернене швидке перетворення Фур'є (IFFT) для CSI в частотній області, можна розрахувати імпульсну характеристику каналу (CIR) у часовій області. CIR описує затримку поширення багатопроменевого сигналу відносно потужності прийнятого сигналу для кожного каналу (рис. 19, а [6]). Оскільки максимальний діапазон зондування WLAN становить кілька десятків метрів [6], перші кілька комплексних значень CIR вже містять бажану інформацію про навколишнє середовище і, таким чином, можуть бути представлені як результати вимірювання зондування.

Типова блок-схема обробки сенсорного зображення для частоти 60 ГГц показана на рис. 1.10, з якої можна отримати всі три типи результатів вимірювань зондування.

Для діапазону 60 ГГц, стандартом IEEE 802.11bf було визначено три типи результатів вимірювання зондування, тобто вимірювання каналу для IEEE 802.11ad/ay, карта дальності-доплера-кутового відображення (R-D-A карта (Range-Doppler-Angular)) та параметри, пов'язані з ціллю. По-перше, подібно до TCIR, вимірювання каналу в IEEE 802.11ad/ay повертає затриману CIR, що відповідає кожному підполлю навчання (TRN-Training), де кількість повернутих затримок є необов'язковою. Карта R-D-A, також відома як «зображення» зондування в IEEE 802.11bf, надає «зображення» навколишнього середовища, яке може бути до чотиривимірних даних зображення, що складаються з дальності, доплерівського ефекту, азимуту та

кута висоти. Виявляючи область з вищою енергією на карті R-D-A, можна дізнатися в якому місці знаходиться відбивач або ціль, і на основі цієї інформації можна виконати подальшу реалізацію зондування. Крім того, оскільки пряме повідомлення карт R-D-A є неефективним і має високі витрати зворотного зв'язку, найефективніше повідомляти про параметри, пов'язані з ціллю, такі як положення та доплерівський ефект цілі, безпосередньо після обробки карт R-D-A для виявлення цілі.

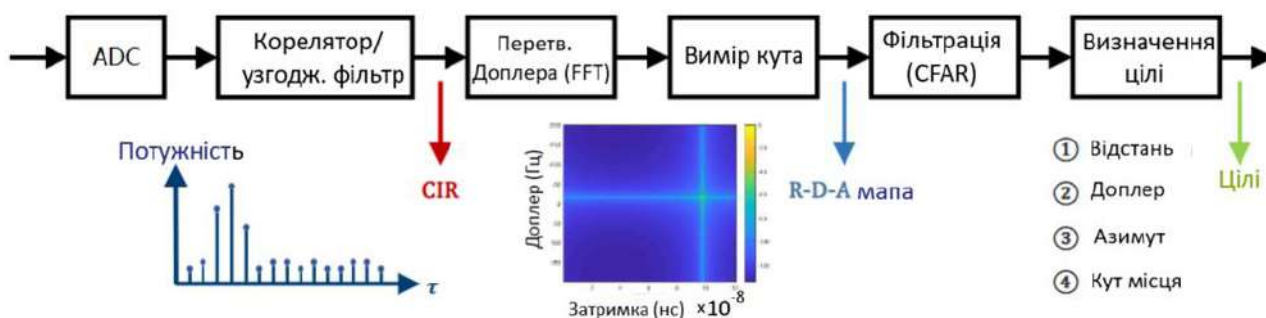


Рис. 1.10. Типова блок-схема обробки сенсорного зображення для частоти 60 ГГц

Тут: CFAR (Constant False Alarm Rate) — постійний показник хибних тривог, який стосується поширеної форми адаптивного алгоритму щодо виявлення відбиття цілей на тлі шуму, пасивних відбиттів та перешкод в радіолокаційних системах; ADC (Analog-to-Digital Converter) — аналого-цифровий перетворювач; CIR (Channel Impulse Response) — імпульсна характеристика каналу [6]

1.3.8. Приклад реконфігурованої інтелектуальної поверхні RIS (Reconfigurable Intelligent Surface)

1.3.8.1. Призначення RIS терагерцового діапазону

Розвиток бездротових мереж 6G стимулює інновації в різних комунікаційних технологіях для задоволення високих вимог бездротового зв'язку наступного покоління. Однією з провідних технологій є зв'язок за допомогою реконфігурованих інтелектуальних поверхонь (RIS) для підвищення енергетичної та спектральної ефективності мережі. Ще одним ключовим фактором є масивний MIMO, який використовує велику кількість антен для підвищення спектральної ефективності та покращення пропускної здатності мережі. Крім того, терагерцовий (THz) зв'язок стає перспективним кандидатом для мереж 6G, пропонуючи безпрецедентну пропускну здатність та забезпечуючи нові застосування, такі як надшвидкісні бездротові з'єднання та зображення високої роздільної здатності. RIS може значно покращити проектування терагерцових систем для 6G і далі, вирішуючи багато притаманних проблем, створених терагерцовим діапа-

зоном частот. Він пропонує практичне рішення шляхом інтелектуального відбиття або перенаправлення терагерцових сигналів для підтримки прямої видимості (LoS) або сприятливих шляхів поза прямою видимістю (NLoS), тим самим покращуючи покриття та надійність сигналу. Більше того, RIS дозволяє динамічне формування променю та керування хвильовим фронтом без необхідності додаткових активних радіочастотних (РЧ) ланцюгів, що має вирішальне значення для зменшення складності апаратного забезпечення та споживання енергії в терагерцових системах. Впроваджуючи програмовані бездротові середовища, RIS також сприяє реконфігурації в режимі реального часу та адаптивній оптимізації каналів, роблячи мережу більш стійкою та ефективною. Крім того, RIS може підтримувати архітектури гібридного формування променю та допомагають пом'якшити ефект розщеплення променю на терагерцових частотах. Загалом, інтеграція RIS у проектування терагерцової системи допомагає досягти масштабованих, енергоефективних та високопродуктивних бездротових мереж, що відповідає основним цілям 6G та наступних генерацій. Крім того, важливо розуміти інтеграцію RIS з проектуванням терагерцової системи та вирішити пов'язані з цим проблеми. Тому в цій частині представлені окремі основні аспекти проектування та проблеми RIS-допоміжних терагерцових систем зв'язку для бездротових мереж 6G.

Субтерагерцовий діапазон передбачається як остаточне рішення для подолання дефіциту спектру та обмежень ємності сучасних безпроводових систем [35, 36], що забезпечить необхідну пропускну здатність. Хоча покриття субтерагерцового діапазону розглядається для застосунків на короткій відстані через збільшення втрат у вільному просторі та атмосферне згасання, зв'язок у субтерагерцовому діапазоні все ще можливий до 1 км при 300 ГГц за певних припущень [36]. Для вищих діапазонів очікується, що системи 6G зможуть перемикатися між передачею та прийомом сигналів в кількох частотних діапазонах, починаючи від мікрохвиль до субтерагерцового діапазону [36]. Крім того, очікується, що субтерагерцові діапазони від 114 ГГц до 300 ГГц стануть доступними для використання в певних сценаріях, таких як зв'язок «точка-точка», зв'язок на короткій відстані між дисплеями та зв'язок між стійками в центрах обробки даних. На рисунку 1.11 представлені результати аналізу [36] можливостей з передачі даних, досягнутих в дослідженнях субтерагерцового діапазону. Цифри в дужках — посилення на джерело, цифри без дужок — значення частоти в ГГц.

Враховуючи доступні сучасні апаратні технології та їхні обмеження, подолання цього завдання не є простим через межі, встановлені фізичними та конструктивними складнощами [36]. По-перше, необхідно ретельно вибрати відповідні топології антени та рефлектора, щоб забезпечити достатній рівень посилення для субтерагерцового діапазону. Далі, слід враху-

вати кілька основних проблем, які можуть призвести до неточностей керування променем, під час впровадження цієї функції у вибраний тип антени. До них належать зміщення/косіння променя, частотний дрейф, теплові ефекти тощо. Через зміну фаз від антен з керуванням променем, близько розташовані активні компоненти, такі як підсилювачі, також можуть зазнавати значних змін імпедансу, що може вплинути на продуктивність всього радіочастотного ланцюга. Тому спільне проектування компонентів у всьому радіоінтерфейсі зараз є дуже важливим кроком у забезпеченні досягнення необхідної продуктивності. Крім того, технології налаштування променя та частоти субтерагерцового діапазону дуже обмежені через брак електронних компонентів, які широко застосовуються на нижчих частотах [36].

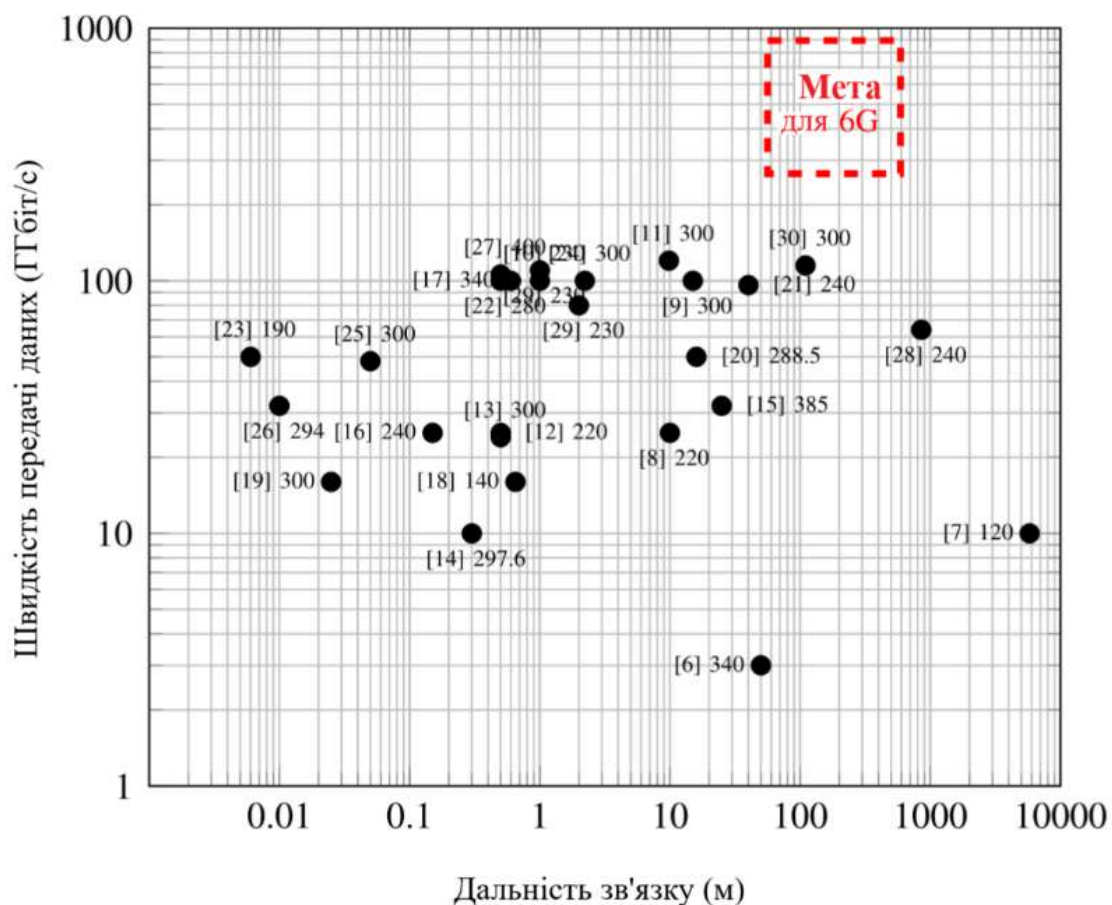


Рис. 1.11. Дальність з'єднання та швидкість передачі даних для бездротових з'єднань понад 100 ГГц [36]

1.3.8.2. Режими роботи та загальні властивості RIS

Реконфігуруємі інтелектуальні поверхні (RIS), головним чином, називають двовимірними (2D) структурами, які можуть динамічно маніпулювати падаючими електромагнітними хвилями [35, 36]. Для досягнення цього RIS інтегруються з фазово/амплітудними елементарними комірками

для керування падаючими хвилями за допомогою різних механізмів, таких як напруга, теплові, оптичні або механічні. Розташування елементарних комірок можна змінювати та програмувати у відповідь на зовнішні подразники.

Більшість RIS працюють як реконфігурована відбиваюча поверхня (рис. 1.12). Тим не менш, реконфігуровані відбиваючі, передавальні та поляризаційно-перетворюючі поверхні, можна розглядати саме як RIS, якщо зовнішні впливи (наприклад, штучний інтелект) можна інтегрувати в їхні механізми керування для контролю поширення електромагнітного випромінювання для покращення загальної продуктивності системи.

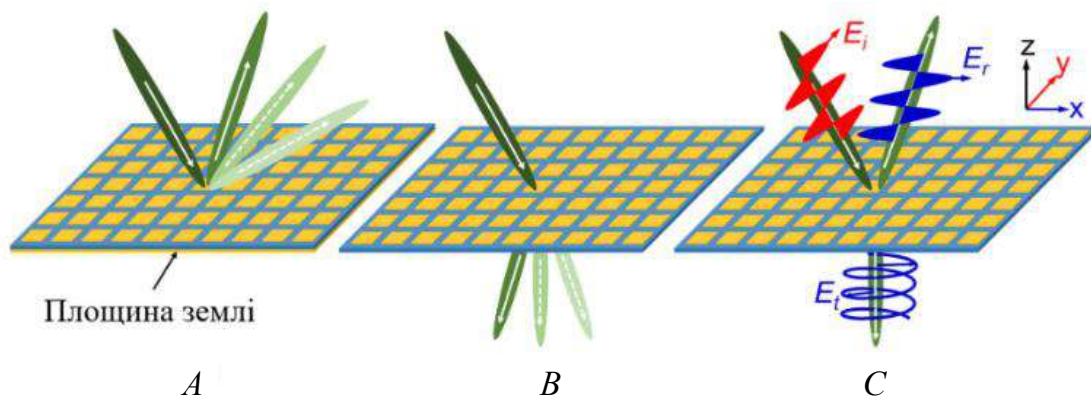


Рис. 1.12. Схематичне креслення відбиваючої RIS (A), передавальної RIS (B) та RIS, що працює як перетворювач поляризації (C) [36]

Подібно до існуючих ретрансляційних технологій, RIS можуть ретранслювати та перенаправляти електромагнітні хвилі, не викликаючи помітних затримок поширення, за винятком деякого збільшення розкиду затримки каналу. У роботі [36] посиляються на дослідження щодо детального порівняння пропускну здатності між традиційними передачами з одним входом та одним виходом (SISO), ретрансляційними та RIS. Висновок полягає в тому, що в ідеалі передавач або приймач повинні знаходитися в межах прямої видимості (LOS) використаного RIS.

За умови, що кількість елементів достатньо велика, сценарій з підтримкою RIS демонструє значно нижчу потужність передачі, необхідну для досягнення тієї ж швидкості, порівняно зі звичайними SISO та ретрансляційними каналами. Оскільки поверхня повинна бути фізично великою порівняно з класичним напівдуплексним ретранслятором, RIS потенційно може покращити умови поширення в ближньому зв'язку, особливо в суб-ТГц та ТГц діапазонах. Наприклад, RIS може посилити поширення навіть коли шлях прямої видимості (LOS) заблокований перешкодою. Однак його використання в сценаріях без LOS є не менш важливим, наприклад, для збільшення рангу каналу для досягнення повного мультиплексного поси-

лення [36]. На рис. 1.13 показано потенційні застосування RIS, включаючи передачу в приміщенні та відбиття на відкритому корпусі будівлі. Ці RIS можна встановлювати на вікнах/стінах для розділення/спрямування падаючих електромагнітних хвиль від базової станції (BS) до користувачів.

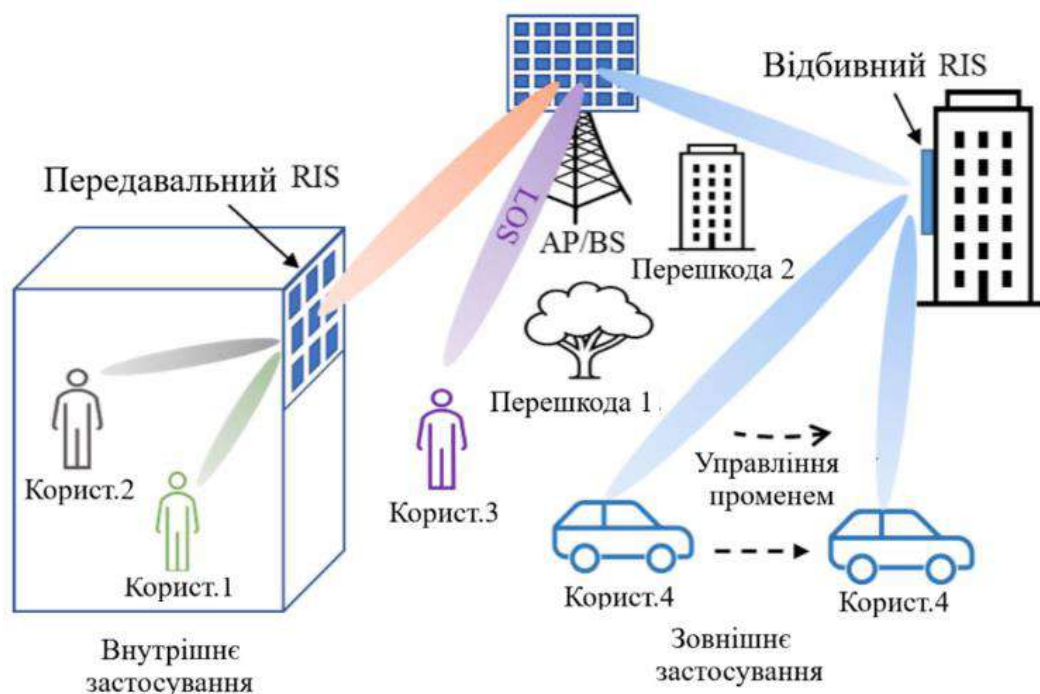


Рис. 1.13. Ілюстрація передачі з підтримкою RIS для зв'язку 6G

У приміщенні пропускаюча поверхня передає і розділяє падаючий сигнал базової станції на різні прохідні промені, спрямовані до різних користувачів, а на відкритому повітрі відбиваючий RIS може направляти відбитий промінь до користувача, що рухається [36]

Завдяки спільній оптимізації середовища за допомогою RIS разом з передавачами та приймачами, продуктивність бездротової системи може перевищити межі, постуловані традиційною теорією Шеннона [36]. Цей підхід має потенціал для підвищення ефективності та потужності систем бездротового зв'язку за межами сучасних теоретичних прогнозів. Два основні шляхи проєктування апаратного забезпечення для RIS базуються або на традиційних антенних решітках, або на мета-поверхнях [36]. Елементарна комірка RIS на основі антенної решітки має резонансний розмір, близький до $\lambda/2$, тоді як RIS на основі метаповерхонь складаються з великої кількості близько розташованих субдовжин хвиль (наприклад, $\lambda/10$). Робота RIS на основі метаповерхні ґрунтується на дифракції для розділення падаючої електромагнітної хвилі на кілька компонентів, кількість та напрямки яких залежать від кута падіння, довжини хвилі та періоду елементарних комірок. Загалом існує ряд антенних рішень, серед яких реалізо-

вані лінзові антени, фазовані антенні решітки, відбиваючі (рефлекторні) антени, передавальні/комбіновані антенні решітки і антени витікаючих хвиль, що більш детально розглядаються нижче.

1.3.8.3. Приклад сучасної реалізації субтерагерцового RIS

Для того щоб поверхню можна було реконфігурувати, кожна елементарна комірка або група елементних комірок (яка називається «суперкоміркою») повинна бути індивідуально налаштовуваною на певний стан для маніпулювання хвилями, що падають на RIS. Відповідні технології налаштування для елементарних елементів або суперелементів значною мірою залежать від робочої частоти.

Найбільш придатними технологіями налаштування для RIS, що працюють у субтерагерцовому діапазоні [35, 36], є мікроелектромеханічні системи (MEMS), механічний підхід, рідкокристалічні та мікрофлюїдні підходи. Варто зазначити, що активні елементи (наприклад, PIN-діоди), які зазвичай використовуються в мікрохвильовому режимі, є непрактичними в субтерагерцовому діапазоні через їх обмежені частоти зрізу та вищі втрати. Як альтернатива, комплементарні метал-оксид-напівпровідникові (CMOS) транзистори, діоди Шоттки або транзистори з високою рухливістю електронів (HEMT) також можуть бути реалізовані на RIS для роботи в цьому діапазоні.

В нещодавній роботі [37] повідомляється про двовимірну рефлекторну решітку з подібним по формі до олівця променем та керуванням променем на частоті 265 ГГц, як показано на рис. 1.14.

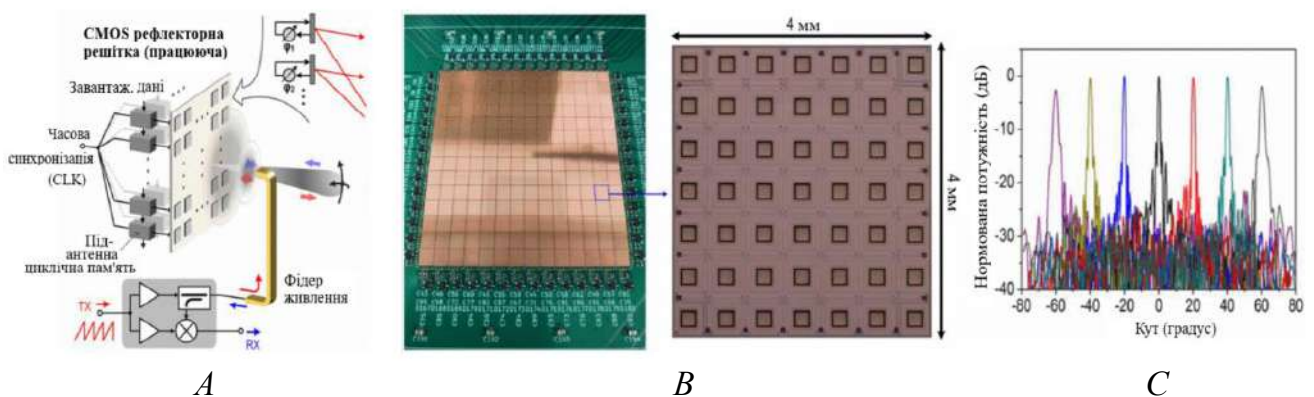


Рис. 1.14. Відбиваюча RIS на основі рефлекторної матриці, що працює на частоті 265 ГГц:

схема (A), виготовлений прототип (B) та виміряні діаграми спрямованості електронно сканованого олівцевого променя керування (C) в електричній (E) площині [37]

Відбиваюча антенна решітка складається з 98×98 елементів з відстанню в півхвилі, виготовлених на КМОП-чіпах. Експериментальна ширина променя та кут керування рефлекторною решіткою становлять 1° та 60° відповідно в кожний бік. Загалом, на сьогоднішній день було продемонстровано лише кілька субтерагерцових рефлекторних систем, причому більшість з них працюють у нижчих частотних діапазонах. Малі розміри елементарних комірок, необхідні для роботи в субтерагерцовому діапазоні, роблять виготовлення та інтеграцію компонентів реконфігурації в елементарні комірки дуже складними порівняно з конструкціями, що працюють у мікрохвильовому режимі. У таблиці I [36] підсумовано сучасний стан рефлекторних систем, про які повідомлялося в субтерагерцовому діапазоні. Більшість зареєстрованих реконфігурацій відбивного/пропускаючого променя в основному адаптували методи електричного (транзисторного) перемикачання, реалізовані з використанням технології CMOS, хоча ця технологія пропонує хорошу узгодженість з існуючими процесами на основі інтегральних схем.

За принципом формування хвилі розрізняють пасивні і активні RIS [36]. Пасивні RIS використовуються для переналаштування радіоканалу в системі зв'язку. Базова конфігурація пасивних RIS використовує однобітний перемикач для кожного поверхневого елемента. Перемикач перемикається між увімкненим станом, що відбиває сигнал, і вимкненим станом, що дозволяє сигналу проходити. Конструкція RIS з увімкненим станом з поверхневим матеріалом, що перемикається між майже повним відбиттям і повним поглинанням, за допомогою напруги зміщення, що подається на діоди, інтегровані в кожен RIS елемент. У фазозсувній RIS до вхідного радіосигналу застосовується фазовий зсув, що дозволяє відбиття радіосигналу від усіх елементів спрямувати до певного місця або для когерентного об'єднання сигналів у потрібному приймачі або користувачькому обладнанні. Пасивні RIS страждають від подвійних втрат на шляху сигналу через добуток затухання в каналі від передавача до RIS та від RIS до приймача.

Щоб подолати багаторазові втрати на шляху сигналу пропонується конструкція активних RIS (ARIS), що містять електронні компоненти, які дозволяють динамічно керувати своїми характеристиками відбиття в режимі реального часу, на відміну від пасивних інтелектуальних поверхонь, які спираються на фіксовані або попередньо запрограмовані властивості відбиття. Регулюючи фазу та/або амплітуду відбитих сигналів, ARIS може активно маніпулювати середовищем поширення для оптимізації передачі та прийому сигналу [36].

За принципом застосування RIS, допоміжного до систем зв'язку, розглядається ряд застосувань RIS терагерцового діапазону, які в інтеграції з системами зв'язку утворюють окремі системні архітектури [35]:

- ТГц зв'язок на основі RIS,
- ТГц системи MIMO-RIS,
- ТГц системи з просторовою модуляцією (SM) та кооперативним неортогональним множинним доступом (C-NOMA) або SM-CNOMA,
- ТГц неназемних мереж (NTN) на основі RIS,
- ТГц системи множинного доступу з розділенням швидкості (RSMA) на основі RIS,
- ТГц новітні багатокористувацькі пристрої зв'язку,
- ТГц RIS, встановлені на БПЛА,
- ТГц системи спільного зв'язку і зондування (JCAS) за допомогою RIS [38].

ТГц-зв'язок на основі RIS — це трансформаційна концепція радіозв'язку, яка використовує RIS для подолання негативних властивостей ТГц діапазону частот. Завдяки інтелектуальному регулюванню фазових зсувів відбитих сигналів, RIS оптимізує шлях сигналу, зменшує втрати на шляху та пригнічує перешкоди, покращуючи тим самим загальну якість з'єднання та продуктивність ТГц-системи. Цей інноваційний підхід не тільки розширює покриття та діапазон ТГц-систем зв'язку, але й підвищує спектральну ефективність та енергоефективність, прокладаючи шлях до нової ери високопродуктивних мереж бездротового зв'язку з наднизькою затримкою [35].

Прийнятий сигнал \hat{y} в ТГц-системі на основі RIS має вираз [35]:

$$\hat{y} = \sqrt{P}h_{pl}h_s\mathbf{h}^T\Theta\mathbf{g}x + n, \quad (1.2)$$

де: P — потужність передавача базової станції; x — сигнал передавача; $\mathbf{h} = [h_1, h_2, \dots, h_N] \in \times \mathbb{C}^{N \times 1}$ — канал між передавачем та RIS, h_{pl}, h_s — втрати на шляху розповсюдження і екранування, відповідно; n — адитивний білий гауссовий шум (AWGN) у прийнятому сигналі; $\mathbf{g} = [g_1, g_2, \dots, g_N] \in \times \mathbb{C}^{N \times 1}$ — канал між RIS та приймачем; N позначає загальну кількість елементів у RIS, як показано на рисунку 15 з урахуванням системи SISO. Промінь на передавачі фокусується в напрямку RIS, який потім перенаправляє промінь у напрямку приймача. У виразі (2) припускається, що прямий зв'язок між передавачем та приймачем відсутній в ТГц системі через значні втрати поширення; Θ — матриця RIS, яка включає коефіцієнт відбиття фазову характеристику кожного елемента. Θ має вираз як

$$\Theta = \text{diag}[\Theta] = \text{diag}[a_1e^{j\theta^1}, a_2e^{j\theta^2}, \dots, a_N e^{j\theta^N}] \in \times \mathbb{C}^{N \times N}. \quad (1.3)$$

Тут $\text{diag} [\theta]$ представляє діагональну матрицю шляхом розташування елементів вектора в головній діагоналі матриці. Аналогічно, прийнятий сигнал \hat{y} в MIMO RIS-системі в ТГц-діапазоні (рис. 1.15) має вираз:

$$\hat{y} = \sqrt{P} h_{pl} h_s H^T \Theta G w x + n, \quad (1.4)$$

де H (BS-RIS) та G (RIS-UE) позначають матриці каналу від БС до RIS і матриці каналу від RIS до користувача (UE), а w — вектор формувача променя на BS.

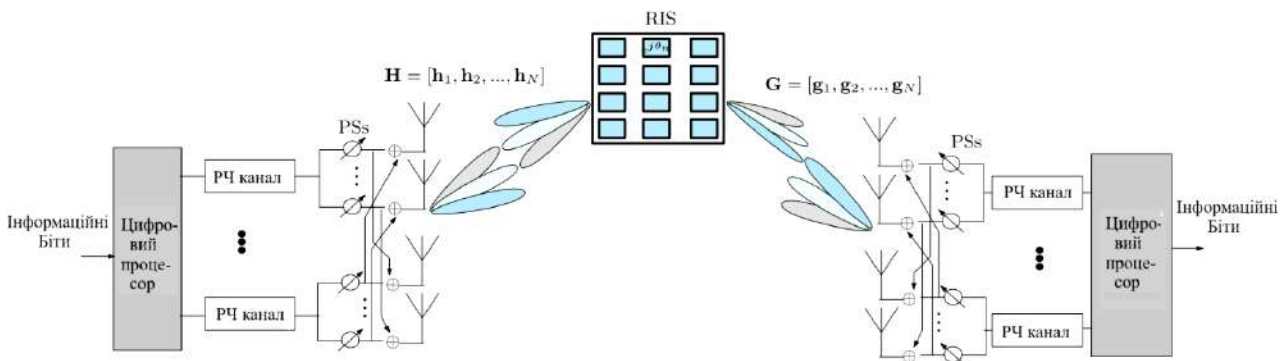


Рис. 1.15. Блок-схема системи зв'язку з використанням RIS

Гібридне формування променя з використанням як цифрового (DSP), так і аналогового (фазові зсуви) сигналів може бути використано як на передавачі, так і на приймачі для зменшення втрат на трасі. Тут: PSs (*phaseshifters*) — фазообертачі [35]

Далі враховуються вплив відстані та частоти, включаючи молекулярне поглинання, на співвідношення сигнал/шум (SNR) прийнятого сигналу в ТГц-системі в RIS-допоміжному проектуванні. Підвищення потужності сигналу може досягати 10-30 дБ залежно від розміщення, розміру та кількості елементів RIS для подолання втрат на трасі в RIS-допоміжному ТГц проектуванні. Загалом, елементи RIS діють колективно, забезпечуючи коефіцієнт посилення решітки, пропорційний квадрату кількості елементів (N^2). Щоб мінімізувати додаткові втрати на трасі бажано розмістити RIS близько до передавача або приймача. Оптимальне розміщення призводить до значного посилення сигналу. Крім того, RIS проектується з урахуванням певних ТГц частот, щоб мінімізувати ефекти молекулярного поглинання. Однак складність оцінки каналу вища в терагерцовій системі з використанням RIS та масштаби складності як $(N N_t N_r)$ [35], де N_t та N_r означають кількість елементів передавальної та приймальної антен. Більше того, моделі на основі глибокого навчання (DL) прогнозують каскадний канал, зменшуючи обчислення шляхом навчання ефективним плануван-

ням. Складнощі в реалізації терагерцового каналу з використанням RIS і шляхи їх подолання наведені в таблицях 8, 9 [35].

Ефективність роботи RIS визначається наступними ключовими параметрами:

1. Для апаратного забезпечення одним з найважливіших параметрів для оцінки RIS є ефективність (η), що визначається як співвідношення між потужністю, відбитою/переданою в потрібному напрямку, і загальною потужністю падаючого випромінювання.

2. Іншими ключовими параметрами RIS є його діапазон керування та кутова роздільна здатність. Діапазон керування значно залежить від методу: наприклад, механічне керування з (частково) рухомими компонентами може забезпечити широкий діапазон керування до 360° , тоді як електронний підхід зазвичай має більш обмежений діапазон керування у своєму робочому діапазоні, наприклад, близько 120° [37]. Тим часом кутова роздільна здатність, головним чином, залежить від ширини променя головної частки, яка, в свою чергу, залежить від кількості бітів фазового квантування та кількості елементарних комірок. Квантування залежить від кількості інтегрованих перемикачів. Кількість елементарних комірок впливає на розмір апертури та періодичність RIS: за тієї ж апертури перемикачів періодичності з субхвильової ($\lambda/8$, подібно до метаповерхонь) на $\lambda/2$ (подібно до відбивних матриць) значно зменшує спрямованість [36].

3. Нарешті, споживання енергії RIS також є важливим фактором. Це включає живлення контролера та потужність, споживану кожним виконавчим механізмом на елементарній комірці (наприклад, транзистори, діоди, насоси та двигуни). Для активних RIS також може знадобитися значна кількість потужності для посилення падаючого сигналу перед реконфігурацією та відбиттям/передачею.

1.4. Європейський проєкт NEHA-X-II системи зв'язку 6G «від початку до кінця» (E2E) спільного використання технологій комунікацій і зондування

Втративши значну частку ринку на користь великих гравців зі США та Азії, Європа більше не є лідером телекомунікаційної галузі [34]. Однак нові сервіси, що зосереджені на дистанційному моніторингу здоров'я, промисловості 4.0 та автономних транспортних засобах, створили для Європи унікальну можливість повернути собі лідируючі позиції в 6G. Перелічені послуги значною мірою вимагають точного зондування навколишнього середовища в поєднанні з передовими комунікаційними можливостями, що стимулює спільну комунікацію та зондування в системах 6G. Фінансований програмою дій Марії Склодовської-Кюрі, Європейський

проект 6thSense сприятиме зондуванню в нових діапазонах частот 6G та вирішуватиме складнощі розподіленого зондування та мережевого спілкування. 6thSense — це міжгалузевий та міждисциплінарний кластер передового досвіду, сформований інженерами-електриками та фахівцями з інформатики, який об'єднав провідних учасників великих ініціатив ЄС (5G PPP), лідерів галузі (наприклад, Nokia, Ford, Bosch) та академічні установи (наприклад, KUL, TUDelft, Princeton, UCLA). проект використовуватиме класичні моделі оптимізації обробки сигналів та передові методи машинного навчання з метою їх перенесення в сектори охорони здоров'я, виробництва та автомобільної промисловості.

На відміну від традиційного мобільного широкосмугового зв'язку, який переважно з'єднує людей, нові сервіси не лише обмінюються даними, але й критично залежать від точної інформації з навколишнього середовища (тобто зондування). Отже, спільний зв'язок та зондування (JCAS) є ключовою особливістю мереж 6G, де пристрої будуть мати можливості бездротового зондування (наприклад, локалізація, розпізнавання активності). JCAS стикається з серйозними викликами, оскільки вимагає фундаментальних змін у існуючих системах зв'язку. Європейський проект 6thSense дотримується цілісного підходу до вирішення цих викликів шляхом:

- Виходу за рамки традиційних систем нижче 6 ГГц та забезпечення зондування в нових діапазонах зв'язку 5G/6G, тобто терагерцовому діапазоні;
- Вирішення проблем розподіленого зондування та мереж через розробку архітектури та протоколів;
- Вирішення аналітичної складності JCAS шляхом поєднання сильних сторін класичних моделей обробки сигналів та оптимізації з передовими методами машинного навчання;
- Перенесення цих дослідницьких внесків на галузеві застосування в охороні здоров'я, виробництві та автомобільній галузі.

проект Неха-Х-II [34], розроблений в рамках флагманської європейської ініціативи 6thSense щодо JCAS. 6G JCAS є ключовою технологією, спрямованою на перетворення мережі на «датчик», який виходить за рамки простого забезпечення каналів передачі даних. Станом на січень 2026 року робота над проектом JCAS досягла кількох ключових етапів:

1. Основні цілі та архітектура:

- Подвійна функціональність: Неха-Х-II перепрофілює радіоінтерфейс, щоб він одночасно діяв як канал зв'язку та датчик, подібний до радара.
- Міжрівнева перспектива: Дослідження зосереджені на інтеграції зондування та зв'язку за допомогою моделей розгортання, розподілу ресурсів та специфічних мережевих інтерфейсів.

- Архітектурна інтеграція: Нещодавні результати 2025 року (такі як D2.6) підтвердили JCAS як власну можливість у рамках комплексного проектування системи 6G.

2. Технічні засоби та результати:

- Інновації у формі хвиль: Проєкт успішно продемонстрував інтегрований підхід з використанням скоригованих форм хвиль 5G-NR, що дозволяє здійснювати бістатичне зондування без шкоди для ефективності зв'язку.

- Інтегрування суб-ТГц: JCAS тісно пов'язаний з суб-ТГц діапазоном (0,1- 0,3 ТГц), де висока пропускна здатність дозволяє здійснювати зондування з надвисокою роздільною здатністю.

- Інтеграція штучного інтелекту: Для оптимізації продуктивності зондування та спільного використання ресурсів між двома функціями використовуються радіоінтерфейси на основі штучного інтелекту.

3. Ключові перевірки та визнання:

- Нагорода за найкращу демонстрацію 2025 року: Демонстраційна система Неха-Х-ІІ, яка демонструє «інтегрований підхід до спільного зв'язку та зондування», отримала нагороду за найкращу демонстрацію на саміті EuCNC & 6G 2025 року.

- Конфіденційність та етика: Проєкт спеціально розглядає ризики JCAS, такі як відстеження місцезнаходження та розкриття особи, шляхом розробки мережевих функцій, що відповідають вимогам регулювання загального захисту даних (GDPR — General Data Protection Regulation) щодо конфіденційності.

Висновки до розділу 1

У першій частині розділу розглянуто передумови утворення концепції спільного використання спектру системами зв'язку і радіолокації/зондування JCAS. Спільний інтерес в JCAS полягає у взаємному отриманні додаткових переваг за рахунок особливостей, притаманних окремо системам зв'язку і радіолокації — отримання додаткової інформації про стан оточуючого середовища і порівняно велика дальність дії радарів. Оцінка можливих проєктів показала, що сприйнятлива/чутлива мобільна мережа (PMN), утворена на сигнальній базі систем зв'язку є найбільш продуктивною і перспективною системою JCAS.

Оцінка результатів досліджень, наведених в літературі, показала суттєві відмінності в структурі сигналів зв'язку і радіолокації, різноманіття типів зондування і, відповідно, архітектур систем JCAS. Розглянуті технічні вимоги до передавачів і приймачів у низхідному і висхідному каналах зондування. Показано переваги структури сигналу LTE SC-FDMA у висхідному каналі зондування. Розглянуто переваги систем JCAS на базі те-

хнологій терагерцового діапазону. Продемостровано основи побудови системи зондування на базі стандарту IEEE 802.11bf з використанням оцінки параметрів зондування по «тілу неоднозначності». Розглянуто один з основних апаратних елементів системи зв'язку в терагерцовому діапазоні — реконфігуровані інтелектуальні поверхні (RIS). Показано переваги систем зв'язку на основі RIS, наведені різноманітні типи застосування RIS в мережах різного призначення з різними схемами просторової модуляції і множинного доступу.

Література до розділу 1

1. Global 6G Market 2026-2036, ResearchAndMarkets.com, Report, November 2025, 386 p., Future Markets, Inc https://www.researchandmarkets.com/reports/5997293/the-global-6g-market?utm_source=GNE&utm_medium=PressRelease&utm_code=ptn5sh&utm_campaign=2097212+-+6G+Market+Outlook+2026-2036%3a+Sub-THz+Networks%2c+AI+Integration%2c+and+Non-Terrestrial+Systems+Drive+%24300+Billion+Opportunity&utm_exec=carimspi
2. Enabling Joint Communication and Radar Sensing in Mobile Networks — A Survey, J. Andrew Zhang, Md Lushanur Rahman, Kai Wu, Xiaojing Huang, Y. Jay Guo, Shanzhi Chen, and Jinhong Yuan, Oct. 2021 <https://scispace.com/pdf/enabling-joint-communication-and-radar-sensing-in-mobile-1zw1vzaa.pdf>
3. A. Hassanien, M. G. Amin, E. Aboutanios, and B. Himed, “Dual-function radar communication systems: A solution to the spectrum congestion problem,” IEEE Signal Processing Magazine, vol. 36, no. 5, pp. 115–126, Sep 2019
4. F. Liu, C. Masouros, A. P. Petropulu, H. Griffiths, and L. Hanzo, “Joint radar and communication design: Applications, state-of-the-art, and the road ahead,” IEEE Transactions on Communications, vol. 68, no. 6, pp. 3834–3862, 2020
5. Joint Communications & Sensing. Common Radio-Communications and sensor technology, VDE ITG, July 2022, [Online] Available: <https://www.vde.com/de/itg/publikationen/studien/vde-positionsrapier-joint-communication-and-sensing>
6. An Overview on IEEE 802.11bf: WLAN Sensing Rui Du, Hailiang Xie, Mengshi Hu, Narengerile, Yan Xin, Stephen McCann, Michael Montemurro, Tony Xiao Han, and Jie Xu, IEEE, 802.11, Jul 2022
7. IEEE 802.11bf — 2025. IEEE Standard for Information Technology -- Telecommunications and Information Exchange Between Systems Local and Metropolitan Area Networks -- Specific Requirements — Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications — Amendment 4: Enhancements for Wireless LAN Sensing
8. A. Eitan, A. Kasher, and S. Trainin, “Imaging radar data report,” IEEE 802.11-21/1801r2, Nov. 2021. [Online] Available: <https://mentor.ieee.org/802.11/dcn/21/11-21-1801-02-00bf-imaging-radar-data-report.pptx>

7. Hassanien A; Amin MG; Aboutanios E; Himed B, 2019, ‘Dual-Function Radar Communication Systems: A solution to the spectrum congestion problem’, *IEEE Signal Processing Magazine*, 36, pp. 115 — 126, <http://dx.doi.org/10.1109/MSP.2019.2900571>
8. Hussain, K.; Oh, I.-Y. Joint Radar, Communication, and Integration of Beamforming Technology. *Electronics*2024, 13, 1531. <https://doi.org/10.3390/electronics13081531>
9. Feng, Z.; Fang, Z.; Wei, Z.; Chen, X.; Quan, Z.; Ji, D. Joint radar and communication: A survey. *China Commun.*2020, 17, 1–27. [Google Scholar] [CrossRef]
10. De Oliveira, L.G.; Nuss, B.; Alabd, M.B.; Diewald, A.; Pauli, M.; Zwick, T. Joint radar-communication systems: Modulation schemes and system design. *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*2021, 70, 1521–1551. [Google Scholar] [CrossRef]
11. P. Kumari, S. A. Vorobyov, and R. W. Heath, “Adaptive virtual wave-form design for millimeter-wave joint communication–radar,” *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 68, pp. 715–730, 2020.
12. Wang, H.; Fang, J.; Wang, P.; Yue, G.; Li, H. Efficient beamforming training and channel estimation for millimeter wave OFDM systems. *IEEE Trans. Wirel. Commun.*2020, 20, 2805–2819. [Google Scholar] [CrossRef]
13. Han, C.; Yan, L.; Yuan, J. Hybrid beamforming for terahertz wireless communications: Challenges, architectures, and open problems. *IEEE Wirel. Commun.*2021, 28, 198–204. [Google Scholar] [CrossRef]
14. Xu, Z.; Petropulu, A. A bandwidth efficient dual-function radar communication system based on a MIMO radar using OFDM waveforms. *IEEE Trans. Signal Process.*2023, 71, 401–416. [Google Scholar] [CrossRef]
15. T. Huang, N. Shlezinger, X. Xu, Y. Liu, and Y. C. Eldar, “MAJoRCom: A dual-function radar communication system using index modulation,” *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 68, pp. 3423–3438, 2020
16. K. Wu, J. Andrew Zhang, X. Huang, Y. Jay Guo, and R. W. Heath, “Waveform design and accurate channel estimation for frequency-hopping mimo radar-based communications,” *IEEE 2019Transactions on Communications*, pp. 1–1, 2020.
17. 5G NR Reference Signals Overview: SCRIBD, East Prepost, Sep 2019<https://www.scribd.com/document/423793946/5g-Nr-Reference-Signals-Dmrs-Ptrs-Srs-and-Csi-rs>
18. J. A. Zhang, M. L. Rahman, X. Huang, Y. J. Guo, S. Chen, and R. W. Heath, “Perceptive mobile network: Cellular networks with radio vision via joint communication and radar sensing,” *IEEE Vehicular Technology Magazine*, pp. 1–11, 2020
19. K. Gu, Y. Wang, and Y. Shen, “Cooperative detection by multi-agent networks in the presence of position uncertainty,” *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 68, pp. 5411–5426, 2020
20. C. B. Barneto, S. D. Liyanaarachchi, M. Heino, T. Riihonen, and M. Valkama, “Full duplex radio/radar technology: The enabler for advanced joint

communication and sensing,” *IEEE Wireless Communications*, vol. 28, no. 1, pp. 82–88, 2021

21. H. Kuschel, D. Cristallini, and K. E. Olsen, “Tutorial: Passive radar tutorial,” *IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine*, vol. 34, no. 2, pp. 2–19, 2019

22. J. A. Zhang, A. Cantoni, X. Huang, Y. J. Guo, and R. W. H. Jr, “Framework for an Innovative Perceptive Mobile Network Using Joint Communication and Sensing,” in *2017 IEEE 85th Vehicular Technology Conference (VTC Spring)*. IEEE, June 2017, Conference Proceedings, pp. 1–5.

23. C. B. Barneto, T. Riihonen, M. Turunen, L. Anttila, M. Fleischer, K. Stadius, J. Ryyänen, and M. Valkama, “Full-duplex OFDM radar with LTE and 5G NR waveforms: Challenges, solutions, and measurements,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 67, no. 10, pp. 4042–4054, 2019

24. C. B. Barneto, S. D. Liyanaarachchi, M. Heino, T. Riihonen, and M. Valkama, “Full duplex radio/radar technology: The enabler for advanced joint communication and sensing,” *IEEE Wireless Communications*, vol. 28, no. 1, pp. 82–88, 2021

25. C. B. Barneto, S. D. Liyanaarachchi, T. Riihonen, L. Anttila, and M. Valkama, “Multibeam design for joint communication and sensing in 5G new radio networks,” in *ICC 2020 — 2020 IEEE International Conference on Communications (ICC)*, 2020, pp. 1–6

26. Y. Luo, J. A. Zhang, X. Huang, W. Ni, and J. Pan, “Multibeam optimization for joint communication and radio sensing using analog antenna arrays,” *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, pp. 1–1, 2020

27. An Overview on IEEE 802.11bf: WLAN Sensing Rui Du, Hailiang Xie, Mengshi Hu, Narengerile, Yan Xin, Stephen McCann, Michael Montemurro, Tony Xiao Han, and Jie Xu, *IEEE, 802.11*, Jul 2022

28. IEEE 802.11bf — 2025. IEEE Standard for Information Technology -- Telecommunications and Information Exchange Between Systems Local and Metropolitan Area Networks -- Specific Requirements — Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications — Amendment 4: Enhancements for Wireless LAN Sensing

29. M. I. Skolnik, “Introduction to radar systems.” New York, 1980

30. Z. Ye, Z. Zhou, P. Fan, Z. Liu, X. Lei, and X. Tang, “Low ambiguity zone: Theoretical bounds and doppler-resilient sequence design in integrated sensing and communication systems,” *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol. 40, no. 6, pp. 1809–1822, Jun. 2022

31. R. Du, C. Liu, M. Zhang, Y. Sun, and D. K. P. Tan, “Truncated power delay profile,” *IEEE 802.11-21/0660r0*, May 2021. [Online] Available: <https://mentor.ieee.org/802.11/dcn/21/11-21-0660-00-00bf-truncated-power-delay-profile.pptx>

32. Deliverable D2.6 Final end-to-end system evaluation results of the overall 6G system design — Hexa-X-II project — Report to EU following The European Smart Networks and Services Joint Undertaking (SNS JU) aims to ensure industrial

leadership for Europe in 5G and 6G, Jun 2025, <https://hexa-x-ii.eu/wp-content/uploads/2025/06/D2.6-final.pdf>

33. RIS-Assisted Terahertz Communications for 6G Networks: A Comprehensive Overview Alok Kumar, Sanjeev Sharma, Hemanta Kumar and Ghanshyam Singh, IEEE Access, Jun 2025, https://www.researchgate.net/publication/392176072_RIS-Assisted_Terahertz_Communications_for_6G_Networks_A_Comprehensive_Overview

34. Hardware Aspects of Sub-THz Antennas and Reconfigurable Intelligent Surfaces for 6G Communications Kimmo Rasilainen, Tung Duy Phan, Markus Berg, Aarno Pärssinen, and Ping Jack Soh, IEEE Journal on selected areas in communications, vol. 41, no. 8, Aug 2023, https://www.researchgate.net/publication/371829488_Hardware_Aspects_of_Sub-THz_Antennas_and_Reconfigurable_Intelligent_Surfaces_for_6G_Communications

35. N. M. Monroe, G. C. Doqiamis, R. Stingel, P. Myers, X. Chen, and R. Han, “Electronic THz pencil beam forming and 2D steering for high angular-resolution operation: A 98×98 -unit 265 GHz CMOS reflectarray with in-unit digital beam shaping and squint correction,” in IEEE Int. Solid-State Circuits Conf. (ISSCC) Dig. Tech. Papers, vol. 65, San Francisco, CA, USA, Feb. 2022, https://hangroup.mit.edu/wp-content/uploads/2022/04/Electronic_THz_Pencil_Beam_Forming_and_2D_Steering_for_High_Angular-Resolution_Operation_A_98_times_98-Unit_265GHz_CMOS_Reflectarray_with_In-Unit_Digital_Beam_Shaping_and_Squint_Correction.pdf

36. User Sensing in RIS-aided Wideband mmWave System with Beam-Squint and Beam-Split. Jinyang Li and four others, Article, IEEE Transactions on Communications, Jan 2024,

37. https://www.researchgate.net/scientific-contributions/Jinyang-Li-2288964878?_tp=eyJjb250ZXh0Ijp7ImZpcnN0UGFnZSI6InB1YmxpY2F0aW9uIiwicGFnZSI6InB1YmxpY2F0aW9uIn19

Розділ 2

ОСНОВИ ПОБУДОВИ ПРИЙМАЛЬНО-ПЕРЕДАВАЛЬНИХ МОДУЛІВ ТЕРАГЕРЦОВОГО ДІАПАЗОНУ. ОСНОВНІ ВІДОМОСТІ ПРО FMCW-РАДАРИ

2.1. Особливості передавання сигналів у терагерцовому діапазоні та обґрунтування його застосування в системах зв'язку, зондування і радіолокації мереж 6G

Наука і техніка електромагнітних хвиль терагерцового діапазону почала активно розвиватися з 60-70-х років ХХ століття, коли стали доступні перші джерела і приймачі такого випромінювання [1].

Терагерцове випромінювання використовувалося в основному хіміками і астрономами для спектроскопії простих молекул. В останні роки тут відбулися революційні події. Були створені потужні джерела когерентного терагерцового випромінювання, чутливі сенсори, багатофункціональні пристрої та матеріали.

Зараз терагерцова техніка — це напрямок, що бурхливо розвивається і має значні перспективи в різних галузях.

Терагерцове випромінювання — вид електромагнітного випромінювання, спектр частот якого розташований між інфрачервоним і надвисоко-частотним діапазонами. Межі між цими видами випромінювання в різних джерелах визначаються по-різному. Терагерцовий діапазон частот електромагнітного спектра (ТГЧ-діапазон) лежить між областю міліметрових довжин хвиль і інфрачервоним діапазоном (ІЧ) (рис. 2.1). Граничні частоти ТГЧ-діапазону в даний час точно не визначені і в різних джерелах визначаються по-різному.

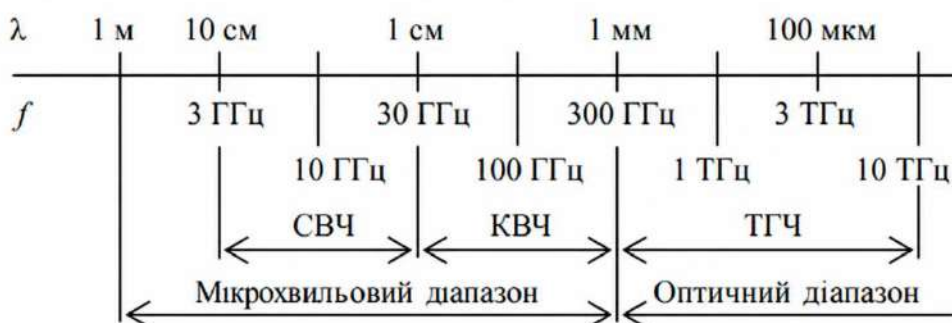


Рис. 2.1. Спектр електромагнітного випромінювання

У найбільш широкій інтерпретації ТГЧ-діапазон займає область частот від 100 ГГц до 10 ТГц (діапазон довжин хвиль від 3 мм до 30 мкм). З іншого боку, відповідно до ГОСТ 24375-80 і рекомендацій Міжнародного союзу електрозв'язку ТГЧ-діапазон можна визначити як діапазон частот від 300 ГГц до 3 ТГц (діапазон довжин хвиль від 1 до 0,1 мм). Разом з тим, якщо слідувати стандартам Міжнародної організації зі стандартизації (ISO), ТГЧ-діапазон лежить в області далекого інфрачервоного спектра, межі якого лежать в інтервалі 300 ГГц і 6 ТГц. Отже, існує певна неоднозначність у визначенні меж ТГц-діапазону як щодо нижніх, так і верхніх частот, а також його розмежування із суміжним дальнім інфрачервоним діапазоном [2].

Терагерцовий діапазон частот завдяки своїм особливостям, може використовуватись в різних областях: фізики, хімії, біології, медицини, безпеки. Сфери використання терагерцових хвиль [3]:

1) телекомунікаційні системи:

- в транспортних мережах мобільного зв'язку наступних поколінь;
- в телерадіомовленні;
- в міжсупутниковому зв'язку;
- в радарях та в радіолокації ближньої дії;
- в радіорелейних системах прямої видимості;
- в комунікаціях однієї будівлі, зокрема, в безпроводовій версії USB 3.0.

2) системи виявлення та розпізнавання об'єктів;

3) системи контролю якості харчових продуктів;

4) системи діагностики в медицині;

5) системи для сканування об'єктів;

6) системи як інструмент для наукових досліджень (радіоастрономічні спостереження з супутників холодних космічних об'єктів, високоточний хімічний аналіз атмосфери, вивчення надпровідності, створення нових напівпровідникових матеріалів, біомолекулярні дослідження).

Освоєння суб- та терагерцового діапазону для радіолокації саме по собі викликає значний інтерес у зв'язку з наступним:

1. слабка завантаженість даного діапазону порівняно з сантиметровим діапазоном;

2. можливість виділення широких смуг частот (5 ГГц і більше);

3. спрощена процедура виділення частот у багатьох країнах світу;

4. істотне зниження габаритів антенних систем, які забезпечують при цьому формування вузької діаграми напрямленості;

5. швидке загасання радіохвиль у поєднанні з вузьконаправленими антенами усуває проблему інтерференції різних джерел сигналу, що спрощує задачу частотного планування.

6. екологічна безпечність.

Порівняно з ІЧ-випромінюванням, випромінювання терагерцового діапазону має менше загасання від атмосферних умов. Тому радіолокатори ТГЧ-діапазону зможуть забезпечити надійне виявлення цілей та об'єктів там, де ІЧ-системи не зможуть працювати. Теоретичні прогнози, а також ряд експериментальних спостережень [4] говорять про те, що в ТГЧ-діапазоні на відміну від ІЧ-діапазону не виникають проблеми передавання інформації, пов'язані зі спотворенням фазового фронту ЕМХ, обумовлених локальними варіаціями коефіцієнта заломлення поблизу променя, внаслідок чого детектування такого сигналу викликало труднощі.

Терагерцове випромінювання має ряд унікальних і дуже привабливих властивостей що роблять його привабливим також для фундаментальних і прикладних досліджень в галузі фізики, хімії, біології, медицини.

Терагерцове випромінювання не є іонізуючим, а значить його фотони мають мало енергії, щоб вибити електрони з атомів і молекул в тканинах людського тіла, що могло б викликати шкідливі хімічні реакції. Так, наприклад, воно дозволяє отримати зображення з надзвичайно високою роздільною здатністю і швидко передавати великі обсяги даних. Воно легко проходить крізь більшість діелектриків, але сильно поглинається провідними матеріалами та деякими діелектриками. Наприклад, дерево, пластик, кераміка для нього прозорі, а метал і вода — ні. Вказані особливості терагерцових хвиль використовуються в лабораторних демонстраціях для виявлення вибухівки, виявлення прихованої зброї, перевірки наявності дефектів матеріалу, а також в медицині для і створення знімків раку шкіри і зубів.

Як висновок, очевидні переваги ТГЧ-діапазону: відсутність іонізуючого впливу, велика інформаційна ємність, здатність проникати через непрозорі об'єкти, можливість високоняправленого випромінювання і деякі інші — зумовили швидкий розвиток терагерцової техніки в усьому світі. Ці переваги визначають привабливість практичного застосування ТГЧ-хвиль для створення високошвидкісних ліній зв'язку, високоточних радарів, здатних працювати в складній електромагнітній обстановці, систем отримання зображень з дуже високою роздільною здатністю, пристроїв дистанційного ідентифікації хімічних речовин та іншої військової та цивільної техніки. Наведене вище свідчить про значні успіхи, досягнуті в даний час в області розробки терагерцових технологій, і швидкому розвитку електронної компонентної бази ТГЧ-діапазону. Подальше вдосконалення радіоелектронних приладів і компонент ТГЧ-діапазону вимагає розвитку метрологічної бази, включаючи розробку нормативно-технічної документації, стандартів, методів і методик вимірювання параметрів терагерцової компонентної бази, необхідного контрольно-вимірювального обладнання. При цьому процеси виготовлення і виробництва терагерцових компонентів часто залишаються складними і трудомісткими, внаслідок чого їх вартість залишається поки що високою.

Атмосфера Землі сильно поглинає терагерцове випромінювання. Ця обставина ще зовсім недавно помітно стримувала до нього інтерес і фінансування фундаментальних досліджень в цій області.

Проведений авторами робіт [5-12] аналіз показав, що в діапазоні частот 30-300 ГГц з відомих типів замирань (рефракційні замирання внаслідок екрануючого впливу перешкод, рефракційні замирання інтерференційного типу, інтерференційні замирання внаслідок відбиття від неоднорідностей шарів тропосфери, замирання внаслідок екрануючого впливу неоднорідностей шарів атмосфери, замирання внаслідок впливу діаграм спрямованості антен (для терагерцового діапазону — це неточність юстування антен, а також вітрової навантаженості на антенні опори), замирання внаслідок послаблення радіосигналу гідрометеорами (дощ, сухий та мокрий сніг, град, туман, хмари), замирання внаслідок поглинання радіосигналу в газах, замирання радіосигналу в піщаних та пилових бурях) найбільш вагомими, які слід враховувати при проектуванні систем радіолокації та радіозв'язку, є наступні:

- замирання внаслідок послаблення сигналу гідрометеорами;
- замирання внаслідок поглинання радіосигналу в газах (в першу чергу парах води та молекулярному кисні);
- замирання внаслідок впливу діаграм спрямованості антен.

На рис. 2.2 представлено орієнтовні значення потужності радіосигналу (у дБм) на виході передавача ТГц-радіолінії в залежності від довжини радіолінії при наявності та відсутності послаблення ТГц сигналу гідрометеорами [20].

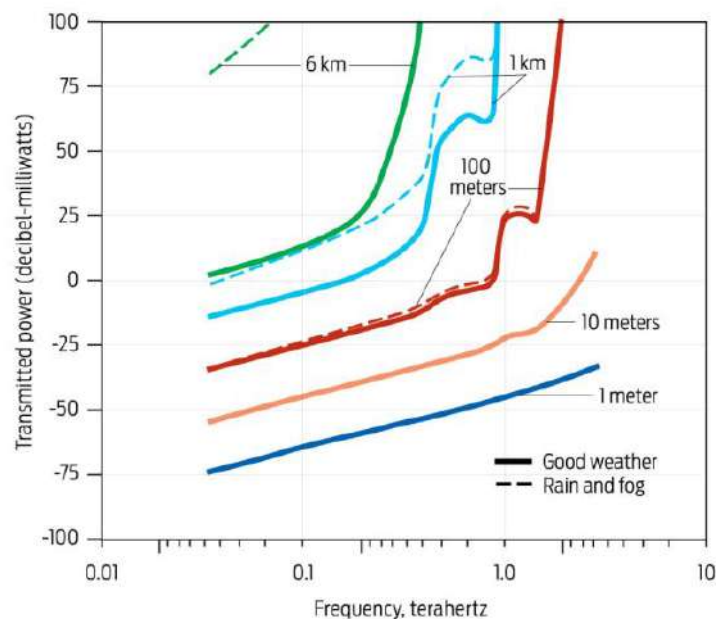


Рис. 2.2. Графік залежності необхідної потужності на виході передавача від частоти ТГц та протяжності інтервалу радіолінії:
суцільна лінія — без урахування дощу та туману, штрих-пунктирна — з урахуванням

З рис. 2.2 видно, що використання ТГЧ-діапазону в умовах впливу гідрометеорів (туману та дощу) для радіолокації та радіозв'язку є більш доцільним на відстанях від 1 до 10 м а також від 10 до 100 м, де рівень потужності передавача радіолокатора майже той самий, що й без впливу гідрометеорів. У перспективі, коли з'являться більш потужні передавальні пристрої генерації ТГЧ-діапазону можна буде сподіватися на збільшення дальності дії радіолокаторів до 1 км та більше.

Отже, використання ТГЧ-діапазону для розроблення радіолокаторів обґрунтовується наступними факторами:

- з освоєнням цього діапазону хвиль з'явилася можливість створювати точні вимірювачі дальності, використовуючи лінійну частотну модуляцію, або чирп-сигнал (ЛЧМ-сигнал) з базою в декілька гігагерц, що дозволяє отримувати сантиметрову роздільну здатність по дальності;

- у більшості країн світу ділянки ТГЧ-діапазону є неліцензованими, тобто не вимагають від користувача радіоелектронного засобу (РЕЗ) ліцензії на використання діапазону частот та дозволу на використання РЕЗ ТГЧ-діапазону;

- потужність передавачів радіолокаторів ТГЧ-діапазону не перевищує декількох одиниць-десятків міліватт, що обмежує їх радіус дії кількома десятками метрів та /або кількома сотнями метрів (зазвичай не більше 300 м) від приймання відбитого сигналу від об'єкту з великою площею розсіювання;

- висока завадозахищеність приймального каналу радіолокатора через відсутність засобів електронної протидії, які працюють в ТГЧ діапазоні;

- забезпечення електромагнітної сумісності з РЕЗ інших систем, а саме: радіорелейного та супутникового зв'язку, стільникового радіозв'язку, телерадіомовлення, радіонавігації, радіолокації тощо.

2.2. Аналіз сучасних приймально-передавальних модулів терагерцового діапазону на основі новітніх напівпровідникових технологій

Згідно з глобальним звітом «Ринок систем терагерцового випромінювання» очікується, що розмір ринку терагерцевих радіоелектронних систем експоненційно зростатиме від 0,6 млрд дол. США у 2021 році до 1,2 млрд дол. США в 2027 році із сукупним середньорічним темпом зростання (CAGR) до 42,6% [13-16]. У 2018 році світовий ринок приладів і систем терагерцового (ТГц) діапазонусклад 58,2 млн дол. США. У 2029 року ринок може досягти 3,5 млрд дол. США, зростаючи на рівні 72,7% та 31,1% з 2019 р. по 2024 р. і 2024-2029 відповідно [17]. Попит на системи зв'язку терагерцового діапазону підвищується за рахунок швидкого зростання супутникового зв'язку, що дозволяє досліджувати мережі 5G/6G і

радіолокаційні технології міліметрового діапазону для комунікаційних технологій наступного покоління. Очікується, що ці фактори створять вигідні можливості для зростання виробників терагерцових систем зв'язку в найближчому майбутньому. Постійне зростання трафіку даних зробило міліметрові хвилі і терагерцовий діапазон ціллю для розробки майбутніх систем зв'язку. Незважаючи на значний прогрес у збільшенні частоти зрізу та вихідної потужності фотонних/електронних чіпів, традиційні технології з'єднання та антени досягли своєї межі з точки зору втрат і продуктивності пропускної здатності.

В прес-релізі, опублікованому 28.09.2022 р. компанією StraitsResearch, щодо результатів дослідження частки ринку системи терагерцового випромінювання на 2023 рік та поглибленого аналізу тенденцій та прогнозів до 2029 року, міститься базовий огляд системи терагерцового випромінювання, включаючи визначення, класифікації, застосування та структуру зростання ринку [18] з урахуванням важливих факторів, які відіграють вирішальну роль у розробці стратегії розвитку ринку глобальної терагерцової системи [19]. Ступінь впровадження ринку терагерцових технологій розрізняють за географічними ознаками, типом застосування (терагерцова візуалізація, терагерцова спектроскопія, системи терагерцового зв'язку) та застосування (лабораторні дослідження, супутниковий зв'язок тощо).

Факторами зростання ринку терагерцових технологій є запровадження терагерцових систем та зростання попиту на компактні та енергозберігаючі приймально-передавальні модулі (трансивери) терагерцового діапазону з використанням новітніх напівпровідникових технологій, а саме:

- збільшення попиту на системи терагерцового випромінювання з боку секторів безпеки та оборони;
- використання систем терагерцового випромінювання в медичній візуалізації та діагностиці;
- збільшення науково-дослідної діяльності для застосування систем терагерцового випромінювання в нових сферах, таких як контроль якості харчових продуктів тощо;
- зростання попиту на мініатюрні системи терагерцового випромінювання з більш високими характеристиками.

Виробники оптичних трансиверів переважно зосереджуються на дослідженнях і розробках для обслуговування різних додатків у мережевій інфраструктурі, з'єднання центрів обробки даних та ін., для яких оптичні трансивери повинні бути сумісними із складними мережами. Очікується, що ці тенденції прискорять зростання ринку невеликих і компактних оптичних модулів завдяки їх високому діапазону підключення на вищій швидкості.

Дослідження ТГц пристроїв від окремих транзисторів до систем на чіпах мають вирішальне значення для швидкого розвитку додатків, почи-

наючи від обробки зображень і закінчуючи ТГц зв'язком. Розробка тестового та вимірювального обладнання ТГц пристроїв на пластинах (на кристалі або системи на чипі) є не повністю дослідженою на сьогоднішній день і потребує, серед іншого, виявлення широкосмугових сигналів для використання ТГц зв'язку (5G/6G), необхідних для зондування каналів, оцінки сигналів 6G, продуктивності EMV тощо.

Створення новітніх технологій радіочастотних систем з обробкою фотонних та електромагнітних хвиль для безперервного генерування сигналів терагерцового діапазону з доступною пропускну здатністю застосовується в наукових дослідженнях для забезпечення портів доступу до оптоволоконного масиву та численних електричних з'єднань постійного струму відповідно до стандартів Технічного комітету IEEE MTT-21 (TC IEEE MTT-S Radio Frequency Micro-Electro-Mechanical Systems Technical Committee) [56].

2.3. Приймально-передавальні модулі терагерцового діапазону для радіолокаторів на прикладі FMCW-радіолокаторів ближньої дії. Принцип дії FMCW-радару. Короткий аналіз публікацій з розробки та застосування FMCW-радарів міліметрового та терагерцового діапазонів

Принцип дії FMCW-радару

Радарні пристрої (радары, радіолокаторы) використовують властивість об'єктів відбивати високочастотні (ВЧ) та надвисокочастотні (НВЧ) електромагнітні хвилі (ЕМХ). Принцип роботи радару досить простий. Спочатку передавальний пристрій радару посилає у простір пряму ЕМХ (десятки та сотні ГГц). Електромагнітна хвиля відбиваючись від об'єкта, повертається до радару. Приймач, що входить до складу радару, фіксує відбиту ЕМХ. Знаючи різницю між часом випромінювання прямої та часом надходження відбитої ЕМХ, можна визначити відстань до об'єкта (рис. 2.3) [21].

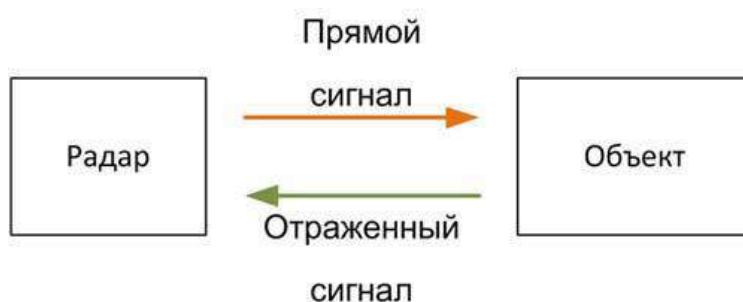


Рис. 2.3. Принцип дії радару, що випромінює та приймає ЕМХ

Радарнеперервного випромінювання з частотною модуляцією (Frequency-Modulated Continuous Wave radar, ЛЧМ-радар) — це особливий тип радіолокаційних датчиків, які неперервно випромінюють потужність, як і звичайний радіолокатор неперервного випромінювання (CW-радар). Але на відміну від CW-радара у FMCW-радарі застосовується зміна робочої частоти під час вимірювання, тобто сигнал, що випромінюється, лінійно модулюється по частоті (рис. 2.4) [22]. Модуляція сигналу за частотою чи фазою дає можливість виконувати вимірювання тривалості інтервалів часу.

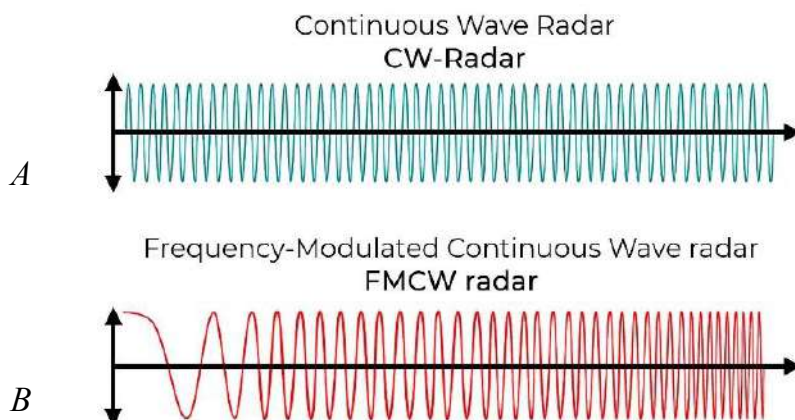


Рис. 2.4. Часові форми неперервного гармонійного (А) та неперервного частотно-модульованого сигналу (В)

Недоліком CW-радарів є неможливість вимірювання дальності R до об'єкту (цілі), що обумовлена відсутністю опорних точок у структурі гармонійного сигналу, що забезпечують оцінку затримки прийнятого (відбитого) радіосигналу відносно випромінюваного радіосигналу. Цей недолік усувається частотною модуляцією сигналу, що випромінюється.

Для різних цілей вимірювань використовуються кілька можливих законів модуляції частоти сигналу:

- **Пилоподібна модуляція.** Цей закон модуляції використовується для відносно великих дальностей (максимальної відстані) у поєднанні з незначним впливом частоти Доплера (наприклад, радіолокатор морської навігації).

- **Трикутна модуляція.** Дозволяє легко відокремлювати різницю частот Δf між випромінюваною ЕМХ та прийнятою ЕМХ від доплерівської частоти f_D .

- **Прямокутна модуляція** (проста частотна маніпуляція). Використовується для точного вимірювання відстані на близьких дистанціях шляхом порівняння фаз ехо-сигналу на двох частотах. Недоліками є неможливість відокремлення сигналів від кількох цілей та невелика однозначно вимірювана дальність.

- **Ступінчаста модуляція** (сходова напруга). Використовується для інтерферометричних вимірювань та забезпечує збільшення однозначно вимірюваної дальності.

- **Синусоїдальна модуляція.** Синусоїдальні форми модуляції використовувалися у минулому. Вони легко реалізовувалися за допомогою приводу, що повертає пластину конденсатора резонансної камери генератора передавача. У радіолокаторі використовувалася лише близька до лінійної частина синусоїди поблизу переходу через нуль.

У практиці застосування ЛЧМ-радарів найбільшого поширення отримали пилоподібний та трикутний закони модуляції [21-25]. При цьому частота сигналу, що випромінюється, періодично збільшується (рис. 2.5, *A*) та/або зменшується (рис. 2.5, *B*). У ехо-сигналі зміна частоти отримує затримку $\Delta t = 2R/c_0$ (за рахунок поширення ЕМХ зі швидкістю світла $c_0 = 3 \cdot 10^8$ м/с в просторі на відстань $2R$ до об'єкту і назад) як і при використанні класичного методу імпульсної радіолокації (рис. 2.6, *A*). Однак, якщо в імпульсному радіолокаторі час затримки Δt вимірюється безпосередньо, то в FMCW-радарі для цього оцінюються відмінності у фазі і частоті між випромінюваним і прийнятим сигналами.

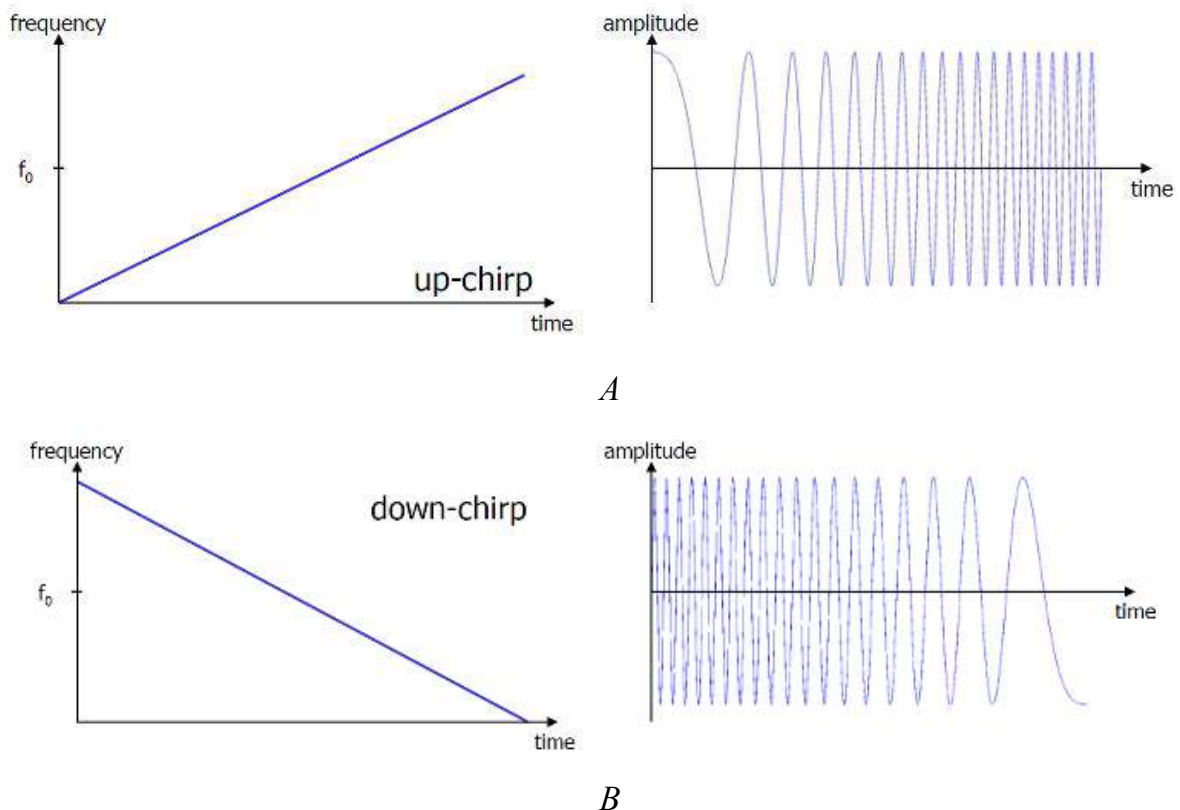


Рис. 2.5. Лінійний закон зміни частоти та ЛЧМ-сигнал при лінійно-зростаючому законі зміни частоти (A) та лінійно-спадаючому законі зміни частоти (B)

У реальних додатках об'єкти мають складну форму та неоднорідну структуру, що неминуче призводить до появи різних перевідбивань ЕМХ (рис. 2.6, А). У результаті приймач радарного пристрою фіксує безліч відбитих сигналів, що накладаються один на одного, що, звичайно, ускладнює процес вимірювань параметру Δt (рис. 2.6, В). Для обробки таких сигналів необхідний частотний аналіз, який зазвичай виконується за допомогою цифрових процесорів та спеціалізованих алгоритмів обробки.

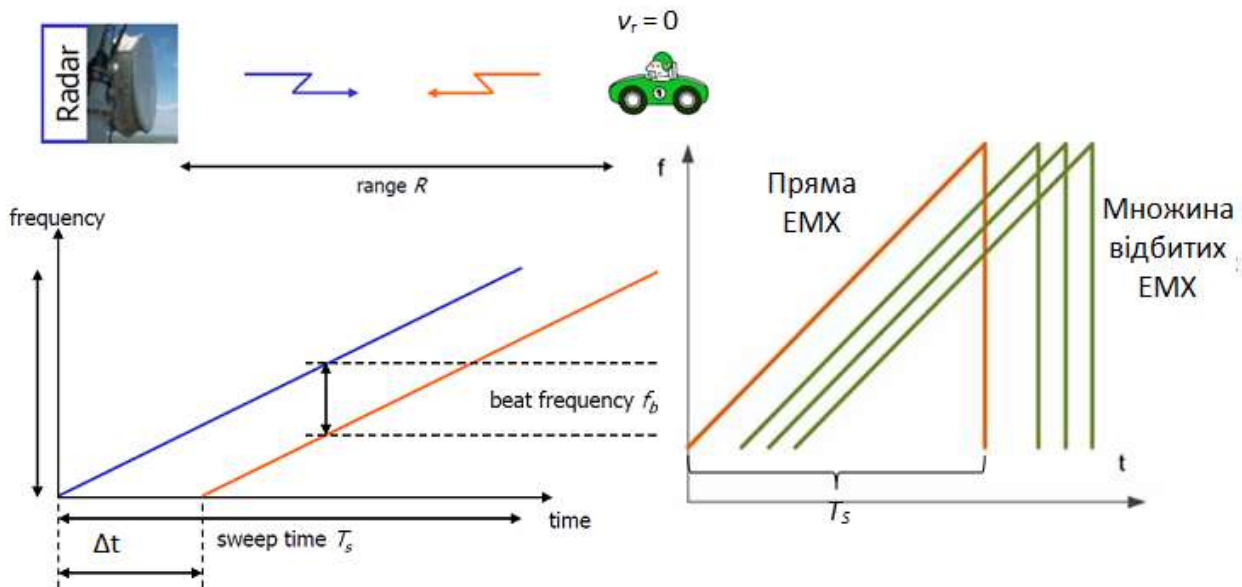


Рис. 2.6. Принцип вимірювання відстані за допомогою FMCW-радару: T_s — тривалість свіпу (зондуючого сигналу); Δt — часова затримка між ЕМХ, що випромінюється та приймається; f_b — частота биття

Основні особливості FMCW-радарів [24]:

- можливість вимірювання дуже малих відстаней до цілі (мінімальна вимірювана дальність порівнянна з довжиною хвилі, що випромінюється);
- можливість одночасного виміру дальності до цілі та її відносної швидкості;
- дуже висока точність виміру дальності;
- у приймальному тракті радару обробка сигналів після змішувача виконується в діапазоні низьких частот, що суттєво спрощує реалізацію схем обробки;
- найкраща безпека з точки зору впливу електромагнітного випромінювання на людину та живі істоти через відсутність імпульсного випромінювання з великою імпульсною потужністю.

Основні принципи вимірювань за допомогою FMCW-радару полягають у наступному:

- вимірювання дальності R виконується шляхом порівняння частоти прийнятого відбитого сигналу з еталонем (як правило, безпосередньо з частотою випромінюваного сигналу). Різниця цих частот називається частотою биття f_b .

- Тривалість випромінюваного (зондуючого) сигналу T_s значно більша, ніж інтервал прийому ехо-сигналу для діапазону дальностей, що підлягають вимірюванню.

Основними структурними елементами FMCW-радару є прийомопередавач і блок управління з мікропроцесором [21-26]. Прийомопередавач являє собою компактний модуль і зазвичай включає в себе смужкову антену (патч-антену), що виконана у вигляді окремих (передавальної та приймальної) антен. Коливання високої частоти виробляються генератором, керованим напругою. Генератор підключається безпосередньо до антени або, при необхідності, сигнал його виходу може додатково підсилитися. Частина потужності високочастотного коливання відводиться і подається на змішувач, в якому виконується перетворення зі зниженням частоти прийнятого та підсиленого ехо-сигналу у смузі частот модулюючого сигналу (рис. 2.7).

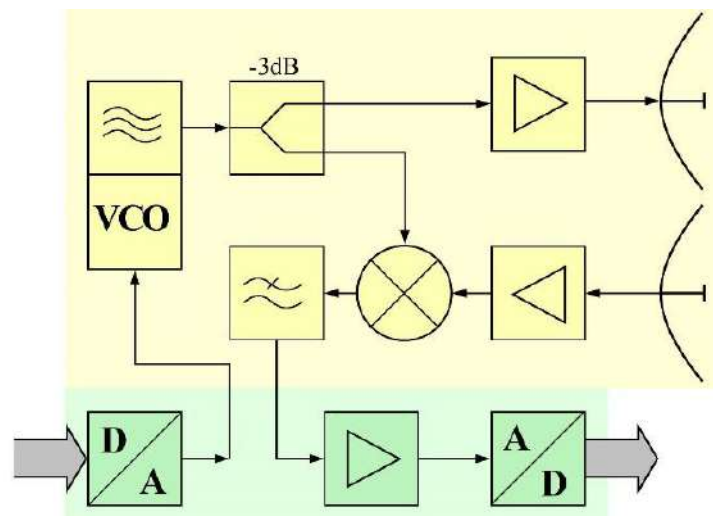


Рис. 2.7. Структурна схема FMCW-радару:

VCO — ГКН (генератор, керований напругою); A/D — аналого-цифровий перетворювач; D/A — цифро-аналоговий перетворювач

Плата управління містить мікропроцесор, який управляє приймачем і перетворює ехо-сигнали в цифрову форму, а також (як правило, через USB-інтерфейс) забезпечує з'єднання з персональним комп'ютером або ноутбуком. За допомогою цифро-аналогового перетворювача формується напруга, що управляє генератором. Напруга з виходу змішувача оцифровується.

Якщо використовується одна антена, то через особливості методу (одночасне випромінювання та прийом) у схемі FMCW-радіолокатора необхідний феритовий циркулятор для поділу випромінюваного та прийнятого сигналів. Однак в даний час, із застосуванням смужкових антен, схема з окремими передавальною та приймальною антенами виявляється дешевшою. На загальній підкладці безпосередньо один над одним розміщуються випромінюючі антенна решітка і приймальна антенна решітка. Напрями поляризації антен часто орієнтують під кутом 180° один відносно іншого. Пряму перехресну заваду (тобто позитивний зворотний зв'язок між антенами), як правило, зменшують установкою додаткової пластини, що екранує. Оскільки вимір полягає у визначенні різниці частот між випромінюваним і прийнятим сигналами, сигнал, породжений зворотним зв'язком, може бути придушений оскільки має дуже малу різницю частот з випромінюваним.

У режимі простого радіолокатора безперервного випромінювання може оброблятися лише доплерівська частота. Вона може набувати значення лише до 16,5 кГц, що, при використанні працюючого в К-діапазоні (близько 24 ГГц) FMCW-приймача, відповідає швидкостям до 360 км/год. Тому у якості мікропроцесора можна використовувати простий стерео аудіопроцесор, який виробляється у великих кількостях і використовується, наприклад, в звукових картах для побутових комп'ютерів. Навіть за реалізації методу прямокутної модуляції можливе використання такого процесора.

На відміну від цього приймач FMCW-радару повинен забезпечувати обробку у всьому діапазоні частот, що випромінюються. У такому випадку в сигналі очікуються частоти від 250 МГц і більше. Це посилює вимоги до ширини смуги пропускання наступного підсилювача і частоти дискретизації аналого-цифрового перетворювача (АЦП). Таким чином, плата обробки сигналів для FMCW-радіолокатора виявляється значно дорожчою, ніж для простого радіолокатора безперервного випромінювання.

В даний час на ринку є багато недорогих FMCW-радіолокаційних датчиків або FMCW-радіолокаційних модулів у вигляді ІМС, що містять повністю прийомопередавач з вбудованою смужковою антеною решіткою.

Прикладом такої ІМС може бути радарний модуль TRX_024_06 [26] виробництва компанії SiliconRadar з вихідною потужністю до +6 дБм. Цей чіп працює в К-діапазоні (24,0–24,25 ГГц) і може використовуватися як датчик для вимірювання швидкості та відстані. Закон модуляції або зміни частоти визначається керуючою напругою, що подається із зовнішнього ланцюга від синтезатора частоти. Це може бути фіксована напруга (модуль працює як простий радіолокатор безперервного випромінювання), або напруга, що формується процесором і цифро-аналоговим перетворювачем (ЦАП). Сигнал на виході змішувача приймача зазвичай представля-

ється у вигляді квадратурних складових I і Q і має бути суттєво підсилений перед аналого-цифровим перетворенням.

Якщо частота змінюється за лінійним законом в широкому діапазоні, то дальність до цілі може бути визначена простим порівнянням частот випромінюваного і прийнятого сигналів. Різниця частот $\Delta f = f_b$, тобто частота биття, пропорційна дальності R . Оскільки може бути виміряно тільки абсолютне значення частоти f_b (не існує негативних значень частот), результат вимірювання буде позитивним як при використанні ЛЧМ-сигналу з частотою, що лінійно наростає, так і для ЛЧМ-сигналу з лінійно-спадною частотою (у статичному випадку, коли не виникає ефект Доплера). Дійсно, нехай радар випромінює ЛЧМ-сигнал $S_{\text{тх}}(t)$ у вигляді ЕМХ, що поширюється у просторі зі швидкістю світла $c_0 = 3 \cdot 10^8$ м/с [27]

$$S_{\text{прд}}(t) = \cos \left(2\pi t \left(\frac{B}{2T_s} t + f_{\text{мін}} \right) \right), \quad (2.1)$$

де B — ширина смуги частот ЛЧМ-сигналу; T_s — тривалість свіпу (зондування) пилоподібного імпульсу; $f_{\text{мін}}$ — початкова частота свіпу.

Прийнятий радаром ЛЧМ-сигнал, ЕМХ якого відбилася від нерухомого об'єкту (цілі), що розташований на відстані R від радара, надходить із затримкою $\Delta t = 2R/c_0$ і має вигляд

$$S_{\text{прм}}(t) = \cos \left(2\pi (t - \Delta t) \left(\frac{B}{2T_s} (t - \Delta t) + f_{\text{мін}} \right) \right). \quad (2.2)$$

Переданий $S_{\text{прд}}(t)$ та прийнятий $S_{\text{прм}}(t)$ сигнали згідно рис. 2.5 надходять на змішувач, на виході якого формується компонента різницевої частоти f_b — частоти биття. Використовуючи модель ідеального змішувача частот, який працює як перемножувач сигналів $S_{\text{прд}}(t)$ та $S_{\text{прм}}(t)$, та видаливши небажані компоненти за допомогою фільтра нижньої частоти отримаємо, що сигнал биття матиме наступний вигляд

$$S_b(t) = \cos \left(2\pi \left(\frac{B}{T_s} (\Delta t \cdot t) + \frac{B}{2T_s} \Delta t^2 + f_{\text{мін}} \Delta t \right) \right), \quad (2.3)$$

Оскільки при використанні ЛЧМ-сигналу високоточні вимірювання обмежуються невеликими відстанями (декілька метрів), час затримки ЕМХ Δt має порядок $\approx 10^{-9}$ с, тоді при тривалості свіпу в районі $T_s \approx 1$ мс можна знехтувати другим доданком у виразі (2.3) під знаком косинуса,

тобто прийняти параметр $\frac{B}{2T_s}\Delta t^2 \approx 0$. Тоді, вираз (2.3) можна записати у більш спрощеній формі

$$S_b(t) = \cos\left(2\pi\left(\frac{B}{T_s}(\Delta t \cdot t) + f_{\min}\Delta t\right)\right) = \cos(2\pi f_b t + \varphi_b). \quad (2.4)$$

де $f_b = (B/T_s)\Delta t$ — частота биття.

З аналізу (2.4) можливі наступні підходи до визначення дальності R до цілі: 1) оцінювання частоти; 2) оцінювання фази; 3) комбінований [27].

Відповідно до першого підходу оцінивши в приймачі частоту биття f_b , можна розрахувати відстань (груба оцінка) до цілі, користуючись наступним рівнянням

$$R = \frac{c_0\Delta t}{2} = \frac{c_0 T_s f_b}{2B}. \quad (2.5)$$

Оскільки смуга пропускання B і час розгортки T_s ЛЧМ-сигналу — це фіксовані параметри системи, точність вимірювання дальності R до цілі в основному залежить від точності оцінка частоти биття. Відповідно до стандартного методу, частота биття отримується шляхом перетворення сигналу биття $S_b(t)$ з часової області в частотну область за допомогою швидкого перетворення Фур'є (ШПФ). Точність оцінка частоти биття обмежена розміром вибірки (елементу дискретизації) ШПФ, яка, у свою чергу, залежить від частоти дискретизації та довжина вибірки ШПФ.

Відповідно до другого підходу точне оцінювання дальності R до цілі виконується шляхом додаткового оцінювання фази сигналу биття, що визначається як $\varphi_b = 2\pi f_{\min} t$, яку можна розглядати як другий компонент у виразі (2.4). На основі інформації про фазу φ_b , точне положення цілі $R_{\text{точн}}$ може оцінюватися як

$$R_{\text{точн}} = \frac{\varphi_b c_0}{4\pi f_{\min}}. \quad (2.6)$$

Точність визначення дальності до цілі в ЛЧМ-радарі на основі застосування інформації про фазу φ_b зазвичай на декілька порядків вища за точність визначення цієї ж самої дальності на основі інформації про частоту биття f_b .

Оскільки однозначний діапазон оцінки фази зазвичай відповідає половині довжини хвилі, потрібно поєднати підходи щодо грубої та точної оцінки дальності до цілі для того, щоб визначити абсолютне положення цілі — комбінований спосіб.

Важливо зауважити, що оцінка фази φ_b може забезпечити високу точність оцінки дальності лише тоді, коли початкова груба оцінка дальності має точність, кращу за $\lambda/2$. Для цього тому весь діапазон вимірювання да-

льності до цілі ділиться на n частин, де кожна ділянка має довжину $\lambda/2 = c_0/(2f_{\min})$. Положення цілі спочатку визначається за оцінкою частоти биття f_b відповідно до (2.5). Це дає можливість правильно визначити номер i -ої ділянки ($i = \overline{1, n}$) загального діапазону дальностей, в якому знаходиться ціль. Абсолютне положення цілі в межах i -ої ділянки діапазону оцінюється на основі оцінки фази φ_b , як зазначено в (2.6). Тому фактичну дальність R_{abc} до цілі можна представити наступним виразом [27]

$$R_{abc} = i \frac{c_0}{2f_{\min}} + R_{точн} \quad (2.7)$$

Якщо об'єкт, що відбиває ЕМХ, має радіальну швидкість v_r відносно радару антени, то ехо-сигнал отримує доплерівську добавку частоти f_D (викликану цією швидкістю). У цьому випадку радіолокатор вимірює не тільки збільшення частоти f_b відносно поточної частоти (викликані запізненням відбитого сигналу), але і додаткове доплерівське зміщення частоти $f_D = 2v_r/\lambda$ (викликане радіальним рухом цілі), тобто $\Delta f = f_b \pm f_D$ (рис. 2.8).

Графік лінійної пилоподібної зміни частоти показаний на рис. 2.8. Ехо-сигнал має такий самий закон зміни частоти, що й випромінюваний сигнал, і запізнення в часі відносно нього на часовий інтервал Δt . Внаслідок цього виникає частота биття — різниця між фактичною частотою випромінюваного сигналу і частотою ехо-сигналу, що визначає відстань до цілі. Доплерівська добавка частоти f_D зрушуватиме частоту всього ехо-сигналу або у бік збільшення (при наближенні цілі до радіолокатора) або у бік зменшення (при віддаленні від радіолокатора) [16].

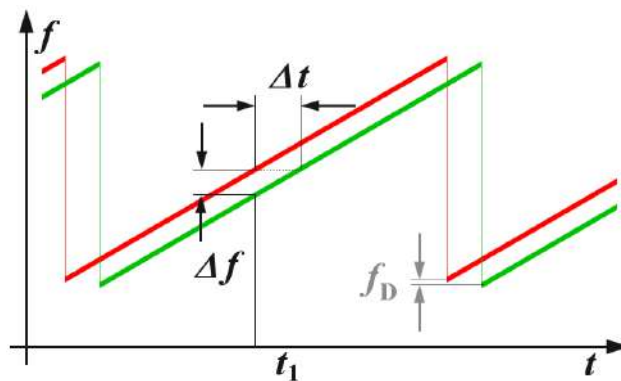


Рис. 2.8. Принцип вимірювання відстані за допомогою FMCW-радару (для випадку, коли ціль віддаляється від радару зі швидкістю v_r) при застосуванні пилоподібної модуляції

За пилоподібної модуляції неможливо розділити дві частоти у приймачі. Таким чином, доплерівська добавка частоти f_D виявлятиметься лише у вигляді помилки вимірювання відстані. При виборі оптимального розмаху частоти можна апріорі розглядати доплерівські частоти

порівнянними з роздільною здатністю або щонайменше вважати, що похибка вимірювання мала, наскільки це можливо.

При застосуванні трикутної модуляції у радарі вимірюється тільки сума або різниця (залежно від напрямку руху цілі та напрямку лінійної модуляції сигналу) між різницею частот f_b , як носієм інформації про дальність до цілі, і доплерівською частотою, як носієм інформації про швидкість. Якщо вимірювання виконується протягом спадаючого краю зубця пилки (рис. 2.9), і об'єкт, що відбиває ЕМХ, наближається (віддаляється від) до радара, то частота відбитого сигналу додатково збільшується (зменшується) на величину доплерівського зміщення. У цьому випадку, якщо вимірювання виконується за допомогою трикутного сигналу, показаного на рис. 2.9, прийнятий сигнал (червона лінія) зміщується не тільки на величину часу запізнення вправо, але також на частоту доплерівського зміщення вгору (вниз). Виміряна різниця частот між випромінюваним та відбитим сигналами буде більша (менша) на величину доплерівської добавки f_D ніж різниця частот, викликана тільки запізненням сигналу [25].

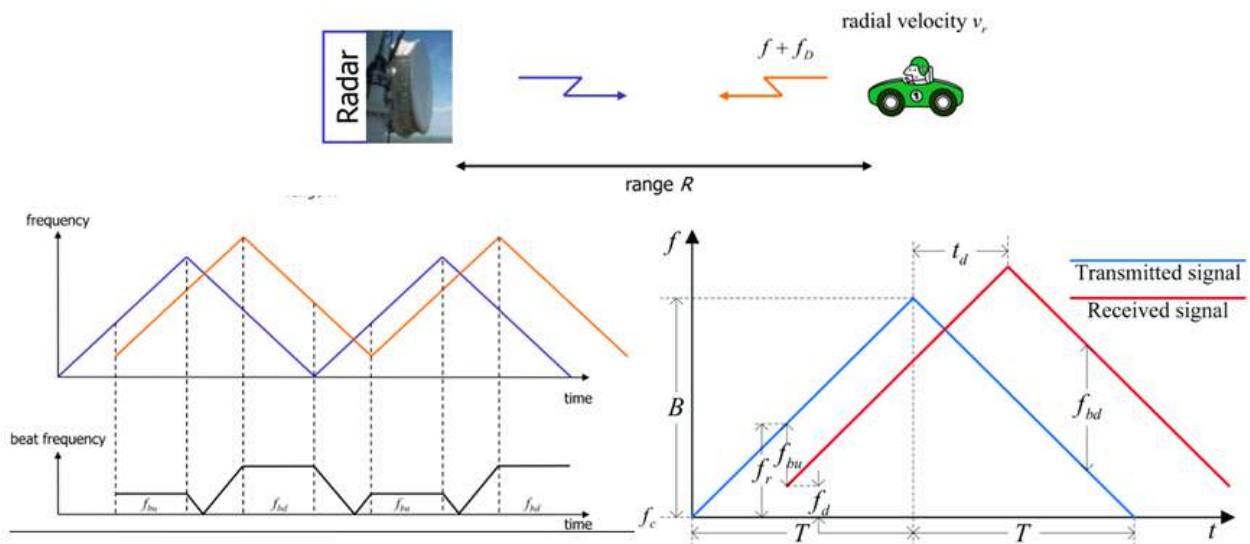


Рис. 2.9. Принцип вимірювання відстані за допомогою FMCW-радару (для випадку, коли ціль наближається до радара зі швидкістю v_r)

Таким чином, доплерівська добавка зміщує ехо-сигнал по висоті, вздовж осі ординат (червона лінія рис. 2.9). Виникає сума різниці частот f_b і доплерівської частоти f_D . Це дає можливість, незважаючи на наявність доплерівського зсуву частоти, для точного вимірювання відстані, яка полягає в арифметичному усередненні результатів вимірювань по різних напрямках трикутної зміни частоти. У той же час за двома вимірюваннями f_{bu} та f_{bd} може бути визначено точне значення доплерівської частоти. Різниця між двома різницями частот дорівнює подвоєній частоті Допплера. Однак, оскільки в кожен момент вимірювання може виконуватися тільки для однієї різниці частот, то для визначення доплерівської добавки час-

тоти потрібна цифрова обробка сигналів із збереженням проміжних результатів.

Згідно з рис. 2.9, можна записати наступні співвідношення для частот биття, що вимірюються для зростаючої та спадаючої ділянок при застосуванні трикутного закону модуляції

$$f_{bu} = f_b m f_D, \quad (2.8)$$

$$f_{bd} = f_b \pm f_D. \quad (2.9)$$

У вищенаведених формулах знаки «-» та «+» беремо для випадку, коли ціль наближається до радару, і, відповідно беремо знаки «+» та «-» для випадку, коли ціль віддаляється від радару.

У свою чергу доплерівський зсув частот, обумовлений рухом цілі з радіальною швидкістю V_r відносно радару, визначається класичною формулою

$$f_D = \frac{2V_r}{\lambda}. \quad (2.10)$$

Вимірявши в приймачі радарного пристрою частоти биття f_{bu} та f_{bd} для зростаючої та спадаючої ділянок при застосуванні трикутного закону модуляції з урахуванням виразів (2.5), (2.8) та (2.9), можна записати наступні співвідношення для оцінювання частоти биття, частоти доплерівського зсуву, дальності до цілі та її радіальної швидкості [25]:

$$f_b = \frac{1}{2}(f_{bu} + f_{bd}), \quad (2.11)$$

$$f_D = \frac{1}{2}(f_{bd} - f_{bu}), \quad (2.12)$$

$$R = \frac{c_0 T_s}{4B}(f_{bu} + f_{bd}), \quad (2.13)$$

$$v_r = \frac{\lambda}{4}(f_{bd} - f_{bu}). \quad (2.14)$$

Відповідним вибором величини зміни частоти сигналу в одиницю часу може бути встановлена роздільна здатність радіолокатора по дальності, а вибором тривалості ділянки наростання може бути встановлена максимальна однозначно вимірювана дальність.

Максимальна дальність, що однозначно вимірюється, визначається необхідним часовим перекриттям (запізненням) прийнятого і випромінюваного сигналів. Вона зазвичай набагато більша за значення дальності, що визначається енергетичним потенціалом радіолокатора, тобто обмеженнями через втрати у вільному просторі.

Наприклад, конкретний радіолокатор з лінійною зміною частоти тривалістю $T_S = 1$ мс теоретично може забезпечити однозначне вимірювання дальності в діапазоні до 150 кілометрів. Це значення визначається перекриттям випромінюваного сигналу і ехо-сигналу (рис. 2.9), необхідним для отримання достатнього часу для вимірювання різниці частот. Значна частина цього діапазону дальності не досягається ніколи через невисоку потужність передавача. Тому завжди залишається достатній інтервал часу для вимірювання різниці частот.

Для роздільної здатності FMCW-радару за дальністю визначальним фактором є ширина спектра B випромінюваного сигналу ЛЧМ-сигналу. Роздільна дальність FMCW-радару визначається наступним співвідношенням [24, 27]:

$$\Delta R = \frac{c_0}{2B}. \quad (2.15)$$

Роздільна здатність діапазону є визначальним параметром, якщо є необхідність розрізнити кілька цілей одна від одної, і з цієї причини використання широкої смуги частот є вкрай бажаним. Використання широких смуг частот дає можливість вимірювати невеликі відстані в околицях датчика, оскільки в цьому випадку перша ціль, якою зазвичай є сама антена, або відбиття від лінзи можна бути чітко відокремлена від тієї цілі, дальність до якої потрібно виміряти.

Якщо максимальна зміна частоти для модуляції передавача становить $B = 250$ МГц, то при такій крутості частотного спектра сигналу різниця частот $\Delta f = f_b = 1$ кГц відповідає запізненню $\Delta t = 4$ нс, що, у свою чергу, відповідає роздільній здатності по дальності $\Delta R = 0,6$ м.

Цей приклад показує вражаючу перевагу такого типу радіолокатора (FMCW): необхідність вимірювання різниці в часі в 4 наносекунди в імпульсному радіолокаторі призведе до значних технічних ускладнень. У той час, як виміряти різницю частот в 1 кГц значно простіше, оскільки вона знаходиться в діапазоні низьких частот.

Як і для будь-якого іншого радіолокатора, у FMCW-радарі, крім виділеної смуги частот, ширина променя антени визначає роздільну здатність по кутових координатах при виявленні об'єктів.

2.3.1. Радарні модулі терагерцового діапазону від компанії SiliconRadar. Основні галузі застосування радарних модулів SiliconRadar терагерцового діапазону

Компанія SiliconRadar заснована в 2006 році у Франкфурті-на-Одері (Німеччина). Вона спеціалізується на виробництві інтегральних мікрос-

хем, радарних модулів, приймачів і їх вузлів (керовані генератори (ГКН), малошумливі підсилювачі (МШП), змішувачі для перетворення частоти вниз/вгору) міліметрового та терагерцового діапазонів як для неліцензованих ISM-діапазонів 24-24,25; 61-61,5; 122-123; 244-246 ГГц, так і за їх межами.

Компанія SiliconRadar володіє високим науковим потенціалом. При загальному штаті щонайменше 30 осіб в ній працюють шість докторів наук. Список їх наукових робіт наведено на сайті [28-31, 52].

З 2010 року компанія бере участь у європейських проєктах спільного фінансування [32]:

- ELIRAD (Everyday Life RADar Sensors For Transportation) — радарний датчик для транспорту на «кожен день»; мініатюрний радарний датчик на 120 ГГц;

- NANOTEC — матеріали з наноструктурою для технологій RF MEMS RFIC/ММІС для високоадаптивних систем; 10...24ГГц фазовані антенні решітки (ФАР) для аерокосмічної техніки; МШП / підсилювач потужності (ПП) на 71-86 ГГц для передачі даних «точка-точка»Е-діапазону, що перебудовується; високочутливий 94 ГГц приймач для побудови зображень; активний радарний 140 ГГц модуль;

- SUCCESS (Silicon based Ultra Compact Cost-Efficient System design for mmw-Sensors) — компактні недорогі сенсори на кремнієвій технології;

- DIFFERENT (DIgital beam Forming For low-cost multi-static spacEboRnE syNthetic aperTure radar) — бюджетний радар з цифровою синтезованою апертурою формування променя;

- E3Network — дизайн приймача Е-діапазону (60-90 ГГц) для транзитної інфраструктури телекомунікаційних мереж майбутнього;

- CATRENE RF2Thz — широкопasmовою системою на 240 ГГц з відмінною просторовою роздільною здатністю, 77/120-ГГц автомобільні радари, бездротова мережа 60 ГГц, 400-Гбіт система для волоконної оптики;

- FAST IMAGING — надширокопasmовий радар з архітектурою OFDM-MIMO, 4-40 ГГц.

Завдяки цим проєктам Silicon Radar має зв'язки з інститутами Фраунгофера, Хінце Никсдорфі Лейбніца, університетом в Ульмі, компаніями Airbus, Sivers-IMA і іншими науковими і виробничими організаціями як в Німеччині, так і за її межами. Компанія бере активну участь в регіональних та міжнародних виставках: Sensor + Test, Industrial Automotion, Electronica, EuMW, ESA Industry Space Days.

У 2013 році Silicon Radar отримала інвестицій на 800 тис. євро і запустила свої радарні модулі на 24 ГГц в масове виробництво.

Ключові клієнти — Garmin, всесвітньовідомий виробник навігаційного обладнання, Hella KGaA Hueck & Co., провідний світовий виробник в області світлотехніки та електроніки для автомобільної промисловості.

Компанія застосовує SiGe BiCMOS-процеси 0,13 і 0,25 мкфаба IHP, який бере участь в європейському проєкті DOTFIVE. Його мета — розробка мікросхем до 0,5 ТГц.

Декілька років назад компанія Silicon Radar запустила в серійне виробництво прийомопередавачі (радарні модулі) на 122 ГГц: TRX_120_001 та TRA_120_002.

Компанія SiliconRadar є лідером на ринку виробництва лінійки радарних модулів для ISM діапазонів в межах 24-122 ГГц. Характеристики радарних модулів компанії SiliconRadar зі надширокопосмуговим переналаштуванням по частоті надані в табл.2.1 [34-35].

Таблиця 2.1

**Характеристики ІМС радарних модулів,
що розроблені компанією SiliconRadar**

TRX_024_007	1/1	Зовнішні	22,8–26,4	4,17	3,6	QFN-20
T2R4_024_020	2/4	Зовнішні	22,7–26,3	4,17	3,6	QFN-32
TRX_060_011	1/1	Зовнішні	58,31–63,91	5,68	2,68	Кристал
TR2_060_010	1/2	Зовнішні	58,31–63,91	5,68	2,68	Кристал
T4R4_060_029	4/4	Зовнішні	55,5–64,6	9,1	1,65	Кристал
TRX_120_001	1/1	Вбудовані	119,3–125,8	6,5	2,31	QFN-56
TRA_120_002	1/1	Вбудовані	119,3–125,8	6,5	2,31	QFN-32
TRA_120_031	1/1	Вбудовані	117,4–142,3	24,9	0,6	QFN-32
TRA_300_030	1/1	Вбудовані	287–328,5	41,5	0,36	QFN-28
TRX_024_007	1/1	Зовнішні	22,8–26,4	4,17	3,6	QFN-20
T2R4_024_020	2/4	Зовнішні	22,7–26,3	4,17	3,6	QFN-32
TRX_060_011	1/1	Зовнішні	58,31–63,91	5,68	2,68	Кристал
TR2_060_010	1/2	Зовнішні	58,31–63,91	5,68	2,68	Кристал

При використанні ІМС радарних модулів в ЛЧМ–радарях вдається досягти високої точності визначення відстані до об’єкта. Використання фазової інформації при обробці ЛЧМ-сигналу дозволяє отримати субміліметрову точність.

Компанією SiliconRadar створений спеціальний демонстраційний стенд на основі EvalkitSiRadSimple. Він допомагає верифікувати дані, отримані за допомогою радару 122 ГГц по каліброваному мікронному зміщенню сталевий пластини. Досягнута за допомогою радару точність дозволяє також ідентифікувати серцебиття і дихання на відстані [33]

При трикутному ЛЧМ–сигналі можна визначити одразу швидкість і відстань, а також напрямлення руху об’єкта з високою точністю всього лише за декілька мілісекунд [21-26]. При необхідності отримати вузький промінь з шириною діаграми спрямованості антен (ДСА) до 2–4° можна використати пластикові лінзи, які розширюють дальність дії радару до

40–100 м в залежності від розмірів об'єкта та його властивостей щодо відбиття хвиль терагерцового діапазону.

Мікросхеми антен типу МІМО з багатоканальним прийомом дозволяє також отримати хорошу роздільну здатність по азимуту — до $0,75^\circ$. Радари на міліметрових та терагерцових хвилях компактні і практично не мають мертвої зони. Швидке переналаштування по частоті передбачає виконання декількох сотень змін в секунду, що важливо при спостереженні за об'єктами, що швидко змінюються.

Для скорочення витрат і часу на розробку компанія SiliconRadar випускає демонстраційні плати (EvolutionBoard) і комплекти для всіх ІМС [29, 32-35]. Плати і комплекти скорочують витрати на виготовлення прототипів, дозволяють швидко верифікувати параметри мікросхем і оцінити реалізованість конкретного проекту замовника. Найбільш універсальним рішенням є комплект розробника EvakitSiRadEasy [35], який завдячуючи змінним модулям дозволяє розпочати роботу майже зі всіма мікросхемами, що випускаються компанією у межах 24–300 ГГц.

Основні галузі застосування радарних модулів SiliconRadar терагерцового діапазону

Радарні модулі компанії SiliconRadar знаходять своє застосування там, де потрібні відносно недорогі, мініатюрні, не схильні до впливу клімату/погоди, швидкодіючі та високоточні сенсори, деякі приклади (насправді їх значно більше перерахованого), а саме [29, 35, 36]:

1) «Розумне місто»:

- управління інформаційними дисплеями;
- управління автомобільними паркуваннями;
- управління дорожнім рухом;
- безперервний моніторинг дефектів дорожнього полотна;
- контроль кількості пасажирів керованого автопілотами громадського транспорту;
- допомога водію транспорту (помічники паркування, контроль «сліпих зон», автопілоти).

2) «Розумне виробництво» та робототехніка:

- неруйнівний контроль виробів з неметалічних матеріалів (наприклад, товщина пластикових труб після екструзії);
- безперервний контроль якості пофарбованих металевих поверхонь;
- безперервний контроль наявності сторонніх матеріалів/предметів на конвеєрі;
- прецизійні рівнеміри;
- неперервний контроль форми поверхні різних об'єктів;

– технічний зір роботів — дистанційне визначення положення оброблених деталей та обробних інструментів (точність менше 1 мм на дистанціях до 20 м);

– контроль навколишнього простору промислових роботів для запобігання зіткненням з людьми;

– управління автоматизованими складами та автономними системами подачі до конвеєрів вузлів/деталей/витратних матеріалів.

3) Охорона здоров'я та охорона праці:

– безперервний дистанційний контроль дихання та пульсу пацієнта;

– безперервний дистанційний контроль незвичайних рухів лежачих хворих;

– визначення наявності токсичних і горючих газів, а також кількості кисню в повітрі приміщень за допомогою НВЧ-газоаналізаторів;

– дистанційний контроль переміщення людей у приміщеннях та коридорах;

4) «Розумне сільське господарство»:

– дистанційний неруйнівний контроль стану лопатей вітрогенераторів;

– дистанційний контроль вологості ґрунту;

– точне позиціонування сільськогосподарських механізмів;

– дистанційний контроль ступеня зрілості врожаю;

– контроль дерев у важкодоступних лісах за допомогою датчиків на дронах;

5) Спорт:

– відстеження траєкторій польотів таких об'єктів, як м'ячі, стріли, диски;

– допомога арбітрам в іграх з м'ячем;

– моніторинг у реальному часі активності мускулатури спортсмена.



Рис. 2.10. Пристрої провідних світових виробників на основі ІМС компанії Silicon Radar

На рис. 2.10 представлені розробки провідних світових виробників, показані на стенді компанії SiliconRadar під час виставки EuMW-2019 у Парижі: рівнеміри 24, 122 ГГц компанії Anlysun (Китай); велосипедні радари Garmin (США); радар для сільського господарства BaumerElectricAG (Швейцарія); радар для визначення якості дорожнього покриття Streetscan (США), радар для відстеження польоту м'ячика для гольфу. Безсумнівно, мікросхеми компанії SiliconRadar знайдуть застосування і в Україні [36].

2.3.2. Прийомопередавачі для діапазону 122 ГГц.

Радарні модулі TRX_120_001 та TRA_120_002 та TRA_120_045

2.3.2.1. Радарні модулі TRX_120_001 та TRA_120_002

На даний момент компанія SiliconRadar пропонує два основні прийомопередавачі (радарні модулі, трансивери) для діапазону 122 ГГц у вигляді ІМС: TRX_120_001 (рис. 2.11) та TRA_120_002 [37, 38] (рис. 2.12).

Ці мікросхеми містять найскладніші елементи схеми, у тому числі приймач, передавач, частотний генератор та підсилювачі.

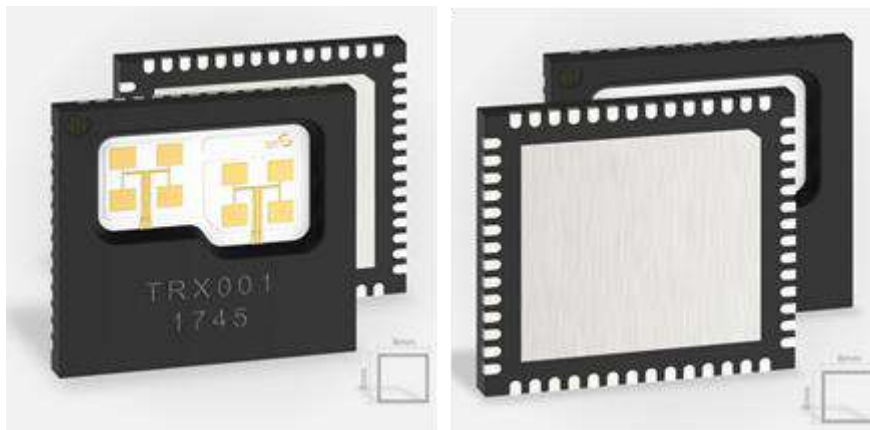


Рис. 2.11. Зовнішній вигляд ІМС TRX_120_001

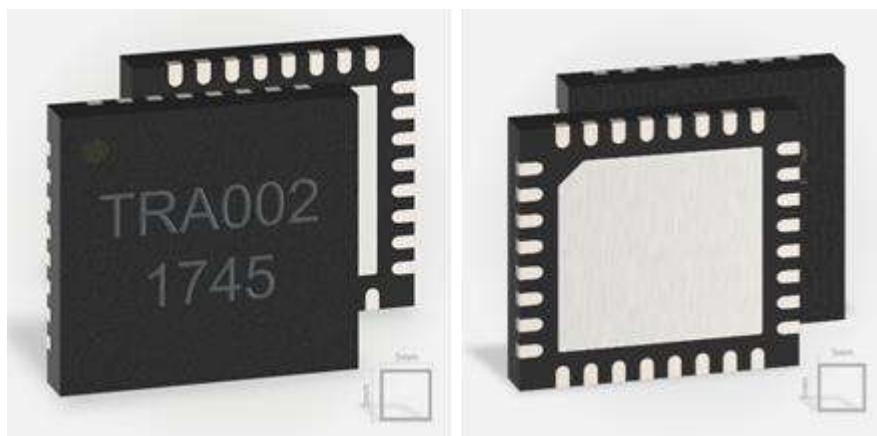


Рис. 2.12. Зовнішній вигляд ІМС TRA_120_002

Мікросхеми TRX_120_001 і TRA_120_002 є інтегральними приймачами, виробленими за кремнієво-германієвою BiCMOS — технологією SG13S від IHP GmbH. Обидва трансивери мають робочу частоту випромінювання 120 ГГц і уже декілька років випускаються серійно, що говорить про відпрацьовану технологію і високий рівень якості. Вони виготовляються в корпусах QFN і мають вбудовані антени, що дозволяє суттєво зекономити на розробці антен і постановці їх у виробництво. Бажана діаграма направленості з кутом розкриття до 2–4° може бути отримана за допомогою недорогої пластикової лінзи. Мікросхеми здатні працювати в режимі випромінювання та приймання неперервного гармонійного сигналу (CW), а також у режимі випромінювання та приймання ЛЧМ-сигналу (FMCW) із шириною модуляції сигналу від 800 МГц до 6,5–7 ГГц [37, 38]. Типове значення переналаштування в смузї частот 6,5 ГГц складає приблизно за 1 мс, що відповідає розділовій здатності по дальності 2,31 см.

Порівняльна характеристика основних параметрів ІМС TRX_120_001 і TRA_120_002 представлена в табл. 2.2.

Таблиця 2.2

Мікросхеми TRX_120_001 і TRA_120_002 для діапазону ISM 122 ГГц компанії SiliconRadar

Назва ІМС	Тип	Частота, ГГц		Живлення		Вихідна потужність, дБм	Підсилення МШП, дБ	Поставляється у вигляді кристалу	Корпус	Розмір корпусу, мм
		min	max	Напруга живлення, В	Струм, мА					
TRX_120_001	Прийомо-передатвач	119,3	125,8	3,17–3,43	112–125	3	8–10	Так	QFN-56	8×8
TRA_120_002	Прийомо-передатвач	119,3	125,8	3,17–3,43	112–125	3	8–10	Так	QFN-32	5×5

Інтегральна мікросхема радарного модуля TRX_120_001 містить передавальну та приймальну антени, які виконані на керамічній підкладці, що вбудована в корпус QFN-56 (8×8 мм). У місці розташування обох антен зверху корпусу видалено пластик для отримання кращих характеристик, і антени добре видно. Обидві антени складаються з 4-х мікросмужоквих елементів (рис. 2.13 — рис. 2.14) [37].



Рис. 2.13. Зовнішній вигляд ІМС радарного модуля TRX_120_001 в корпусі

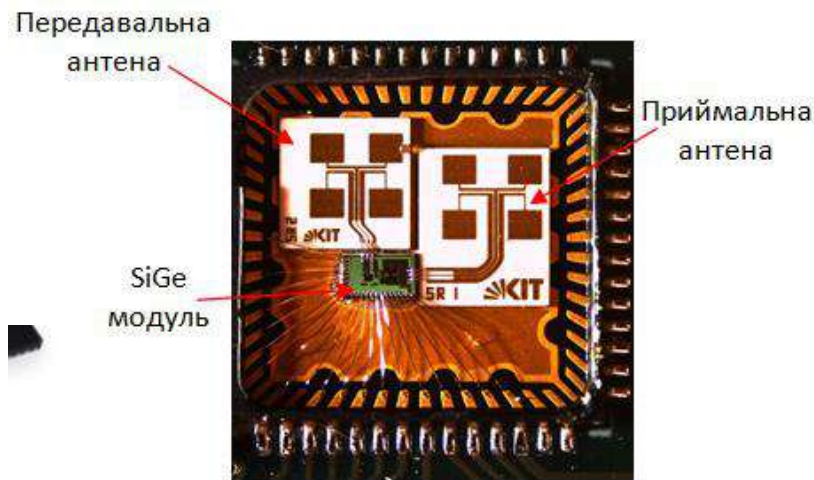


Рис. 2.14. Зовнішній вигляд ІМС радарного модуля TRX_120_001 без корпусу

Інтегральна мікросхема радарного модуля TRA_120_002 містить передавальну і приймальну антени, які виконані в єдиному техпроцесі на кристалі (рис. 2.15). Вони представляють собою два напівхвильових вібратори, і їх діаграма спрямованості ширша в порівнянні з першою мікросхемою, а сам чіп дешевший у виробництві. Мікросхема TRA_120_002 випускається в корпусі QFN-32 [38].

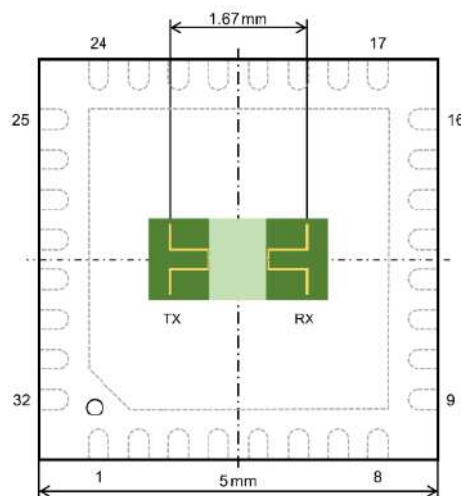


Рис. 2.15. Розташування передавальної (TX) та приймальної (RX) антен у середині ІМС TRA_120_002

Використання ІМС TRX_120_001 і TRX_120_002 істотно спрощує проектування приймально-передавального модуля для високочастотних систем наведення і керування, оскільки ці ІМС вже містять у своєму складі найбільш високочастотні елементи схеми (рис. 2.16), а саме: МШП (LNA), квадратурні мікшери, поліфазні фільтри, керований напругою генератор (ГКН, VCO) на частоту 60 ГГц, дільник частоти з коефіцієнтом поділу $K_d = 32$, приймальну та передавальну антену. Відбитий від об'єкта ЛЧМ-сигнал, підсилюється за допомогою МШП і перетворюється по частоті вниз за допомогою квадратурного змішувача, при чьому у якості гетеродину застосовується той же самий ГКН, що й для формування сигналу, який випромінюється радарним модулем. Вихідні аналогові сигнали проміжної частоти IF_{Ip} , IF_{In} , IF_{Qp} , IF_{Qn} приймального каналу будуть містити інформацію про відстань до об'єкта а також швидкість його переміщення відносно радарного модуля [37, 38].

Аналогові входи $Vt0-Vt3$, виходи $divn$, $divp$ дільника частоти та зовнішня схема ФАПЧ дозволяють мікросхемам працювати в режимі FMCW. Якщо використовується сигнал із фіксованою частотою, то мікросхема працює у режимі CW.

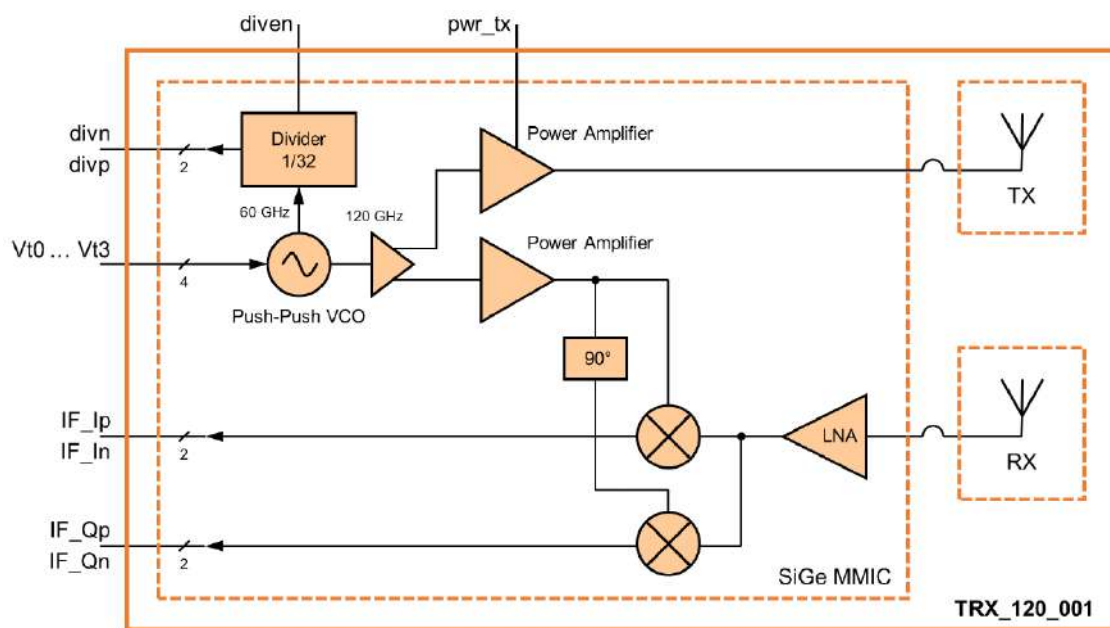


Рис. 2.16. Структурна схема ІМС радарних модулів TRX_120_001 та TRA_120_002

Типова схема включення ІМС TRX_120_001 та TRA_120_002 представлена на рис. 2.17. За задумом інженерів Silicon Radar майже всі ВЧ-сигнали залишаються захищеними всередині мікросхеми приймачів, і розробникам доведеться мати справу з сигналами частотою не більше 2 ГГц, а це означає, що для радару можна використовувати друковані плати зі звичного склотекстоліту FR4.

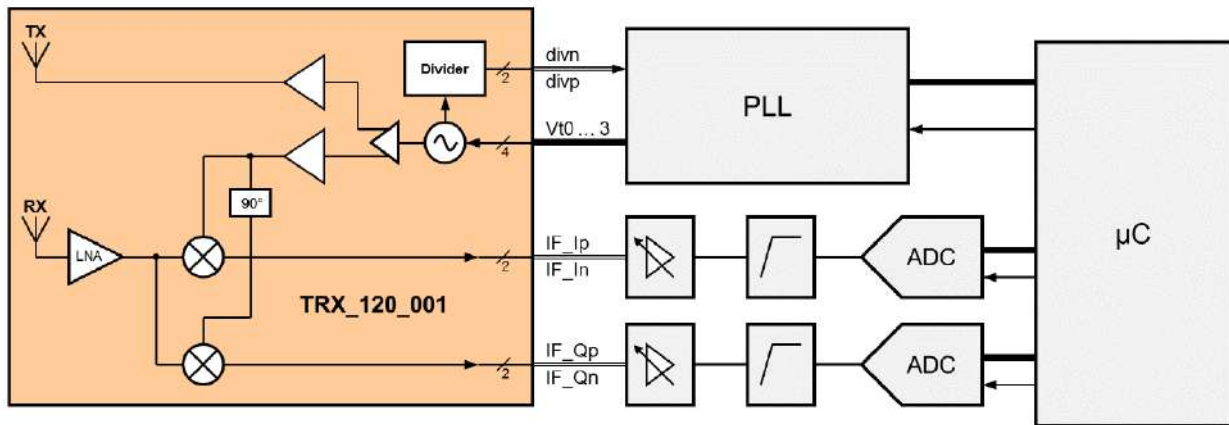


Рис. 2.17. Типова схема включення ІМС радарного модуля TRX_120_001/ TRA_120_002 до мікроконтролера:

PLL — ФАПЧ; ADC — аналого-цифровий перетворювач; μC — мікроконтроллер

Одним із цільових додатків для мікросхем TRX_120_001 та TRX_120_002 є портативні прилади з акумуляторним живленням. Для таких пристроїв потрібно забезпечити мінімальний струм споживання. У робочому режимі мікросхеми TRX_120_001 та TRA_120_002 мають типове споживання близько 112–125 мА. Для зменшення середнього струму та збільшення терміну служби акумуляторів рекомендується використовувати імпульсний режим із комутацією живлення мікросхем. Це цілком прийнятний варіант, оскільки час пробудження для TRX_120_001 та TRA_120_002 становить 10–100 мкс. При цьому слід зважати на важливу особливість: забороняється подавати напругу на виводи мікросхем до подачі живлення. Варто також зазначити, що струм споживання слабко залежить від температури (рис. 2.18).

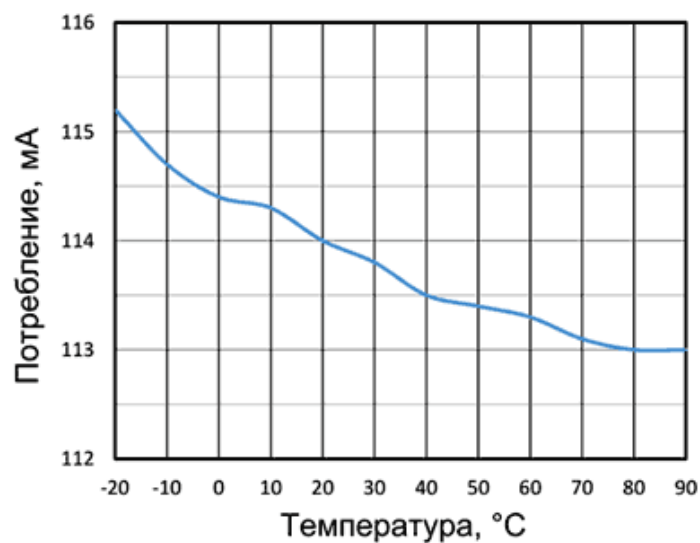


Рис. 2.18. Залежність струму споживання ІМС TRX_120_001/TRA_120_002 від температури

Те, що обидві мікросхеми мають вбудовані антени, різко розширює їх діапазон застосування. Прийомопередавальні пристрої на основі ІМС TRX_120_001 і TRA_120_002 орієнтовані на досягнення високої точності при вимірюванні відстаней і швидкості руху об'єктів. Тому радіус (дальність) їхньої дії за замовчуванням складає всього 10 метрів при використанні вбудованих антен. При додаванні зовнішніх лінзових антен [39] дальність дії приймально-передавального модуля може бути збільшена до 100 м (в залежності від розмірів об'єкту та характеру відбиття від нього ЕМХ). При побудові датчиків слід враховувати діаграму спрямованості антен (ДСА) ІМС радарних модулів. Діаграма спрямованості антен ІМС TRX_120_001 та TRX_120_002 в Е- і Н-площинах представлена відповідно на рис. 2.19 та рис. 2.20.

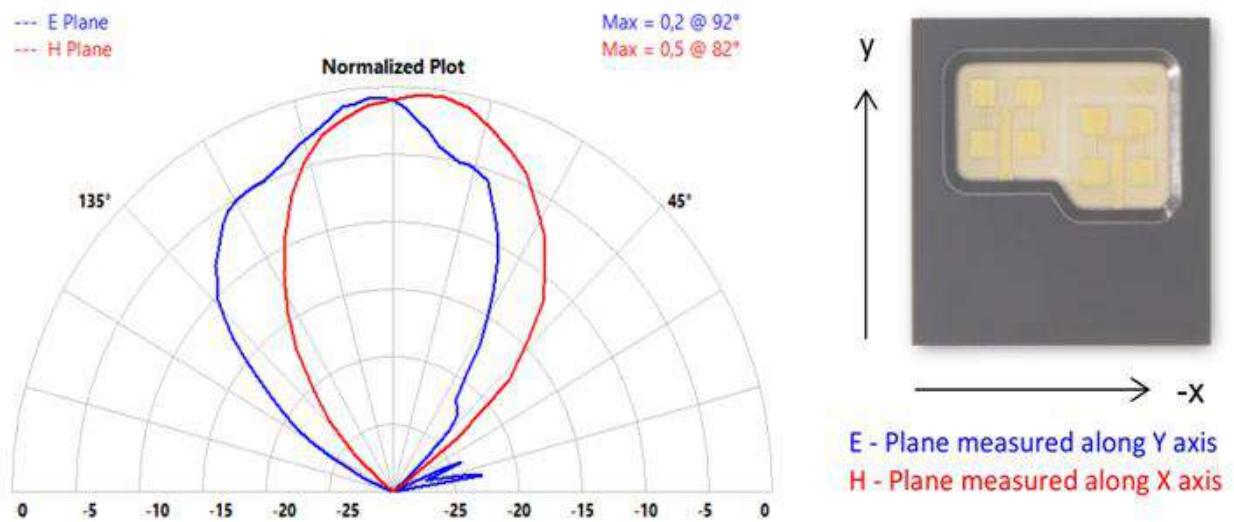


Рис. 2.19. Діаграма спрямованості антен ІМС TRX_120_001

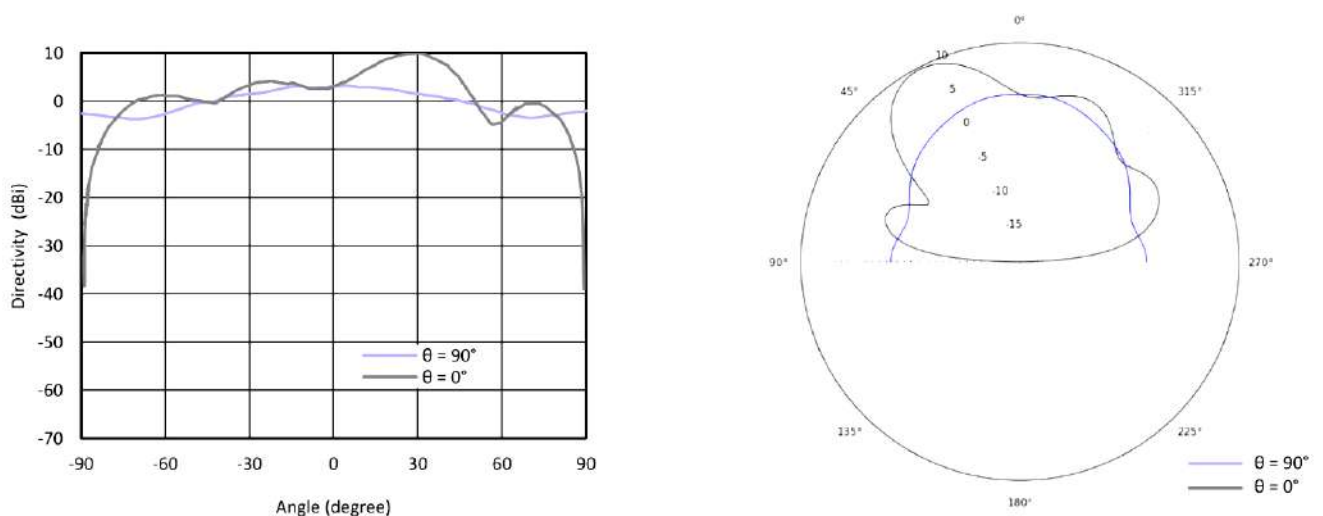


Рис. 2.20. Діаграма спрямованості антен ІМС TRA_120_002

Оскільки на частоті 122 ГГц довжина хвилі становить близько $\lambda = 2,45$ мм, то починають працювати квазіоптичні принципи. Це дозволяє використовувати додаткові фокусні лінзи або дзеркала-відбивачі, як у звичайного ліхтарика. Лінза діаметром 32 і висотою 12 мм, що розташована на відстані приблизно 12 мм, дозволяє отримати діаграму спрямованості антени (ДСА) модуля близько 5° . Дисперсія променя пояснюється тим, що прийомна й передавальна антени мають кінцеві розміри і рознесені в просторі (рис. 2.4), тому навіть у разі ідеальної лінзи їх не можна розмістити точно в її фокусі. Для отримання більш вузького променя можна розташувати фокусуючу лінзу далі від мікросхеми. Це, однак, призводить до збільшення розмірів лінзи і її подорожчання. Вузький промінь ДСА збільшує дальність роботи і роздільну здатність і особливо важливий для індустріальних застосувань і систем технічного зору (рис. 2.21, А) [39].

На рис. 2.21, В представлені частотні характеристики коефіцієнта підсилення передавальної та приймальної антен ІМС TRX_120_001.

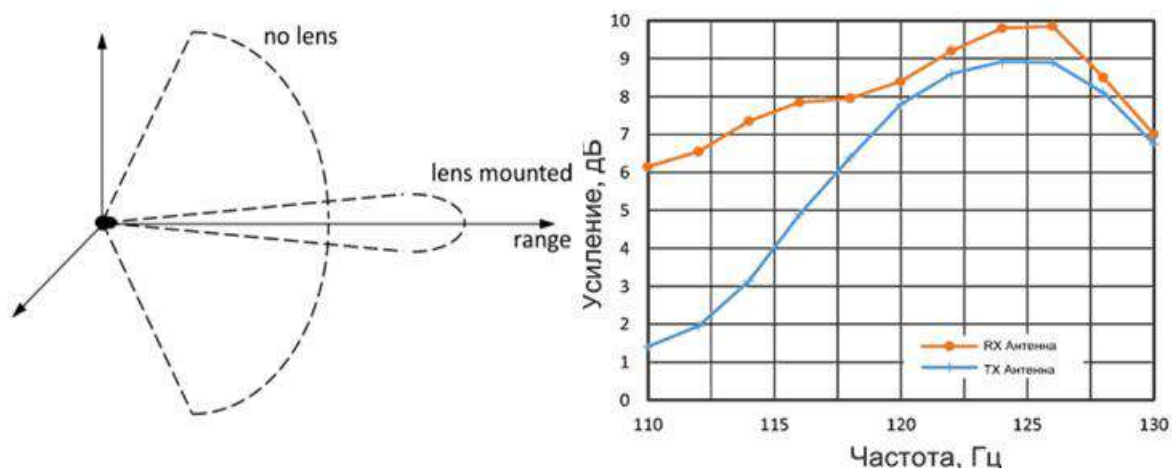


Рис. 2.21. А — вплив застосування зовнішньої лінзи на ДСА ІМС TRX_120_001/TRA_120_002; В — частотна характеристика коефіцієнта підсилення антен ІМС TRX_120_001

Інтегральні мікросхеми радарних модулів TRX_120_001 та TRA_120_002 мають також два режими роботи ГКН:

- в першому режимі діапазон переналаштування частоти розділено на 8 піддіапазонів, які вибираються цифровими входами Vt1–Vt3. Переналаштування в піддіапазоні здійснюється в межах смуги частот 800-950 МГц з напругою на вході Vt0 (рис. 2.22);

- у другому режимі входи Vt0-Vt3 з'єднані між собою, і забезпечують повний діапазон перебудови 118-126 ГГц (рис. 2.23).

Одностороння спектральна щільність фазового шуму для частоти $f = 1,893822$ ГГц з виходу дільника частоти показана на рис. 2.24. Оскільки

ки при поділі частоти рівень шумів поліпшується відповідно до формули $20 \times \log(N)$, а загальний коефіцієнт ділення дорівнює 64 (є вбудований дільник на 32; ГКН на 60 ГГц; вихідна частота передавального тракту обчислюється множенням на 2), фазові шуми на частоті 122 ГГц будуть як мінімум на 36 дБ гірше у порівнянні з частотою на виході дільника [32].

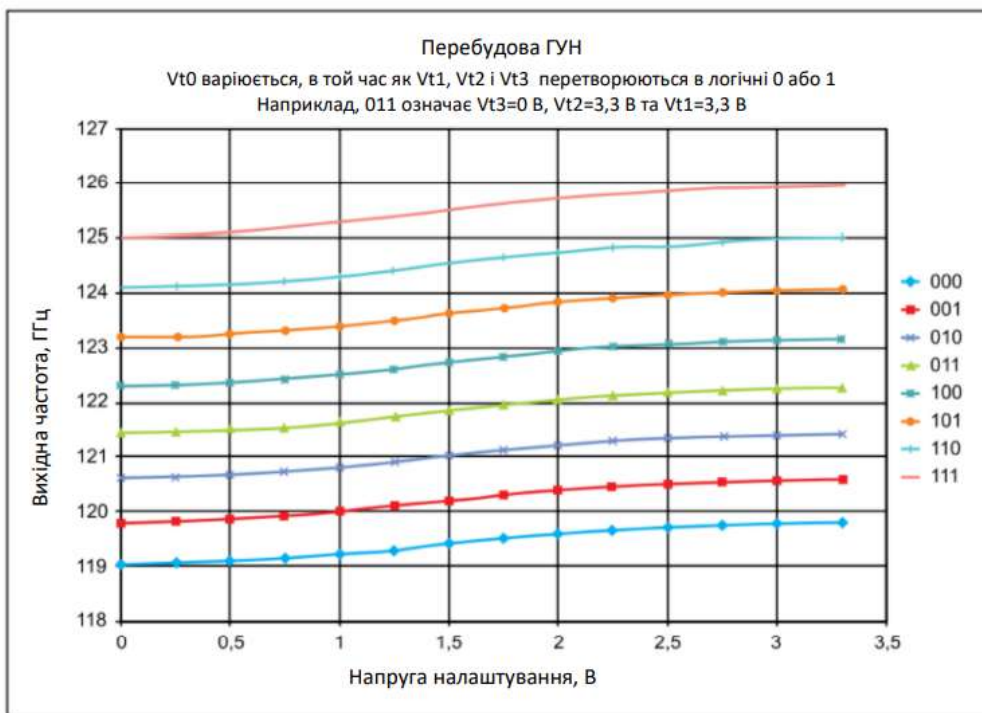


Рис. 2.22. Діапазони переналаштування частот ГКН для ІМС TRX_120_001/TRA_120_002

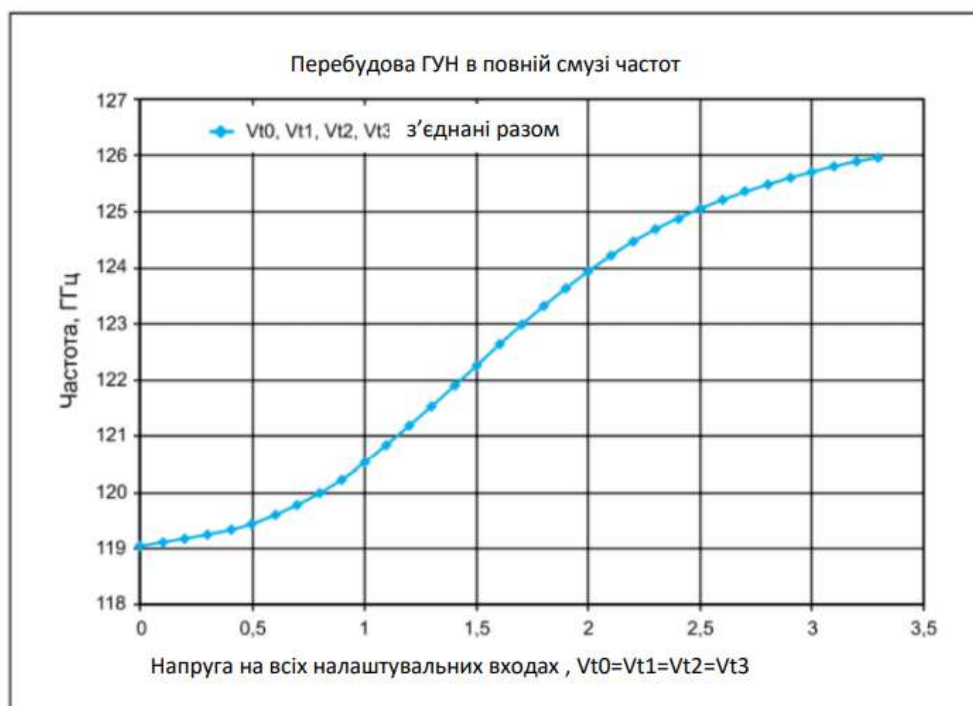


Рис. 2.23. Широкопasmове переналаштування ГКН для ІМС TRX_120_001/TRA_120_002

Аналізатор джерела сигналу R&S FSUP				Синхронізований			
Налаштування		Побічний шум (T1 без паразитних складових)		Фазовий детектор +20 дБ			
Частота сигналу,	1,893822 ГГц	Інтегрований фазовий шум (30 кГц ... 10 МГц)	-50,1 дБн				
Рівень сигналу,	-13,39 дБм	Фазова модуляція несучої	0,251°				
Режим ФАПЧ,	перша гармоніка	Частотна модуляція несучої	3,368 кГц				
Internal Ref Tuned	Internal Phase Det	Середньоквадратичний джитер	0,368 пс				

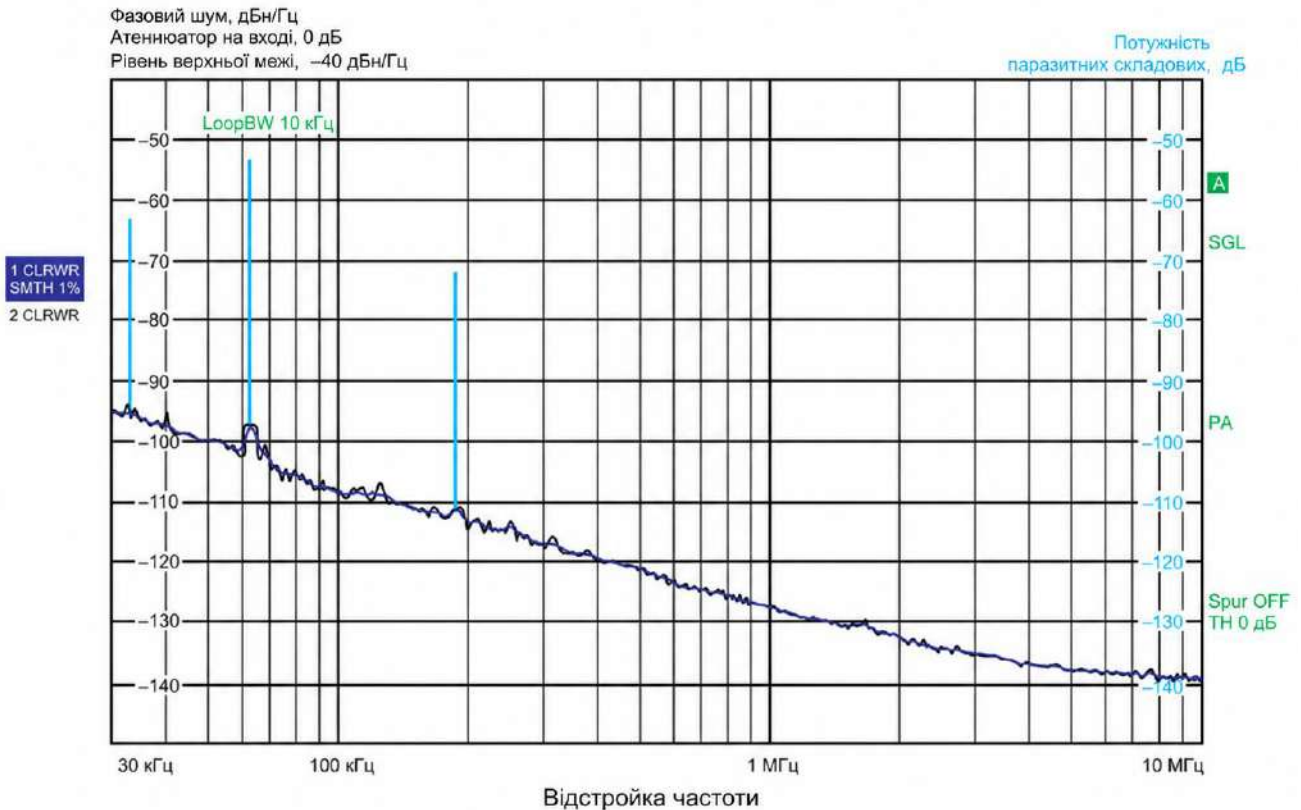


Рис. 2.24. Фазові шуми ГКН після діляника частоти для ІМС TRX_120_001 / TRA_120_002

2.3.2.2. Радарний модуль TRA_120_045

TRA_120_045 — це широкосмугова ІМС прийомопередавача діапазону 114-134 ГГц з передавальною та приймальними антенами в середині. Вона забезпечує формування та прийом ЛЧМ-сигналу зі смугою частот понад 20 ГГц, що дозволяє отримати розділову здатність за дальністю 0,75 см [40]. Схема трансивера включає МШП, квадратурні змішувачі, поліфазний фільтр, ГКН, діляник частоти з коефіцієнтом поділу 64, а також передавальні та приймальні антени (рис. 2.25, рис. 2.26).

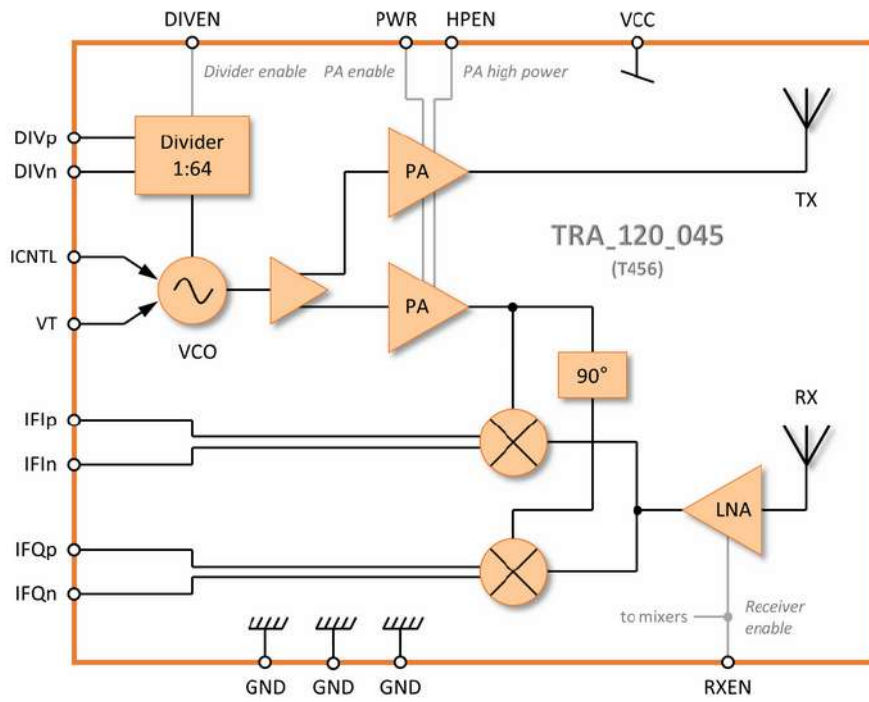


Рис. 2.25. Структурна схема ІМС трансивера TRX_120_045

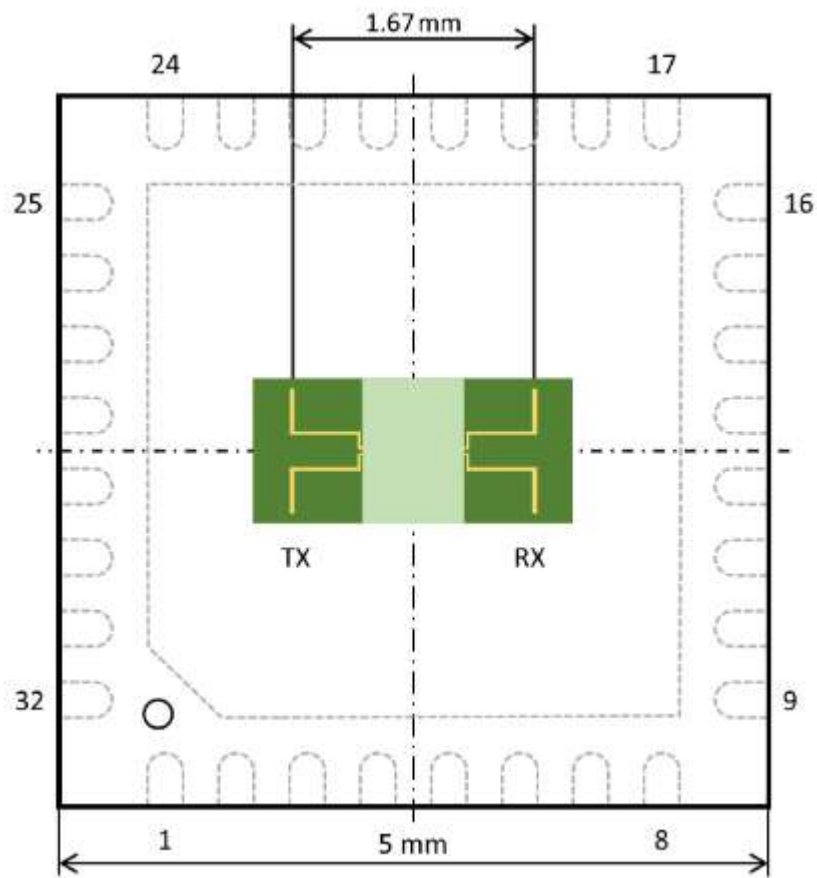


Рис. 2.26. Розташування передавальної (TX) та приймальної (RX) антен в ІМС трансивера TRX_120_045

Радіочастотний сигнал від ГКН також направляє в приймальний тракт через буферні схеми підсилення та багатофазний фільтр для формування сигналу гетеродина для двох квадратурних змішувачів приймально-го тракту. Радіосигнал, що надходить від приймальної антени RX, підсилюється LNA і перетворюється в основну смугу частот двома змішувачами за допомогою квадратурного сигналу гетеродину. Вбудований VCO має два аналогових входи налаштування — по струму ($ICNTL$) та напрузі (VT), які працюють в протифазі. Ці два входи налаштування можна використовувати для отримання повного діапазону переналаштування понад 20 ГГц. Електрична схема підсилювача для отримання цих управляючих сигналів на основі використання ІМС синтезатора частоти ADF4159 та операційного підсилювача AD8652ARMZ (AD8606ARMZ) приведена на рис. 2.27.

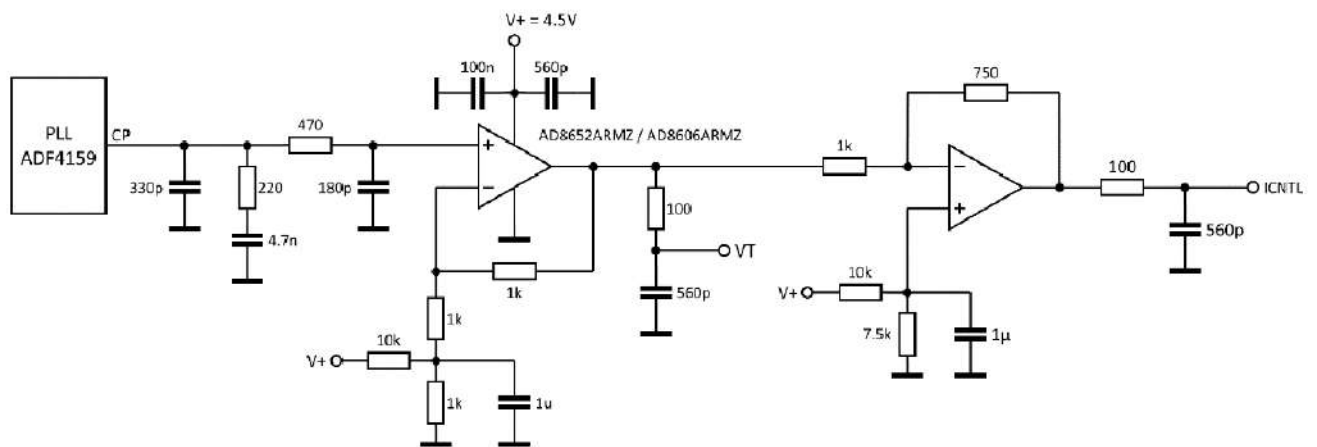


Рис. 2.27. Електрична принципова схема формування сигналів $ICNTL$ та VT для формування ЛЧМ-сигналу в ІМС радарного модуля TRX_120_045

Вбудований VCO разом із вбудованим дільником частоти та зовнішнім колом ФАПЧ з дробовим N коефіцієнтом поділу можна використовувати для роботи радара в режимі передавання та приймання FMCW-сигналу. З фіксованою частотою генератора його можна використовувати в режимі CW. Інші схеми модуляції, такі як FSK, можуть бути реалізовані за допомогою входів аналогового налаштування $IFIp$, $IFIn$, $IFQp$, $IFQn$. ІМС виготовлено за технологією BiCMOS. Схема підключення ІМС трансивера TRX_120_045 до мікроконтроллера аналогічна схемі підключення ІМС TRX_120_045 (рис.2.6).

Загальна дальність дії радара ближньої дії за базі ІМС TRA_120_045 до складає до 5 м. У поєднанні ІМС з антеною у вигляді діелектричної лінзи її цю дальність дії залежно від застосування можна збільшити до 100 м.

2.3.3. Прийомопередавачі для діапазону 300 ГГц. Інноваційна мікросхема для діапазону 300 ГГц

2.3.3.1. Інноваційна мікросхема для діапазону 300 ГГц

Це новітня розробка компанії SiliconRadar — одноканальна мікросхема TRA_300_030, яка випускається у формі кристалу, а також у корпусі QFN-28 розміром 5×5 мм як в зборі з пластиковою лінзою, так і без неї [36]. На даний момент часу ІМС поки що серійно не випускається і доступна за вимогою при зверненні до компанії SiliconRadar. Структурна схема ІМС TRA_300_030 і її типове підключення до мікроконтролера показано на рис. 2.28.

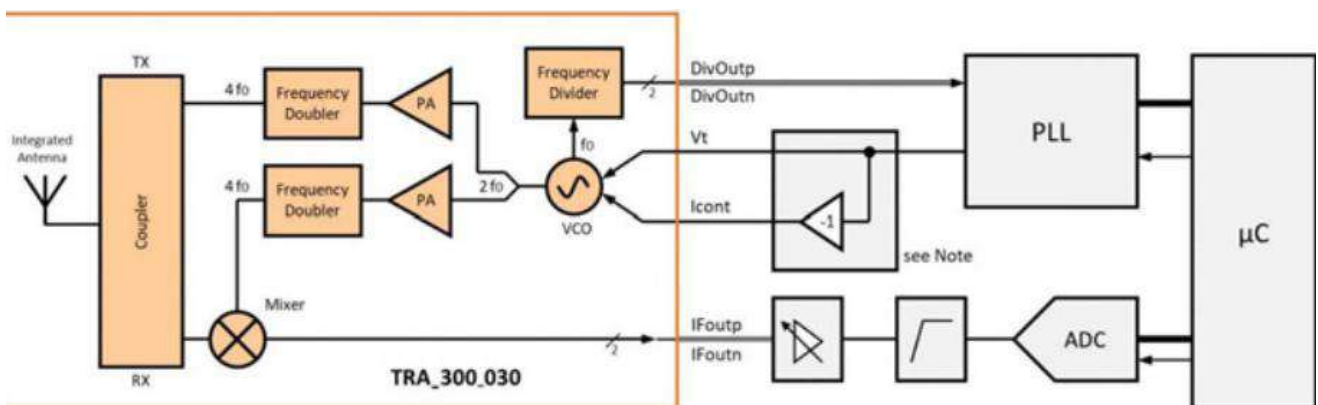


Рис. 2.28. Структурна схема мікросхеми TRA_300_030 і її типове включення

Мікросхема включає широкосмуговий ГКН 75 ГГц; дільник частоти для ФАПЧ; помножувач частоти на 4 для передавача, який забезпечує на виході частоту 287–328,5 ГГц; помножувач частоти для приймача (змішувача), вбудовану антену; направлений відгалужувач, що забезпечує розв’язку між приймальним і передавальним каналами. Мікросхема дозволяє отримати ЛЧМ-сигнал з рекордним переналаштуванням у смузі частот до 41,5 ГГц, що відповідає розділовій здатності по дальності до 0,36 см. Для управління ГКН тут також передбачено два входи — по напрузі (V_t) і струмовий (I_{cont}). Елюри сигналів на них при повному переналаштуванні по частоті показані на рис. 1.29. Примітно, що для переналаштування у смузі частотного діапазоні 41,5 ГГц необхідний час, що складає приблизно 5 мс.

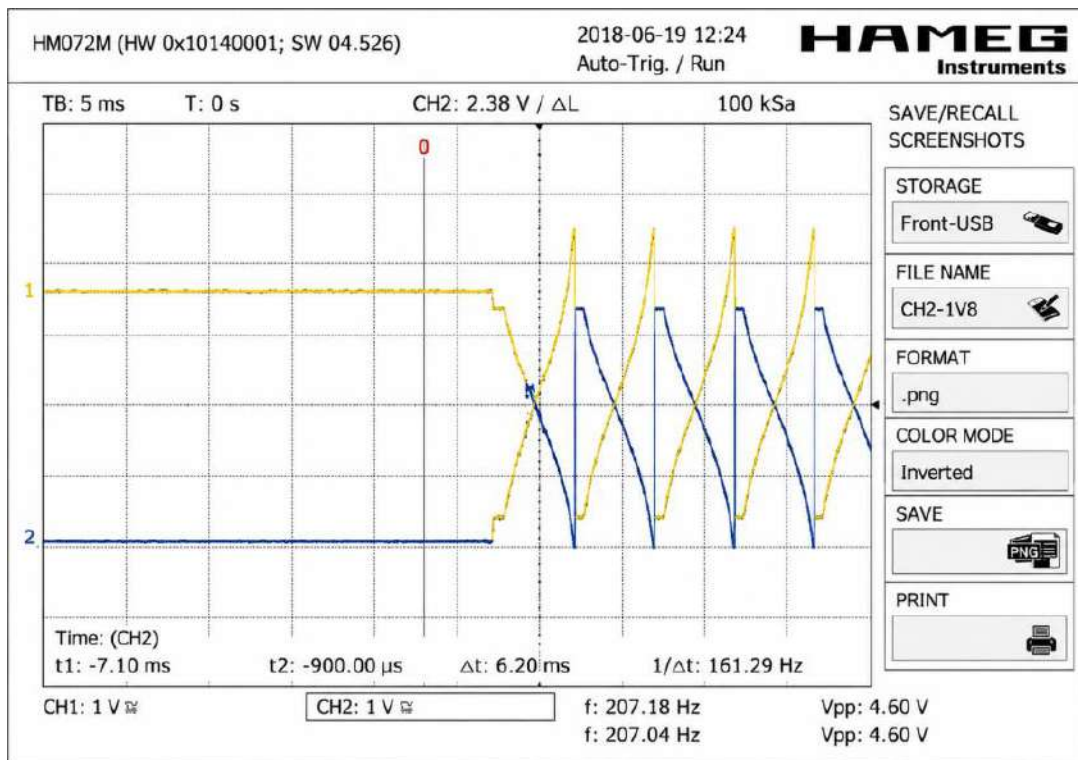


Рис. 2.29. Енюри сигналів V_t , I_{cont} при переналаштуванні TRA_300_030

Компанія SiliconRadar також пропонує плату RadarboardTRA_300_030 [53], що представлена на рис. 2.30 і яка дозволяє здійснювати керування параметрами ІМС трансивера TRA_300_030 за допомогою спеціалізованого програмного забезпечення у складі універсального комплексу розробника EvalkitSiRadEasy (рис. 2.31).



Рис. 2.30. Плата RadarboardTRA_300_030

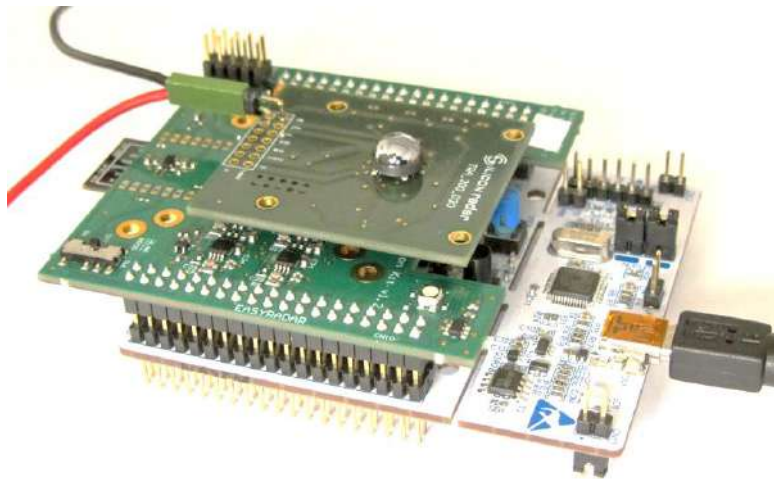


Рис. 2.31. Плата RadarboardTRA_300_030 в складі комплекту розробника Evalkit SiRad Easy

2.4. Демонстраційні комплекти для дослідження приймально-передавальних модулів діапазону 122 ГГц. Налагоджувальні набори SiRad Easy[®] Evaluation Kit і SiRad Simple Evaluation Kit

Щоб максимально швидко ознайомитися з особливостями трансиверів діапазону 122 ГГц, компанія Silicon Radar пропонує використовувати налагоджувальні набори: SiRad Easy[®] Evaluation Kit [35, 41] та SiRad Simple[®] Evaluation Kit [32, 34, 41].

2.4.1. Налагоджувальний набір SiRad Easy[®] Evaluation Kit

Набір SiRad Easy[®] Evaluation Kit включає наступний набір елементів: дві плати радарів 24 ГГц та 120 ГГц, материнську плату з Wi-Fi, лінзову антену (для радару 120 ГГц) та плату Nucleo64 від ST Microelectronics (рис. 2.32). Використання популярних плат Nucleo64 з мікроконтролерами STM32 має забезпечити простий та швидкий доступ до радарних мікросхем широкого кола розробників. Налагоджувальний набір передбачає не тільки провідний зв'язок з ПК, але й обмін даними по Wi-Fi.

Варто відзначити, що в комплекті з наборами налагодження йде прикладне програмне забезпечення, що написано на мові програмування Java з графічним інтерфейсом, яке робить взаємодію з радаром максимально наочним і простим.

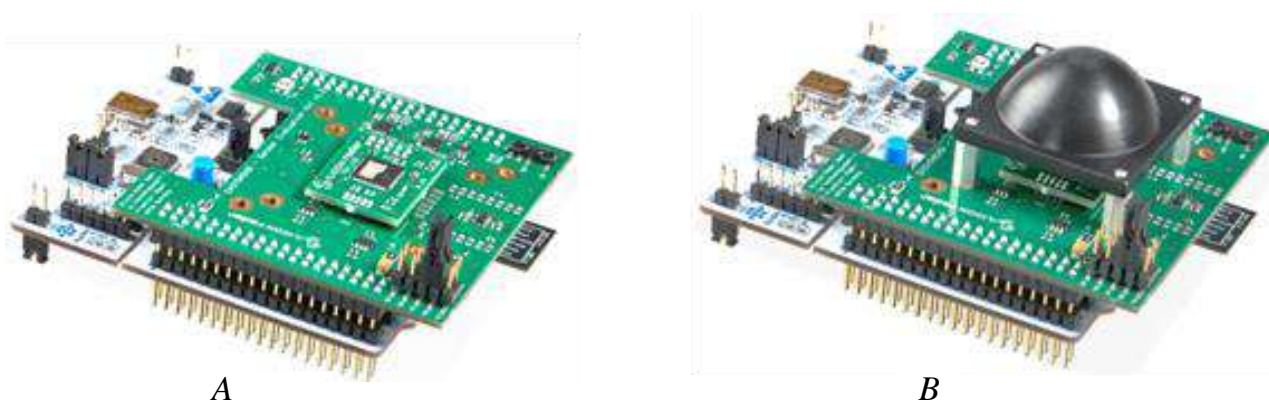


Рис. 2.32. Налагоджувальний набір SiRad Easy® Evaluation Kit для діапазону 122 ГГц без (А) та з (В) використанням лінзової антени

Детальну інструкцію з послідовності монтажу плат (рис.2.33) та встановлення програмного забезпечення для набору SiRad Easy можна знайти в докладному посібнику користувача [41].

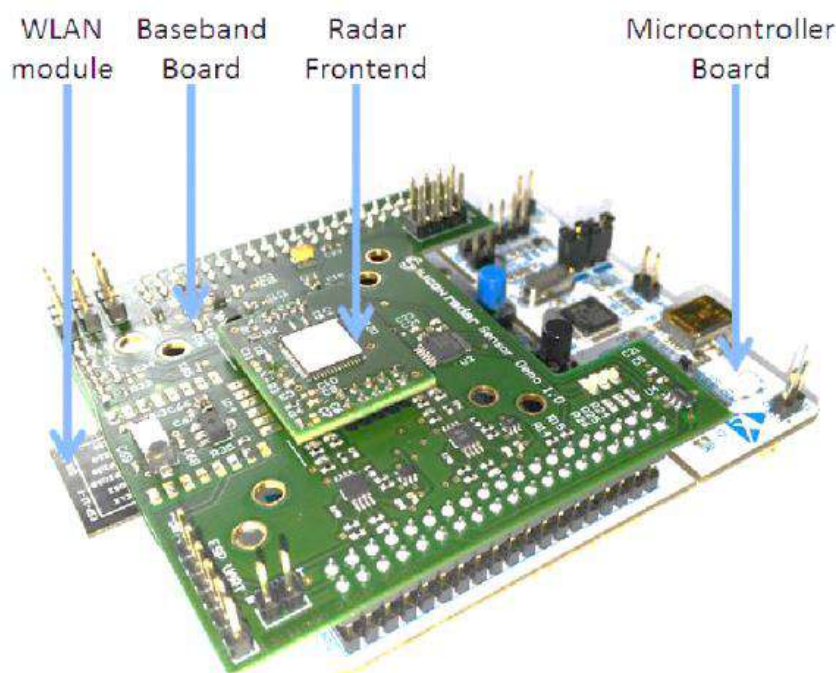


Рис. 2.33. Конфігурація плат налагоджувального набору SiRad Easy® Evaluation Kit для радарів 122 ГГц

Зупинимося на елементах №1-№7 демонстраційного комплекту Easy Radar детальніше [32].

- №1 — плата друкованої антенної решітки розміром 80×40 мм з трансивером TRX_024_006/007 для діапазону 24 ГГц (рис. 2.34). Антенна решітка для прийому сигналу з 24 друкованих елементів (6×4) знаходиться ліворуч, а для передачі — праворуч. Діаграма спрямованості однієї та-

кої антени, розрахована в програмі Fazar, показана на рис. 2.35 і становить $25^{\circ}/20^{\circ}$ в площинах Е та Н. Оскільки при прийомі і передачі сигналу ці ДСА складаються, результуюча ДН приймача буде приблизно $20^{\circ}/15^{\circ}$. Контакти мікросхеми TRX_024_006/007 D0-D3, V_{ctrl} з'єднані між собою, що дозволяє отримати повний діапазон переналаштування трансивера від 23,2–26,4 ГГц.

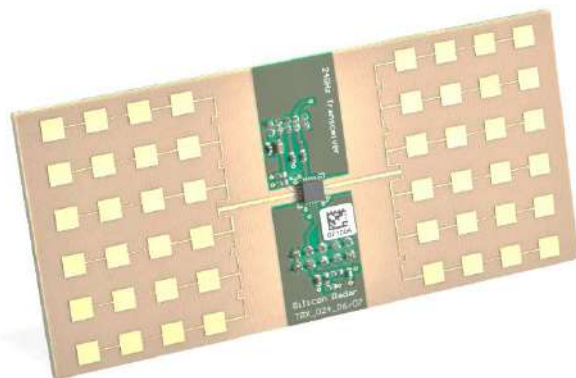


Рис. 2.34. Друкована антенна решітка з ІМС трансивера TRX_024_007

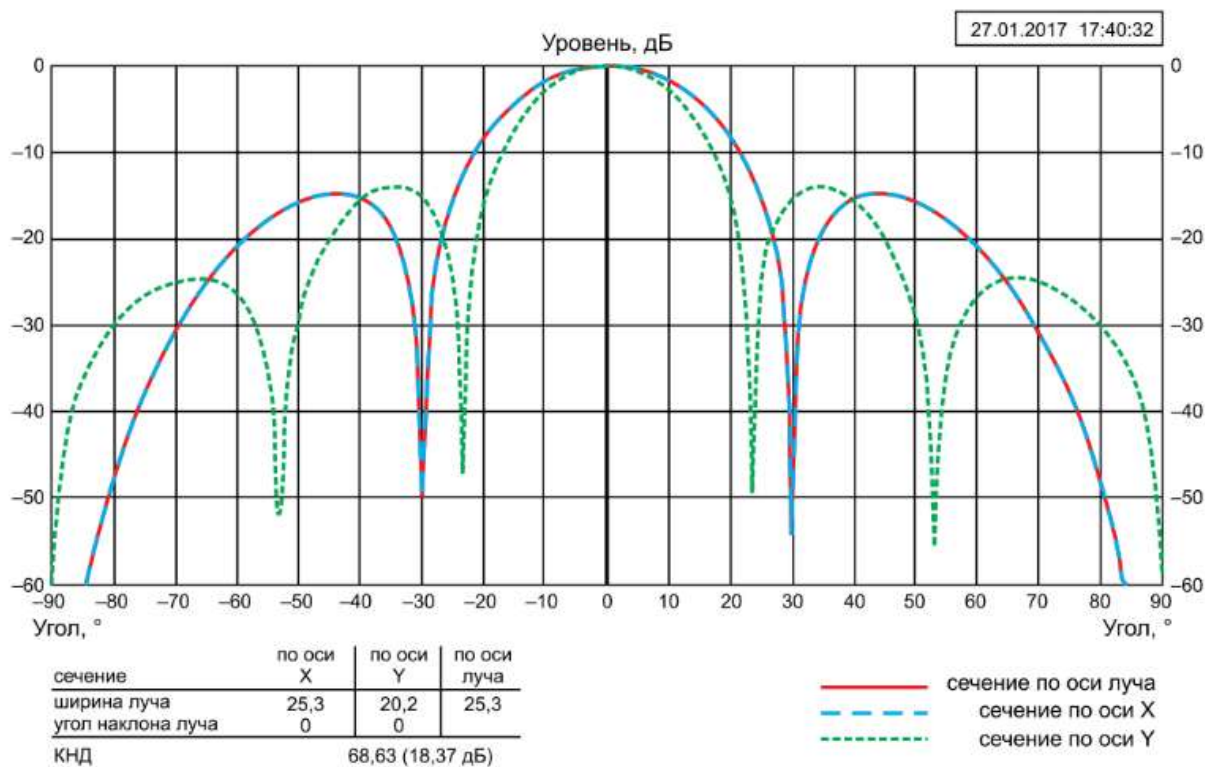


Рис. 2.35. Діаграма спрямованості друкованої антенної решітки на частоті 24 ГГц

- №2 – RadarFrontend, тобто плата розміром 25×20 мм з ІМС трансивера TRX_120_001 і інтегрованою в його корпус антеною. показана на рис. 2.36.

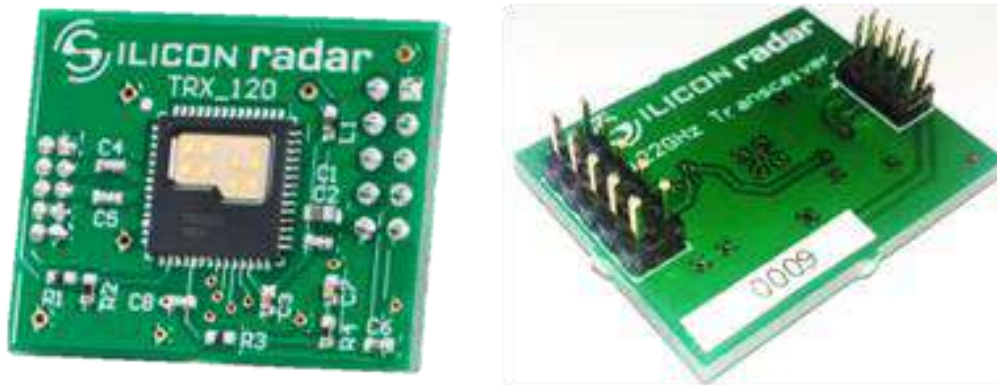


Рис. 2.36. Плата з ІМС трансивера TRX_120_001

• №3 — пластмасова фокуруюча (коліматорна) лінза [39] (рис. 2.37, А) з розмірами основи 35×35×3мм, яка монтується зверху (рис. 2.32, А) над платою ІМС трансивера TRX_120_001 для отримання більш вузького променя ДСА.

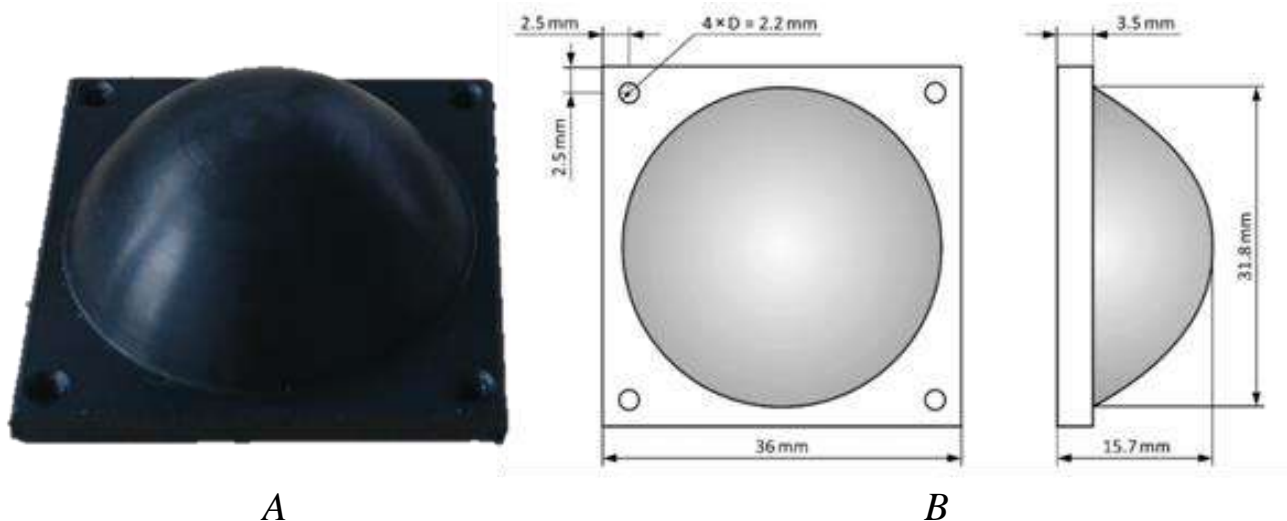


Рис. 2.37. Фокууюча лінзова антена (А) та її габаритне креслення (В)

Діаметр найширшої частини лінзи становить 32 мм, її висота над основою — 12 мм (рис. 2.37, В). Фокус лінзи знаходиться приблизно в 10 мм від її основи. Лінза виготовлена з поліетилену високої щільності (HD PE) механічним способом. За допомогою експериментів на Easy Radar Kit було встановлено, що положення лінзи ІМС трансивера TRX_120_001 суттєво впливає на рівень прийнятого відбитого від об'єкта локації сигналу і дозволяє сформувати більш вузький або широкий промінь ДСА на заданій відстані. Лінза має бути встановлена на відстані біля 10–15 мм від ІМС трансивера, як показано на рис. 2.32, В.

Розрахунковий коефіцієнт підсилення лінзової антени з діаметром 32 мм на частоті 120 ГГц складає біля 25–26 дБ.

Максимальний дальність дії радарного модуля на базі ІМС TRX_120_001 складає приблизно 40 метрів із кутом розкриття ДСА близько $\pm 30^\circ$ (за рівнем -6 дБ) при відбиванні сигналу від для великих за розміром цілей, таких як будівлі чи автомобілі. Завдяки цій лінзі, встановленій на прокладках довжиною 15 мм, кут розкриття ДСА зменшується приблизно до $\pm 4^\circ$, а дальність роботи (радіус дії) може бути значно збільшена (залежно від розмірів об'єкту).

Враховуючи те, що фокальна точка лінзи зміщена відносно центрів передавальної та приймальної антен ІМС трансивера TRX_120_001 (рис. 2.25, А), ДСА передавальної та приймальної антен трансивера при застосуванні лінзи будуть нахилені відносно одна одної, а їх максимуми відповідно будуть зміщені в просторі на певний кут (рис. 2.38, В).

Так як вбудовані в ІМС трансивера антени зміщені від центру корпусу приблизно на 2 мм (що наочно видно на рис. 2.38), оптична вісь лінзи повинна проходити через точку фокусу. Установка ж лінзи точно по центру корпусу призводить до падіння рівня відбитого сигналу приблизно на 8–10 дБ, що підтверджується результатами моделювання [27].

Результати моделювання [19] при застосуванні лінзи з діаметром $D = 35$ мм та фокусною відстанню $F = 15$ мм показують, що ДСА антен ІМС трансивера будуть перетинатися на рівні, що відповідає значенню коефіцієнта підсилення біля 23 дБ для кутового напрямку, що перпендикулярний площині розташування ІМС (рис. 2.39). Розрахункове значення максимального коефіцієнта підсилення при цьому складає $G_{\max} = 28$ дБ. Таким чином, правильна установка лінзи може збільшити рівень відбитого від цілі сигналу приблизно на 46 дБ, хоча потенційно це збільшення може скласти й 56 дБ, якщо застосувати для передачі та прийому одну й ту саму антену, сумістивши її центр з фокусом лінзи.

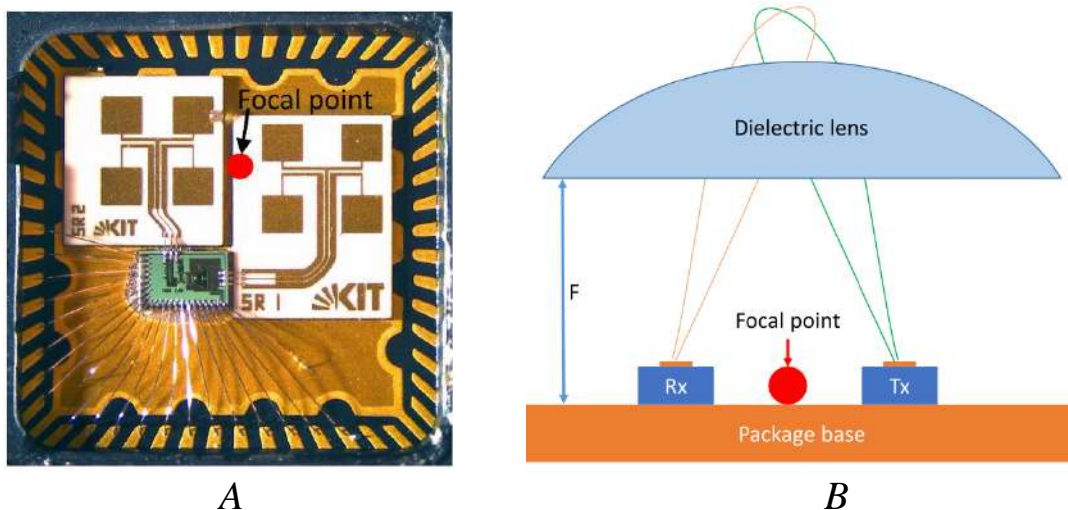


Рис. 2.38. Положення фокальної точки лінзи відносно передавальної та приймальної антен (А) та схематичне розташування ДСА передавальної та приймальної антен ІМС TRX_120_001 в просторі (В)

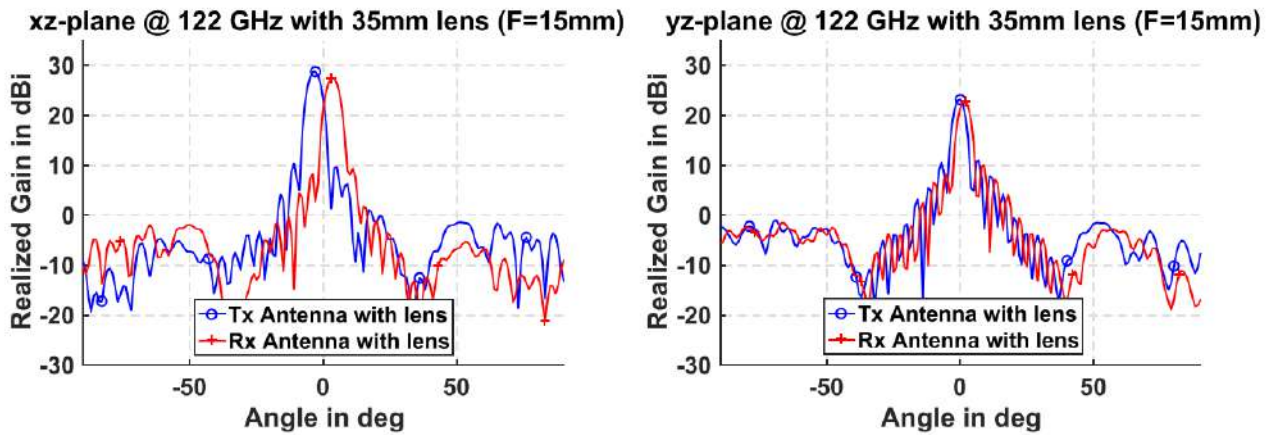


Рис. 2.39. Результати моделювання діаграм спрямованості передавальної та приймальної антен ІМС трансивера TRX_120_001 в площинах XOZ та YOZ при застосуванні лінзової антени діаметром $D = 35$ мм, що розташована на фокусній відстані $F = 15$ мм

На рис. 2.40 представлено результати експериментального вимірювання ДСА радарного модуля без застосування (криві 1, 2) та при застосуванні (криві 3, 4) лінзи діаметром 32 мм та фокусною відстанню $F = 10$ мм. Вимірювання виконувалися шляхом фіксації рівня відбитого сигналу від металічного рефлектора, який був розташований на відстані $d = 90$ см від радарного модуля для різних кутів спостереження у двох ортогональних площинах [39].

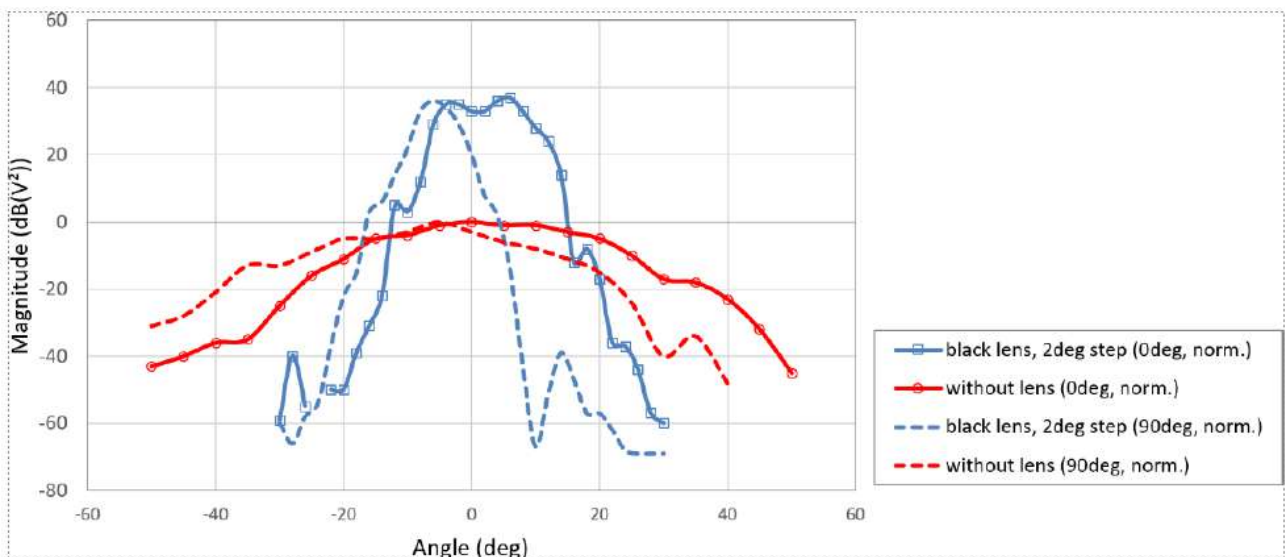


Рис. 2.40. Діаграми спрямованості радарного модуля без застосування (1, 2) та при застосуванні (3, 2) лінзи діаметром 32 мм та фокусною відстанню $F = 10$ мм

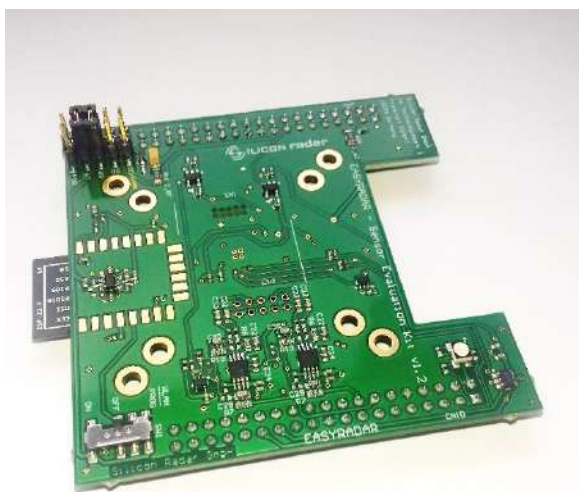
Аналіз ДСА, що показані на рис. 2.40 показують, що ширина кута розкриття ДСА радарного модуля в одній з площин при застосуванні лінзи

може становити майже 20° , при цьому максимальний коефіцієнт підсилення в режимі «передача-прийом» не перевищує 40 дБ.

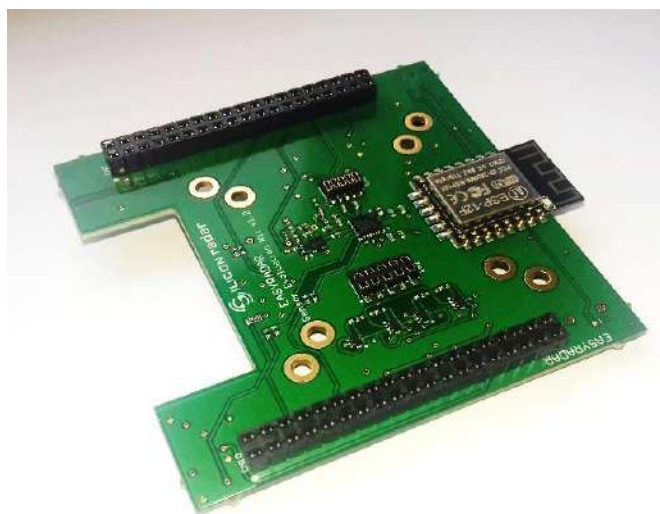
- №4 — плата для формування ЛЧМ-сигналів (Basebandboard) (рис.2.41), має габарити 70×70 мм і підключається безпосередньо до плати МК (№5) через два роз'єми DB40 (це друга плата знизу на рис. 2.32).

Модуль Wi-Fi ESP8236-12 розміром 24×16 мм припаяний знизу і на 8 мм «виглядає» за габарити основної плати. Режими роботи задаються перемикачем SW1. Для використання WiFi-модуля треба також перемкнути контакти MT-WR (Microcontroller Transmit — WiFi Receive) і MR-WT (Microcontroller Receive — WiFi Transmit). Вільні перемички передбачені знизу плати МК, на роз'ємах CN11 і CN12.

Формування ЛЧМ-сигналу виконано на базі мікросхеми ADI ADF4159, до якої плати No1 і No2 підключаються через роз'єми CN1 (2×5 , крок 1,27 мм) і CN2 (2×5 , крок 2 мм). У ранніх варіантах виробу через невелику різницю в висоті цих роз'ємів обидві верхні плати розташовані з невеликим перекосом. В останніх версіях комплекту даний недолік усунуто. До особливостей плати слід віднести також яскравий триколірний світлодіод, який видно здалеку і відображає різні режими роботи (може управлятися програмно).



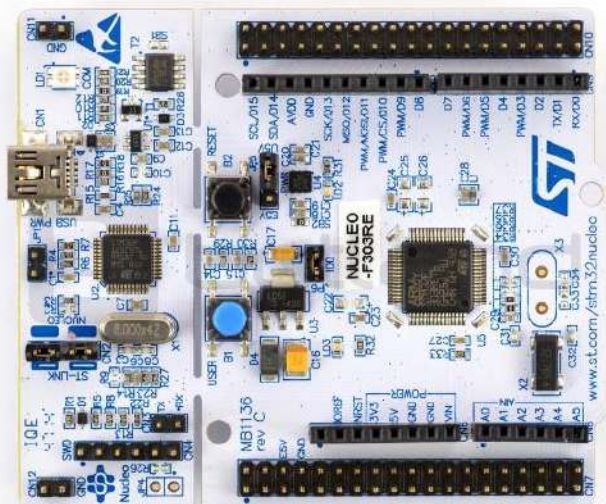
A



B

Рис. 2.41. Плата для формування ЛЧМ-сигналів та оброблення прийнятих сигналів: А — передня сторона; В — задня сторона

- №5 — STM32 Nucleo-F303RE, є налагоджувальною платою (мікроконтроллером) компанії STM (рис. 2.42). Робота з нею здійснюється стандартними засобами — програмою STM32 ST-Link Utility, яка дозволяє зчитати або записати вміст флеш-пам'яті МК. У комплекті з цією програмою також поставляються драйвери COM-порту [44].



A



B

Рис. 2.42. Налагоджувальна плата STM32 Nucleo-F303RE

- №6 — програмне забезпечення Install Package.zip, що завантажується з сервера компанії: файл, який містить документацію на модуль, включаючи докладний опис протоколу обміну; прошивки для мікроконтролера в форматі.BIN; USB-драйвери; Com2Websocket.jar для відкриття / закриття COM-порту; демонстраційна програма на index.html.
- №7 — документація, що складається з.PDF-файлів. Це керівництво користувача і опис протоколу керування демонстраційним макетом, які доступні для скачування після реєстрації на сайті компанії SiliconRadar [29].

2.4.2. Налагоджувальний набір SiRad Simple[®] Evaluation Kit

Якщо розробник орієнтується на інший тип мікроконтролерів (не STM32), то для нього більш відповідним буде набір SiRad Simple[®] Evaluation Kit [32, 34, 41], який включає тільки плату радара розмірами 40×40 мм, на якій знаходиться 122-ГГц приймач, формувач ЛЧМ і керуючий мікроконтролер серії STM32F; лінзова антена; програмне забезпечення і документація (рис. 2.43).

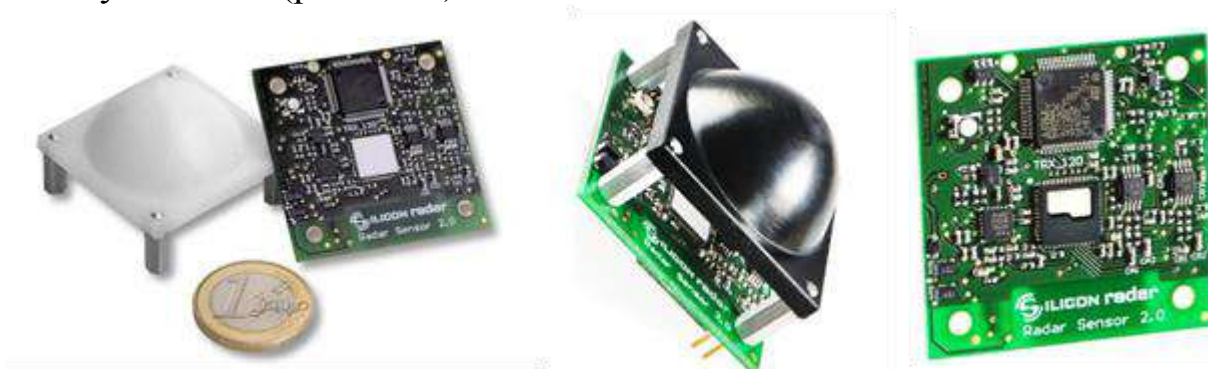


Рис. 2.43. Налагоджувальний набір SiRad Simple[®] Evaluation Kit

Основу НВЧ-частини складає прийомопередавач TRX_120_001, на платі його видно як білий прямокутник розміром 8×8 мм. У комплекті передбачена пластикова лінза діаметром 32 мм, що забезпечує ширину ДСА біля 5° і має коефіцієнт підсилення біля 40–45 дБ (рис. 2.43).

Елементом управління є мікроконтролер (МК) STM32F303RE. Для генерації СВЧ — свіпа використовується мікросхема ADF4159, яка здійснює управління МК по шині SPI. Відцифрування каналів I/Q виконується вбудованими в МК12 — бітними АЦП з частотою семплювання до 5 МГц. Управління модулем, а також передача даних від нього здійснюється по COM — порту на фіксованій швидкості 230400 bps. Така низька швидкість помітно обмежує число вибірок в секунду. Для STM32F303RE, тим не менше, це далеко не ліміт — він дозволяє отримувати швидкість COM — порту до 9 Mbps, підтримуються також швидкості 921600 bps, 1/2/3/6 Mbps. Додатково на платі встановлено енергозалежну пам'ять і модуль Wi-FiESP8266-12F, а також яскравий світлодіод, що актуально при роботі на значних відстанях.

Компанія SiliconRadar гарантує для TRX_120_001 ширину свіпа 6,8 ГГц, що відповідає роздільній здатності по дальності 22,06 мм. Однак при включенні, плата налагодження сканує можливий діапазон переналаштування і встановлює його на максимум, це дозволяє отримати ширину свіпа приблизно 7,2 ГГц, з роздільною здатністю по дальності 20,8 мм.

2.5. Програмне забезпечення для роботи з налагоджувальними наборами SiRad Easy[®] Evaluation Kit та SiRad Simple[®] Evaluation Kit

Налагоджувальні набори SiRad Easy[®] Evaluation Kit та SiRad Simple[®] Evaluation Kit поставляються з програмним забезпеченням, що написано на мові Java, яке має зручний графічний інтерфейс, що допомагає виконувати налаштування параметрів набору та візуалізувати результати вимірювань у вигляді графіків, діаграм, таблиць тощо [32].

Підключення персонального комп'ютера до налагоджувального набору SiRad Easy здійснюється стандартним USB-кабелем та/або через Wi-Fi-інтерфейс, або через COM-порт (для набору SiRad Simple). Перед запуском основної програми необхідно запустити Com2Websocket.jar і отримати доступ до віртуального COM-порта. Мається на увазі, що на ПК встановлена VM Java не нижче 9-ї версії.

Запуск основної програми виконується відкриттям веб-сторінки index.html в браузері. Її графічний інтерфейс в браузері Mozilla Firefox показаний на рис. 2.44. Кольоровою лінією виводиться спектр сигналу, білою — поріг детектування. У правому верхньому куті відображається

службова інформація і список цілей, що перевищує заданий поріг, з їх параметрами. З лівого боку вікна знаходиться декілька вкладок, які дозволяють конфігурувати модуль.

За замовчуванням модуль налаштований на Wi-Fi, тому при роботі через USB необхідно змінити налаштування внизу вкладки Sys Config і тільки потім натиснути кнопку Connect в лівому верхньому кутку головної сторінки.

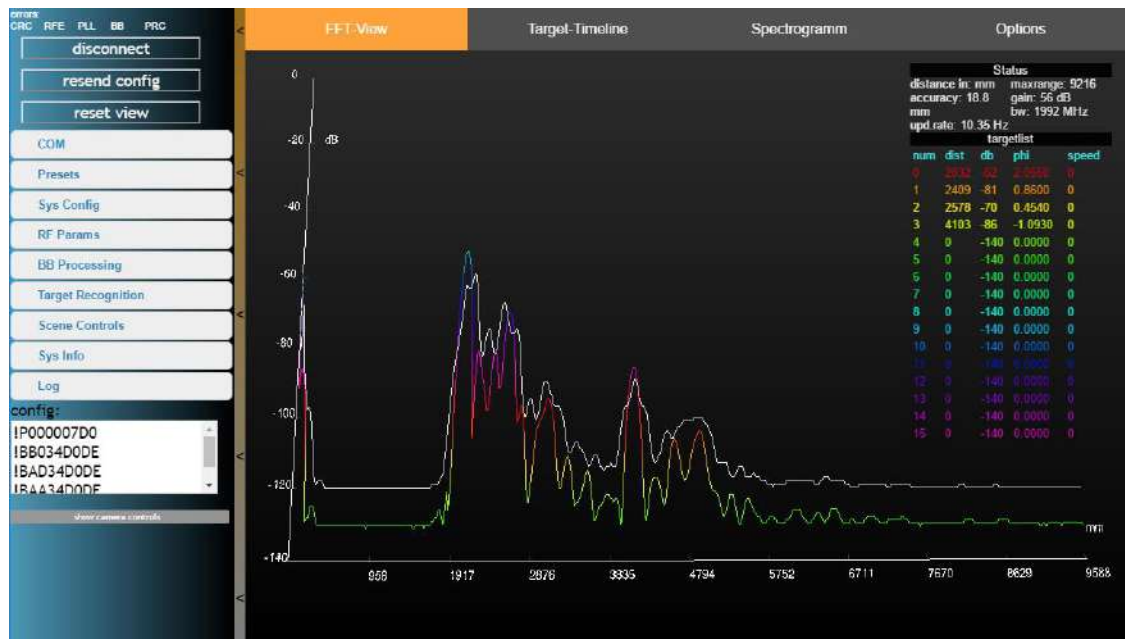


Рис. 2.44. Графічний інтерфейс для роботи з налагоджувальними наборами компанії SiliconRadar

На вкладці Sys Config користувач може вибрати інформацію, яку модуль транслює ПК:

- Range-frame, або амплітудний спектр;
- CFAR-frame, або рівень шуму, ціль детектується при його перевищенні;
- Phase-frame, або фазовий спектр;
- Targetlist-frame, або список цілей і даних про них;
- Statuslist-frame, передає службову інформацію: одиниці відстані, максимальна дистанція, точність її вимірювання, підсилення, інтервал між вимірами, смуга Свіп;
- Extdata-frame, розширений формат даних, поки не реалізований.

На цій же вкладці можна включати або вимикати систему автоматичного регулювання підсилення (АРП, AGC) або встановлювати рівень підсилення вручну. При включеній системі АРП модуль знімає два попередніх свіпа для визначення необхідного підсилення, що трохи збільшує загальний час збору даних.

Для формування ЛЧМ-сигналу потрібно задати його початкову і кінцеву частоту, ширину смуги і крутизну перебудови, тривалість свіпу (зондування) ЛЧМ. Для оцифровки сигналу ПЧ слід додатково вказати необхідну кількість точок для оцифровки швидкого перетворення Фур'є (ШПФ) і інтервал між ними. Параметри оцифровки і ЛЧМ-сигналу взаємопов'язані, і співвідношення між ними встановлюється автоматично (див. табл. 2.3), тобто зміна одного параметра викликає зміна пов'язаних з ним характеристик.

На вкладці RF Params користувач може задати:

- bandwidth (смуга свіпування) в МГц;
- base-frequency (початкова частота) в МГц;
- frontend (тип модуля: 24, 60, 122 ГГц), від цього залежить встановлюване значення дільника частоти для ГКН.

Таблиця 2.3

Швидкість оцифровки і час свіпу залежно від ADC Clock Divider

ADC Clock Divider	T _{smr} , число тактів АЦП	Розрахунковий час свіпу для 512 точок, мкс	Розрахунковий час свіпу для 1024 точок, мкс	Розрахунковий час свіп для 2048 точок, мкс	Швидкість оцифровки, млн відліків / с
0	14	207,0755556	414,1511111	828,3022222	2,5
1	15	221,8666667	443,7333333	887,4666667	2,4
2	17	251,4488889	502,8977778	1005,795556	2,1
3	20	295,8222222	591,6444444	1183,288889	1,8
4	32	473,3155556	946,6311111	1893,262222	1,1
5	74	1094,542222	2189,084444	4378,168889	0,4
6	194	2869,475556	5738,951111	11477,90222	0,1
7	614	9081,742222	18163,48444	36326,96889	0,05

На вкладці BB Processing користувач може задати:

- ADC Clock Divider (дільник частоти для АЦП), 0-7, цей параметр спільно з числом точок впливає на реальну тривалість свіпу, який формується модулем і який розраховується за формулою (2.1). Залежність T_{smr} від ADC Clock Divider і приклади розрахунків за цією формулою дані в таблиці 2.3.

- Number of Samples (кількість точок для оцифровки) — 32, 64, 128, 256, 512, 1024, 2048, 4096; чим більше точок, тим довше свіп;

- Number of Ramps (число свіпів) — 1, 2, 4, 8, 16, 32, 64, 128, число реалізацій перед БПФ, що усереднюються;

- Downsampling (Субдискретизація), 0-64, дозволяє поліпшити роздільну здатність до 1 мм, проте потужність сигналу при цьому сильно падає;

- FFTsize (розмір БПФ) — 32, 64, 128, 256, 512, 1024, 2048, 4096;

- Average (усереднення після БПФ), 0-7, 1 означає усереднення двох спектрів.

$$T_{sweep} = T_{smp} \cdot 1,04 \cdot N_{smp} / 36, \quad (2.16)$$

де T_{sweep} — розрахунковий час свіпу, мкс; T_{smp} — число тактів АЦП між відліками, залежить від ADC Clock Divider; N_{smp} — число точок для оцифровки.

Не всі комбінації, проте, працездатні і залежать від конкретної прошивки плати з мікроконтроллером. Значення, підтверджені на практиці, позначені в табл.2.3 сірим кольором.

Роздільна здатність по відстані для ЛЧМ-сигналу розраховується за формулою:

$$a_{cc} = (c \cdot N_{smp}) / (2 \cdot BW \cdot N_{fft} \cdot N_{down}), \quad (2.17)$$

де c — швидкість світла, 3×10^8 м/с; BW — ширина свіпу ЛЧМ-сигналу, Гц; N_{smp} — кількість відліків, отриманих АЦП; N_{fft} — розмір БПФ; N_{down} — ступінь субдискретизації.

Якщо субдискретизація не використовується і $N_{smp} = N_{fft}$, формула спрощується як:

$$a_{cc} = c / (2 \cdot BW). \quad (2.18)$$

Обробка фазової інформації від сигналу дозволяє отримати субміліметрову точність вимірювання відстані. Для демонстрації фазової інформації на вкладці зверху FFT-View треба включити фазові маркери (phase markers). При цьому на піках спектрограми з'являються стрілочки, які містять інформацію про фази. На цьому малюнку добре видно відображення від стелі, яка знаходиться на відстані 1,917 м, рівень сигналу -50 дБ.

У фреймі status вказані такі параметри: смуга свіпування 1992 МГц; роздільна здатність по дальності 18,8 мм; гранична дальність 9,216 м; частота вибірок 10,35 Гц; підсилення 56 дБ.

Важливою особливістю набору Easy Radar Kit є відкритий протокол, який дозволяє використовувати його для створення прототипів пристроїв. Найбільш простий спосіб комунікації з модулем — застосування програми RealTerm [55], яка дозволяє як посилати команди, так і зберігати потік даних в файл. Треба відзначити, що роботи над програмним забезпеченням ще ведуться, і не вся його функціональність, на жаль, діє так, як це описано. Робота з модулем в такому режимі розрахована на просунутого користувача. Текстові команди, що відправляються модулю, можна подивитися в лівому нижньому кутку екрану у вкладці Log.

Основний інтерес представляє одержання сирих даних з АЦП. Це можливо в двох варіантах: безпосередньо дані оцифровки і вже з накла-

денням на них вікна Хемінга (Humming), що необхідно для подальшого ШПФ. Приклад такого сигналу, відбитого від уголкового відбивача на відстані приблизно 30 см від модуля, на виходах каналів I/Q з вибіркою по 512 відліків, побудованого засобами LabView, показаний на рис. 2.45.

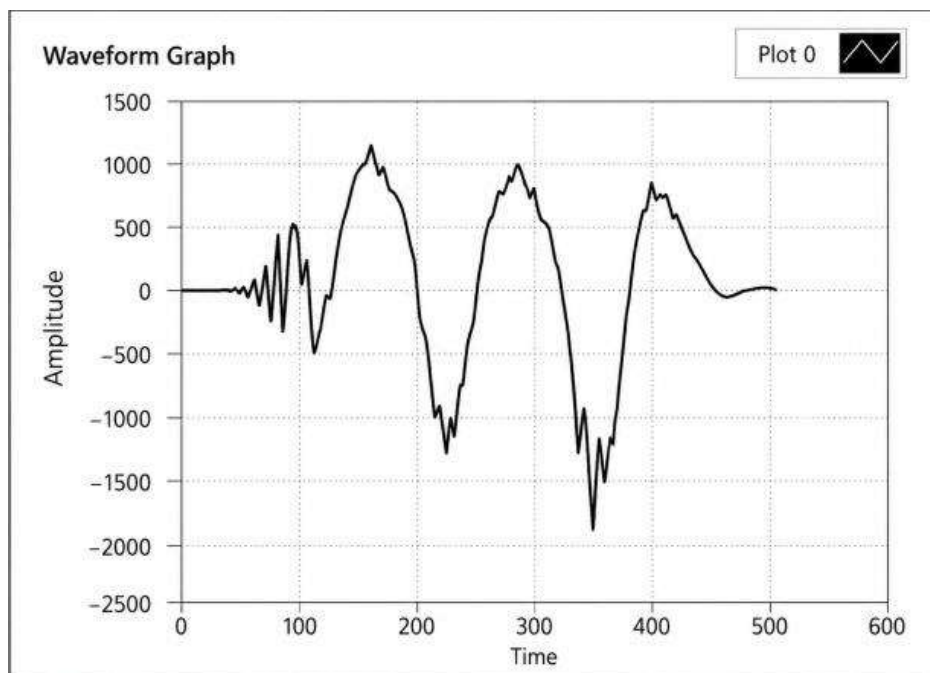


Рис. 2.45. Сигнали на вході АЦП від I/Q-каналів трансивера

2.6. Короткий аналіз публікацій з розробки та застосування FMCW-радарів міліметрового та терагерцового діапазонів

У інтернеті на даний момент часу існує велика кількість публікацій, що присвячена розробці та застосуванню FMCW-радарів у різних сферах людського життя. Переважна кількість цих публікацій присвячена радарним пристроям ближнього радіусу дії з використанням ЛЧМ-сигналу, які працюють в діапазонах частот, нижчих за 100 ГГц: 60 ГГц, 75 ГГц, 95 ГГц тощо.

Наприклад, у роботі [42] представлено двовимірний метод локалізації цілі з використанням двох недорогих і компактних FMCW-радіолокаторів, що працюють на частоті 79 ГГц.

У роботі [43] представлено ІМС приймача МІМО 60 ГГц для використання в радіолокаційних пристроях з FMCW, які вимагають високої кутової роздільної здатності. Чіп має розміри $2,16 \times 2,39$ мм² і виготовлений за технологією SiGe BiCMOS 250/340 ГГц f_T/f_{\max} 0,13 мкм. З максимальним споживанням струму 340 мА від одного джерела живлення 3,3 В у

режимі TDM, повністю інтегрований трансивер використовує 4 Tx і 4 Rx канали, кожен з параметрами підсилення та включення для налаштування відповідно до сигналів керування. Канал Tx має максимальну вихідну потужність 12,5 дБм, тоді як канал Rx досягає 18 дБ підсилення і коефіцієнт шуму нижче 9 дБ у повному діапазоні ISM. Вбудовані блоки самотестування інтегровані як для Rx, так і для Tx, відповідно, у формі змішувачів з підвищенням частоти та детекторів потужності, які просто вмикаються під час фази калібрування. Крім того, масштабована природа ІМС дозволить каскадувати кілька чіпів для масивних ланцюгів МІМО, для яких функціонує внутрішній VCO 20 ГГц лише основного чіпа. Таким чином можна підвищити кутову роздільну здатність радара. Успішні результати вимірювань свідчать про те, що запропонований трансивер МІМО добре підходить для радіолокаційних додатків 60 ГГц.

У роботі [44] представлено метод оцінки відстані за допомогою FMCW-радару міліметрового діапазону з точністю близько кількох мікрометрів. За допомогою радара показано, як частота та фаза радіолокаційного сигналу використовуються для точного визначення відстані між радарним датчиком та об'єктом, від якого відбивається сигнал. Цей метод перевірено з використанням однокристального FMCW-радару, що працює на частоті 77 ГГц, із використанням смуги частот 4 ГГц. Проведено порівняння розрахункової відстані із справжньою (вимірною) відстанню в кількох різних місцях розташування об'єкта. Розрахункова відстань має дисперсію менше 10 мкм, що наближається до нижньої межі Крамера-Рао. Також представлено нове рішення для мінімізації зміщення оцінки через відбиття від сусідніх об'єктів, а також вирішення проблеми небажаної неоднозначності фази, яка пов'язана з відновленням фази під час оцінки відстані.

У цій роботі [45] показано технологію застосування сучасного процесу SiGe BiCMOS для розробки монолітної ІМС надширокосмугового (UWB) бістатичного FMCW радара неперервною смугою пропускання понад 40 ГГц у діапазоні нижче 60 ГГц. Висока смуга пропускання генерується шляхом понижуючого перетворення двох високочастотних VCO на частоті близько 100 ГГц. Вихідний сигнал забезпечує частотний діапазон, який відповідає сумі смуг пропускання обох VCO. Це призводить до створення радіолокаційної системи, яка забезпечує надшироку неперервну смугу частот на помірних частотах для реалізації високої просторової роздільної здатності.

У роботі [46] демонструється роздільна здатність бістатичного радіолокатора D-діапазону (110–170 ГГц) на основі BiCMOS mmWave ІМС з антенами на кристалі. Широкопосмуговий кільцевий ГКН використовується для генерації смуги частот 20 ГГц, яка перетворюється у ЛЧМ-сигнал зі смугу 80 ГГц за допомогою вбудованого квадруплера (помножувача час-

тоти в 4 рази) в чіпі радіолокаційного приймача. Було розроблено демонстраційну плату, на якій досліджено роботу FMCW-радару. Точність вимірювання дальності, що рівна 75 мкм підтверджена на відстані 0,5 м без застосування зовнішніх лінзових антен. Обговорюється питання калібрування нелінійності вихідного сигналу радару через дуже широку смугу пропускання. Роздільна здатність каліброваного діапазону наближається до теоретичної межі 3,8 мм із вікном Ханна.

Робота [47] відображає першу демонстрацію FMCW-радару із частотою 95 ГГц із обмеженим тепловим шумом із високою (1 Вт) передавальною потужністю та можливостями доплерівського виявлення об'єктів на великій відстані. Радар із частотою 95 ГГц є частиною приладу GAISR (Спектрометр газу та льоду/Радар) для дослідження динаміки та розподілу кометних слідів і шлейфів у крижаних тілах Сонячної системи. Радарні вимірювання проводилися з використанням різноманітних цілей на різних відстанях і швидкостях, таких як автомобілі на автостраді, хмари, дощ і схили, щоб перевірити дальність і можливість вимірювання доплерівських зсувів. Компактний дизайн (одна первинна антена діаметром 15 см) і отримані дані високої якості, представлені в цьому документі, роблять цей FMCW-радар діапазону 95 ГГц унікальним для майбутніх космічних місій для застосування в планетології та науках про Землю.

У роботі [48] описано автомобільну радіолокаційну ІМС з чотирма передавальними та чотирма приймальними каналами на частоті 79 ГГц із безперервною хвилею з декількома входами та багатьма виходами, засновану на 20 ГГц синхронізуючому генераторі (ILO). Запропонована архітектура забезпечує каскадування чіпів із кількома трансиверами (TRX) у послідовному порядку, де кожен чіп TRX прив'язаний до попереднього. Архітектура системи та схемотехніка ILO були детально описані з результатами вимірювань.

У роботі [49] проведено дослідження щодо виявлення безпілотних літальних апаратів (БПЛА), визначення значень радіолокаційного поперечного перерізу (RCS) і оцінка дальності з використанням комерційного стандартного міліметрового діапазону FMCW-радіолокаційної системи, яка працює в діапазоні частот 77-81 ГГц. Вимірювання проводилися в лабораторних умовах з використанням однієї приймально-передавальної антени без безехової камери. Значення RCS різних вертикально та горизонтально розташованих БПЛА були виміряні експериментально вздовж кута 360°, а результати моделювання, отримані за допомогою обчислювального інструменту, порівнювалися з експериментальними результатами. Результати вимірювання та моделювання разом із оцінкою дальності узгоджуються з високою точністю.

Робота [50] демонструє розроблений прототип одноканального радіолокатора з FMCW, що працює поблизу центральної частоти 243 ГГц. Ос-

новною мотивацією розробки радара є підтримка мікродопплерівських вимірювань рухомих цілей на частотах міліметрового діапазону. У трансивері використовується комерційно доступний модуль оцінки синтезатора, який безпосередньо керує вузлами помножувача частоти на 24 як передавача, так і приймача. Приймач являє собою просту архітектуру прямого перетворення, що підключений до плати збору даних 5 МГц/с або швидкого осцилограф (до 2 Гб/с). У цьому документі представлені конструкція та робота трансивера разом із результатами вимірювань реконфігурованого багатолопатевого ротора, який використовується для демонстрації продуктивності системи.

У роботі документі [27] представлено високомініатюрний і комерційно доступний радарний датчик міліметрових хвиль, що працює в діапазоні частот від 121 до 127 ГГц. Його можна використовувати для вимірювання відстані з точністю до однорозрядного мікрометричного діапазону. Датчик заснований на принципі FMCW-радару, однак вимірювання CW-сигналу також можливі завдяки його універсальній конструкції. Наведено огляд існуючих радіолокаційних датчиків міліметрового діапазону і детально показано інтегрований радарний датчик на базі ІМС компанії SiliconRadarTRX_120_001. Радіочастотна частина радара, яка реалізована за технологією SiGe також описана. Схема радара на мікросхемі, а також зовнішні антени повністю інтегровані в корпусі розміром 8 мм × 8 мм без виводів. Для оцінки радіолокаційного сигналу використовується двоетапний підхід: грубе визначення положення цілі за оцінкою частоти биття в поєднанні з додатковим визначенням фази сигналу. Це забезпечує точність в межах однозначного мікрометричного діапазону. Результати вимірювань доводять, що точність вище ± 6 мкм може бути досягнута за допомогою датчика на відстані вимірювання 35 мм.

У роботі [51] для досягнення мікрометрової точності використовується мініатюрний FMCW-радар ISM-діапазону 122 ГГц на базі ІМС компанії SiliconRadar. Радар складається з однокристального радіолокаційного датчика SiGe та позакристальних антен LCP. Антени вбудовані разом з кристалом трансивера в корпус типу QFN. Для збільшення підсилення радара використовується додаткова лінза. Комбінований алгоритм оцінки частоти та фази забезпечує мікрометричну точність. Показано вплив фазового центру лінзи на фазу частоти биття і, отже, загальну точність. Крім того, досліджуються обмеження точності радіолокаційної системи на великих відстанях вимірювання. Точність 200 мкм і 2 мкм досягається на відстані 1,9 м і 5 мм відповідно.

Висновки до розділу 2

У розділі наведено основні відомості про принципи дії радарів неперервного випромінювання з частотною модуляцією (Frequency-Modulated Continuous Wave radar, ЛЧМ-радар), які в якості зондуючого сигналу використовують ЛЧМ-сигнал і для роздільної здатності за дальністю яких визначальним фактором є ширина спектра. Освоєння терагерцового діапазону ($f > 120$ ГГц) дає можливість використовувати широкі смуги випромінювання (сотні МГц — одиниці ГГц) ЛЧМ-сигналу, що дозволяє реалізувати достатньо високу роздільну дальність за відстанню при малих масогабаритних параметрах радарних пристроїв малого радіусу дії (до 100 м) для високоточних систем наведення та керування різними об'єктами. Ще однією перевагою розробки та застосування радарних пристроїв терагерцового діапазону є їх висока завадозахищеність через відсутність засобів радіоелектронного придушення, що працюють в терагерцовому діапазоні. Крім того, застосування радарів в терагерцовому діапазоні сприятиме забезпеченню електромагнітної сумісності з радіоелектронними засобами інших систем, а саме: систем стільникового зв'язку, радіорелейного та супутникового зв'язку, цифрового телебачення й радіомовлення, систем радіолокації та радіонавігації.

Представлено лінійку сучасних інтегральних мікросхем діапазону 122 ГГц від компанії SiliconRadar (TRX_120_001, TRA_120_002, TRX_120_045), а також налагоджувальних наборів SiRadEasy та SiRadSimple з програмним забезпеченням на їх основі, які дозволяють повністю дослідити роботу радарного модуля в різних режимах його роботи і які можуть бути прикладом при розробці, налагодженні та дослідженні приймально-передавальних модулів терагерцового діапазону для високоточних систем наведення та керування потенційних замовників.

Наведено огляд і короткий аналіз публікацій з розробки та застосування FMCW-радарів міліметрового та терагерцового діапазонів, для яких характерною є досягнення мікрометрової точності радіолокаційних систем.

Література до розділу 2

1. Мириманов Р. Г. Миллиметровые и субмиллиметровые волны. Москва: Изд-во иностранной литературы, 1959. 548 с.
2. Исаев В. М., Кабанов И. Н., Комаров В. В., Мещанов В. П. Современные радиоэлектронные системы терагерцового диапазона // Доклады ТУСУРа. 2014. № 4(34). С. 5–21.
3. Federici J., Moeller L. Review of terahertz and subterahertz wireless communications // Journal of Applied Physics. 2010. Vol. 107, No. 11. Article ID 111101.

4. Наритник Т. М., Бондарчук С. О., Вальчук Д. С., Піддубний А. В. Аналіз-терагерцових технологій та їх застосування для створення інноваційних розробок // Проблем телекомунікацій. 2017. С. 50–56.
5. Recommendation ITU-R P.838-3. Specific attenuation model for rain for use in prediction methods. Geneva: International Telecommunication Union, 2005.
6. ITU-R Recommendation P.1621-1: Data required for Earth-space systems operating in the 20–375 THz frequency range
7. ITU-R Recommendation F.2107-1: Characteristics and applications of fixed wireless systems operating in frequency ranges between 57 GHz and 134 GHz (2011)
8. ITU-R Recommendation P.676-5: Attenuation by atmospheric gases (2001)
9. ITU-R Recommendation P.837-4: Characteristics of precipitation for propagation modeling (2003). Available at: <https://www.itu.int/rec/R-REC-P.837/en>
10. ITU-R Recommendation P.838-3: Rain attenuation model for prediction methods. Available at: https://www.itu.int/dms_pubrec/itu-r/rec/p/R-REC-P.838-3-200503-I!!PDF-R.pdf
11. Sekine, M., Lind, G.: Rain attenuation of centimeter, millimeter and submillimeter waves. In: Proceedings of the 12th European Microwave Conference, Helsinki, pp. 584–589 (1982)
12. Sukhonin, E.V.: К проблеме распространения миллиметровых волн в осадках. Uspekhi Radioelektroniki 9, 72–79 (2002)
13. Наритник Т. М., Кравчук С. О. Телекомунікаційні системи терагерцового діапазону: монографія. Житомир: ФОП «Євенок О. О.», 2015. 394 с.
14. Kukutsu N., Kado Y. Overview of millimeter and terahertz wave application research // NTT Technical Review. 2009. Vol. 7, No. 3.
15. Ilchenko M., Narytnyk T., Avdeyenko G. Wireless Communication Systems of Terahertz Frequency Range // Current Trends in Communication and Information Technologies / eds. P. Vorobiyenko, M. Ilchenko, I. Strelkovska. Cham: Springer, 2021. Vol. 212. P. 189–222.
16. Terahertz Radiation System Market [Електронний ресурс]. — Режим доступу: <https://marketdigits.com/terahertz-radiation-system-market/>
17. Terahertz Radiation Systems: Technologies and Global Markets [Електронний ресурс]. — Режим доступу: <https://www.bccresearch.com/market-research/instrumentation-and-sensors/terahertz-radiation-systems-markets-report.html>
18. Terahertz Radiation System Market Share 2023: In-depth Analysis, Growth Opportunities, Upcoming Challenges, Future Trends and Forecast to 2029 [Електронний ресурс]. — Режим доступу: https://www.theexpresswire.com/pressrelease/яTerahertz-Radiation-System-Market-Share-2023-In-depth-Analysis-Growth-Opportunities-Upcoming-Challenges-Future-Trends-and-Forecast-to-2029_18201986
19. Global Terahertz Radiation System Market Development Strategy Pre and Post COVID-19 [Електронний ресурс]. — Режим доступу: <https://www.maiaresearch.com/market-report/1325504-Terahertz-Radiation-System-1325504.html>
20. Томская группа и студенческое отделение IEEE. Терагерцовые технологии и спектр частот [Електронний ресурс]. — Режим доступу: <http://ieee.tpu.ru/another/teraherz.html>

21. Теоретические основы радиолокации / Под ред. Я. Д. Ширмана. — М.: Советское радио, 1970. — 560 с.
22. Гришин Ю. П., Ипатов В. П., Казаринов Ю. М. и др. Радиотехнические системы: учебник для вузов. — М.: Высшая школа, 1990. — 496 с.
23. Бакулев П. А. Радиолокационные системы: учебник для вузов. — 3-е изд., перераб. и доп. — М.: Радиотехника, 2015. — 440 с.
24. Frequency-Modulated Continuous-Wave Radar (FMCW Radar) [Электронный ресурс]. — Режим доступа: <https://www.radartutorial.eu/02.basics/Frequency%20Modulated%20Continuous%20Wave%20Radar.en.html>
25. Otto T. Principle of FMCW Radars [Электронный ресурс]. — Режим доступа: <https://www.slideshare.net/tobiasotto/principle-of-fmcw-radars>
26. Документація на TRX_024_046 [Электронный ресурс]. — Режим доступа: https://siliconradar.com/products/single-product/24-ghz-transceiver-trx_024_046/
27. Pauli M., Gottel B., Scherr S. et al. Miniaturized Millimeter-Wave Radar Sensor for High-Accuracy Applications // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. — 2017. — Vol. 65. — P. 1707–1715.
28. Terahertz Technologies Market: Information by Technology, End-User and Region — Forecast till 2030 [Электронный ресурс]. — Режим доступа: <https://straitresearch.com/report/terahertz-technologies-market>
29. Silicon Radar. Products Overview — MMICs [Электронный ресурс]. — Режим доступа: <https://siliconradar.com/products/>
30. Eravant [Электронный ресурс]. — Режим доступа: <https://www.eravant.com/>
31. Virginia Diodes. Your Source for Terahertz and mm-Wave Products [Электронный ресурс]. — Режим доступа: <https://www.vadiodes.com/en/>
32. Горбатов К. Знакомство с компанией Silicon Radar. *Компоненты и технологии*. 2017. № 5. С. 33–40.
33. Горбатов К. Silicon Radar: О дистанционном измерении дыхания и пульса. *СВЧ-электроника*. 2017. № 3. С. 62–67.
34. Горбатов К. О точных измерителях дальности от компаний Texas Instruments и Silicon Radar. *Компоненты и технологии*. 2018. № 2. С. 6–10.
35. EVALKIT SiRad Easy® r4 — Our New Standard on Evaluation Boards [Электронный ресурс]. — Режим доступа: <https://siliconradar.com/evalkits/#sirad-r4>
36. Горбатов К. Silicon Radar: новые, сверхширокополосные. *Компоненты и технологии*. 2020. № 2. С. 6–11.
37. Документація на TRX_120_001 [Электронный ресурс]. — Режим доступа: <https://siliconradar.com/products/single-product/120-ghz-radar-transceiver/>
38. Документація на TRA_120_002 [Электронный ресурс]. — Режим доступа: https://siliconradar.com/products/single-product/120-ghz-transceiver-tra_120_002/
39. Collimator Lens for SiRad® Evaluation Kits — Accessory for Radar Evaluation Boards [Электронный ресурс]. — Режим доступа: https://siliconradar.com/datasheets/Datasheet_Collimator_Lens_V1.1.pdf
40. Документація на TRA_120_045 [Электронный ресурс]. — Режим доступа: https://siliconradar.com/products/single-product/120-ghz-wide-band-transceiver-tra_120_045/

41. SiRad Easy® r4, SiRad Easy® & SiRad Simple®. User Guide [Электронный ресурс]. — Режим доступа: https://siliconradar.com/datasheets/User_Guide_Easy_Simple_V2.5.pdf
42. Hamidi S., Safavi-Naeini S. Single Channel mmWave FMCW Radar for 2D Target Localization // 2021 IEEE 19th International Symposium on Antenna Technology and Applied Electromagnetics (ANTEM).
43. Öztürk E., Yodprasit U., Kissinger D. et al. A Master/Slave 55.5–64.8 GHz 4×4 FMCW Radar Transceiver in 130 nm SiGe BiCMOS for Massive MIMO Applications // 2019 IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS).
44. Ikram M. Z., Ahmad A., Wang D. High-accuracy distance measurement using millimeter-wave radar // 2018 IEEE Radar Conference (RadarConf18).
45. Welp B., Briese G., Pohl N. Ultra-Wideband FMCW Radar with over 40 GHz Bandwidth below 60 GHz for High Spatial Resolution in SiGe BiCMOS // 2020 IEEE/MTT-S International Microwave Symposium (IMS).
46. Ahmad W. A., Kucharski M., Ng H. J., Kissinger D. D-Band FMCW Radar with sub-cm Range Resolution based on a BiCMOS mm Wave IC // 2021 18th European Radar Conference (EuRAD).
47. Monje R. R., Cooper K. B., Dengler R. J. et al. Long Range-Doppler Demonstration of a 95 GHz FMCW Radar // 2018 15th European Radar Conference (EuRAD).
48. Mushtaq A., Winkler W., Kissinger D. A 79-GHz Scalable FMCW MIMO Automotive Radar Transceiver Architecture with Injection-Locked Synchronization // 2019 IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS).
49. Doğanay B., Arslan M., Demir E. C. et al. UAV Detection and Ranging with 77–81 GHz FMCW Radar // 2022 30th Signal Processing and Communications Applications Conference (SIU).
50. DeMartinis G. B., Soper B. W., Cook J. D. et al. A 243 GHz Direct-Conversion FMCW Transceiver for Radar Moving Target Signature Measurements // 2018 USNC-URSI Radio Science Meeting.
51. Scherr S., Gottel B., Ayhan S. et al. Miniaturized 122 GHz ISM Band FMCW Radar with Micrometer Accuracy // 2015 European Radar Conference (EuRAD). — P. 277–280.
52. RPG-Radiometer Physics GmbH [Электронный ресурс]. — Режим доступа: <https://www.radiometer-physics.de/>
53. SiRad Easy 300 GHz Front End Board [Электронный ресурс]. — Режим доступа: https://siliconradar.com/wiki/SiRad_Easy_300_GHz_Front_End_Board
54. STM32 Nucleo-64 Development Board with STM32F303RE MCU [Электронный ресурс]. — Режим доступа: <https://www.st.com/en/evaluation-tools/nucleo-f303re.html>
55. RealTerm: Serial/TCP Terminal [Электронный ресурс]. — Режим доступа: <https://sourceforge.net/projects/realterm/>
56. TC-21 Terahertz Technology and Applications Committee [Электронный ресурс]. — Режим доступа: <https://mtt.org/technical-committees-list/>

Розділ 3

ПРОЄКТУВАННЯ ПРИЙМАЛЬНО-ПЕРЕДАВАЛЬНОГО МОДУЛЯ ТЕРАГЕРЦОВОГО ДІАПАЗОНУ

3.1. Вибір та обґрунтування архітектури модуля із інтегрованою лінзовою антеною на платформі SiliconRadar

Розроблення приймально-передавального модуля для роботи в терагерцовому діапазоні частот є ключовим етапом у створенні заводозахищених систем для інфокомунікаційних і радіолокаційних застосувань [1-7]. Архітектура модуля визначає його здатність забезпечувати високу пропускну здатність, заводозахищеність, точність визначення відстані та енергоефективність. У цьому розділі розглядаються вимоги до архітектури, аналізуються можливі архітектурні рішення, обґрунтовується вибір оптимальної конфігурації та описуються її компоненти.

Для забезпечення ефективної роботи приймально-передавального модуля в терагерцовому діапазоні сформульовано низку вимог. Модуль має підтримувати високу пропускну здатність на рівні кількох гігабіт на секунду, що необхідно для сучасних інфокомунікаційних систем, таких як бездротові мережі високої пропускну здатності. Архітектура повинна забезпечувати стійкість до електромагнітних перешкод, атмосферних шумів і поглинання сигналу атмосферними газами, зокрема водяною парою. Для радіолокаційних застосувань модуль має мати роздільну здатність на рівні сантиметрів, що вимагає високої частотної стабільності та чутливості приймача. Важливими є також компактність і енергоефективність для інтеграції в портативні пристрої, а також економічна доцільність, що досягається завдяки використанню доступних технологій, таких як 3D-друк для антен [8-10].

Для вибору оптимальної архітектури проаналізовано три основні підходи, які застосовуються в приймально-передавальних модулях для терагерцового діапазону. Гетеродинна архітектура використовує змішувачі та локальний осцилятор для перетворення вхідного терагерцового сигналу на проміжну частоту, а потім у базову смугу, що забезпечує високу чутливість і селективність, але характеризується складністю реалізації, високим енергоспоживанням і великими габаритами. Архітектура прямого перетворення (Zero-IF) перетворює вхідний сигнал безпосередньо в базову смугу, що спрощує конструкцію та знижує енергоспоживання, але є чутливою до фазових шумів і має проблеми з нерівномірністю каналу, що знижує заводозахищеність. Архітектура на основі монолітних мікрохвильових інтегральних схем (ММІС) базується на інтеграції підсилювачів, змішувачів, фільтрів і антенних елементів в одному чіпі, що забезпечує

компактність, високу інтеграцію та можливість роботи на терагерцових частотах, хоча потребує ретельної оптимізації компонентів.

На основі проведеного аналізу [1-10] обрано архітектуру на основі ММІС з інтеграцією лінзової антени на базі платформи SiliconRadar. Цей вибір обґрунтовується компактністю та інтеграцією, що дозволяють об'єднати ключові компоненти в одному чіпі, зменшуючи розміри модуля та спрощуючи його виробництво. Платформа SiliconRadar забезпечує високу частотну стабільність у діапазоні 0.1–0.3 ТГц, який характеризується помірним атмосферним поглинанням, що дозволяє ефективно працювати в реальних умовах. Лінзові антени забезпечують вузьку діаграму спрямованості (5–10°) і коефіцієнт підсилення до 20 дБ, що підвищує заводозахищеність і дальність передачі сигналу. Архітектура дозволяє використовувати різні модуляційні схеми, такі як QPSK або BPSK, та адаптивні алгоритми обробки сигналів, наприклад метод найменших квадратів (LMS), для компенсації перешкод у реальному часі. Використання 3D-друку для виготовлення лінзових антен із доступних діелектричних матеріалів, таких як PLA або ABS, знижує собівартість порівняно з традиційними методами виробництва.

Обрана архітектура включає лінзову антену, виготовлену з діелектричних матеріалів за допомогою 3D-друку, що забезпечує спрямованість сигналу та знижує витрати на виробництво. Підсилювач низького шуму (LNA) підвищує чутливість приймача з коефіцієнтом шуму менше 6 дБ, дозволяючи ефективно обробляти сигнали в умовах атмосферних шумів. Змішувач виконує перетворення частоти вхідного сигналу в базову смугу, забезпечуючи високу лінійність і низькі втрати. Цифровий сигнальний процесор (DSP) реалізує алгоритми адаптивної фільтрації (LMS) і кодування (LDPC), що підвищують заводозахищеність. Синтезатор частоти забезпечує стабільну генерацію сигналів у діапазоні 0.1–0.3 ТГц, що є критичним для точності роботи модуля.

Архітектура на основі ММІС із інтегрованою лінзовою антеною на платформі SiliconRadar є оптимальним рішенням для створення приймально-передавального модуля в терагерцовому діапазоні. Вона забезпечує високу пропускну здатність, заводозахищеність, компактність і економічну доцільність. Використання 3D-друку для виготовлення антен і сучасних алгоритмів обробки сигналів дозволяє створити ефективний і універсальний модуль, придатний для інфокомунікаційних і радіолокаційних застосувань.

3.2. Універсальність платформи SiRadEasy

Платформа SiRadEasy від SiliconRadar [11-13] є універсальним рішенням для створення приймально-передавальних модулів у терагерцовому діапазоні частот завдяки своїм унікальним характеристикам, які забезпечують адаптивність до різноманітних застосувань, технологічну гнучкість і відповідність сучасним вимогам до заводозахищених систем. Платформа SiRadEasy здатна адаптуватися до різних сценаріїв використання і її можна вважати як основу для інфокомунікаційних і радіолокаційних систем.

Основою універсальності SiRadEasy є її базування на технології монокристалічних мікрохвильових інтегральних схем (ММІС) із використанням кремнієво-германієвої (SiGe) технології. Це дозволяє створювати модулі з високим рівнем інтеграції, що забезпечує компактність і можливість використання в портативних пристроях, таких як мобільні комунікаційні системи, компактні радіолокатори, біосенсори та системи терагерцового зображення. Така універсальність робить платформу придатною для широкого спектра застосувань, від високошвидкісної передачі даних до точного зондування об'єктів у складних електромагнітних умовах.

SiRadEasy підтримує гнучке налаштування для різних типів модуляції, що дозволяє адаптувати модуль до специфічних вимог застосувань. Наприклад, для інфокомунікаційних систем платформа може бути налаштована на використання складних модуляційних схем для забезпечення високої пропускну здатності, тоді як для радіолокаційних застосувань можливе налаштування на простіші схеми для підвищення точності визначення відстані. Крім того, платформа підтримує інтеграцію адаптивних алгоритмів обробки сигналів, що забезпечують динамічну компенсацію завод, підвищуючи надійність роботи в реальних умовах.

Ще однією важливою особливістю SiRadEasy є її сумісність із сучасними технологіями виготовлення, зокрема з 3D-друком для створення антен. Використання доступних матеріалів, таких як діелектричні полімери, дозволяє швидко та економічно виготовляти антени з високими характеристиками спрямованості, що є важливим для застосувань, де потрібне точне фокусування сигналу. Такий підхід знижує витрати на розроблення та виробництво, роблячи платформу привабливою для дослідницьких і комерційних проєктів.

SiRadEasy також вирізняється своєю здатністю працювати в широкому діапазоні сценаріїв, включаючи не лише традиційні інфокомунікаційні та радіолокаційні задачі, а й нові напрями, такі як терагерцова спектроскопія, безконтактне зондування матеріалів і медична діагностика. Наприклад, у біосенсориці платформа може використовуватися для створення систем із високою чутливістю до біологічних об'єктів, а в системах ра-

діобачення — для формування деталізованих зображень із субміліметровою роздільною здатністю. Ця універсальність забезпечується можливістю точного налаштування параметрів роботи модуля, включаючи частотний діапазон, підсилення та алгоритми обробки даних.

Енергоефективність SiRadEasy є ще одним фактором, що сприяє її універсальності. Завдяки оптимізованій конструкції чіпа та низькому енергоспоживанню платформа підходить для використання в автономних системах, де обмежено джерела живлення, наприклад, у безпілотних літальних апаратах або портативних сенсорах. Водночас SiRadEasy забезпечує достатню продуктивність для обробки складних сигналів, що робить її придатною для високопродуктивних застосувань, таких як мережі 6G.

Платформа відповідає сучасним вимогам до терагерцових систем, описаним у науковій літературі, зокрема щодо необхідності створення компактних, енергоефективних і економічно вигідних рішень. Її здатність адаптуватися до різних умов експлуатації, включаючи роботу в середовищах із високим рівнем перешкод, забезпечується гнучкою архітектурою та підтримкою передових методів обробки сигналів. Це дозволяє використовувати SiRadEasy як універсальну основу для розробки модулів, що відповідають як поточним, так і перспективним потребам терагерцових технологій.

Таким чином, SiRadEasy є універсальним рішенням для розробки приймально-передавальних модулів завдяки високій інтеграції, підтримці гнучких модуляційних схем, сумісності з сучасними технологіями виготовлення та адаптивності до широкого спектра застосувань. Її здатність забезпечувати компактність, енергоефективність і економічну доцільність робить платформу ідеальною основою для створення інноваційних завадозахищених систем для інфокомунікаційних, радіолокаційних і нових технологічних застосувань.

3.3. Розрахунок та аналіз параметрів лінзових антен

Теоретичний аналіз та розрахунки для визначення характеристик лінзової антени радара, зокрема чутливості приймача, та коефіцієнта підсилення антени базуються на принципах роботи частотно-модульованого безперервного хвильового (FMCW) радара (122 ГГц). Радар працює шляхом передачі сигналу, його відбиття від цілі та прийому відбитого сигналу для визначення відстані до об'єкту.

На основі наданих та отриманих з практичного дослідження даних відомо, що потужність передавача: $P_t = 0.003$ Вт.

Довжина хвилі радіосигналу визначається через частоту і дорівнює 2,45 мм:

$$\lambda = \frac{c}{f} \quad (3.1)$$

де: $c = 3 \times 10^8$ м/с — швидкість поширення електромагнітної хвилі у вакуумі, $f = 122$ ГГц — частота сигналу радара (Гц).

Коефіцієнт підсилення антени (G):

Відповідно до геометричних розмірів лінзи знайдено, що апертура антени складає $A = 36 \times 36$ мм², тобто її площа дорівнює:

$$A = 1296 \text{ мм}^2 = 1.296 \times 10^{-3} \text{ м}^2 \quad (3.2)$$

Розрахунок коефіцієнта підсилення лінзової антени виконується згідно відомого рівняння:

$$G = \frac{4\pi A}{\lambda^2} \quad (3.3)$$

$$G \approx 2683.5 (\approx 34.3 \text{ dB})$$

Втрати у вільному просторі L_0 на відстані $R = 3$ м:

$$L_0 = 20 \log_{10} \left(\frac{4\pi R}{\lambda} \right) \quad (3.4)$$

$$L_0 \approx 83.8 \text{ дБ}$$

Загальні втрати у вільному просторі при поширенні радіохвилі від передавача радара до відбивача і від відбивача до приймача радара складе

$$L = 2L_0 = 167.6 \text{ дБ} \quad (3.5)$$

Прийнята потужність (P_r) визначається за формулою [14]:

$$P_r = \frac{P_t G_t G_r \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^2 R^4}, \quad (3.6)$$

де: P_t — потужність сигналу на вході передавальної антени; G_t — коефіцієнт підсилення передавальної антени; G_r — коефіцієнт підсилення приймальної антени; σ — ефективна площа розсіювання.

Для HDPE лінзи маємо:

$$P_r \approx -65.65 \text{ дБм}$$

Для ABS 100% лінзи:

$$P_r \approx -67.65 \text{ дБм}$$

Мінімальний рівень прийнятого сигналу (S_{\min}) визначається за формулою [15]:

$$S_{\min} = kTBF \cdot SNR, \quad (3.7)$$

де: k — постійна Больцмана; T — фізична температура; BF — ширина смуги частот прийнятого сигналу; SNR — відношення сигналу до шуму на вході приймальнопристрою.

$$S_{\min} \approx 1.004 \times 10^{-12} \text{ Вт}$$

Максимальна дальність дії радара (D_{\max}):

$$D_{\max} = \sqrt[4]{\frac{P_t \cdot G_t \cdot G_r \cdot \lambda^2 \cdot \sigma}{(4\pi)^3 \cdot L \cdot S_{\min}}}. \quad (3.8)$$

Для HDPE лінзи:

$$D_{\max,1} = \frac{4\sqrt{(0.003) \cdot (112.2) \cdot (112.2) \cdot (2.46 \times 10^{-3})^2 \cdot (0.195)}}{\sqrt{(4\pi)^3 \cdot (10^{167.6/10}) \cdot (1.004 \times 10^{-12})}},$$

$$D_{\max,1} \approx 7.89 \text{ м}$$

Для ABS 100% лінзи:

$$D_{\max,2} = \frac{4\sqrt{(0.003) \cdot (89.1) \cdot (89.1) \cdot (2.46 \times 10^{-3})^2 \cdot (0.124)}}{\sqrt{(4\pi)^3 \cdot (10^{167.6/10}) \cdot (1.004 \times 10^{-12})}},$$

$$D_{\max,2} \approx 6.45 \text{ м}$$

Виходячи з розрахунків максимальної дальності антени, отримані результати, які відрізняються від заявлених від виробника. Різниця в характеристиках матеріалів впливає на параметри лінз, що забезпечує економічну перевагу продукції власного виробництва.

Практичне дослідження можливої дальності застосування лінзової антени без додаткових змін потребує випробування з обчисленням результатів. Методика випробувань передбачала створення програми, у якій рівень відбитого сигналу залежав від відстані до металевого відбивача. Розміри відбивача 0,2 м². Параметри налаштування радара у програмному застосуванні: bandwidth = 300 MHz, ADC clockdivider = 5, numberoframps = 16, ramptime = 1227, DC cancellation ON, FIR filter OFF, downsampling 0, windowing ON. FFT 1024, average 1.

Виходячи з проведеного практичного дослідження залежності величини рівня відбитого сигналу від відстані після відстані більше 17 м рівень відбитого сигналу менший -42 дБм, а також важко сфокусувати об'єкт у

вигляді відбивача через конструктивні недоліки та розміри самого відбивача у ролі об'єкту.

Розрахунок потужності приймача на практичному досліді:

$$P_{\text{приймач}} = P_{\text{передавач}} + G_{\text{передавач}} + G_{\text{приймач}} - L + G_{\text{відбивач}} \quad (3.9)$$

При потужності передавача $P_{\text{передавач}} = 3\text{мВт} = 4.8\text{ дБм}$, коефіцієнтах підсилення передавальної антени та приймальної антени (заявлені) по 45,2 дБ, втратах базових 96,7 дБ і втратах сумарних 193,4 дБ потужність на вході приймача становить $P_{\text{приймач}} = -43,2\text{ дБм}$, що узгоджується з отриманими результатами вимірювання відбитого сигналу в програмному застосунку SiradEasy.

3.4. 3D-моделювання лінзової антени

Виготовлення лінзових антен за допомогою 3D-друку [16-19] є перспективним підходом для створення високоефективних компонентів приймально-передавальних модулів у терагерцовому діапазоні частот. Метою цього етапу було оцінити можливості 3D-моделювання та друку для створення лінзових антен, які відповідають вимогам до продуктивності, економічності доцільності та технологічної доступності. Основна увага приділялася визначенню оптимального матеріалу, порівнянню якості виготовлення на різних типах 3D-принтерів і перевірці можливості самостійного виробництва антен як альтернативи комерційним аналогам.

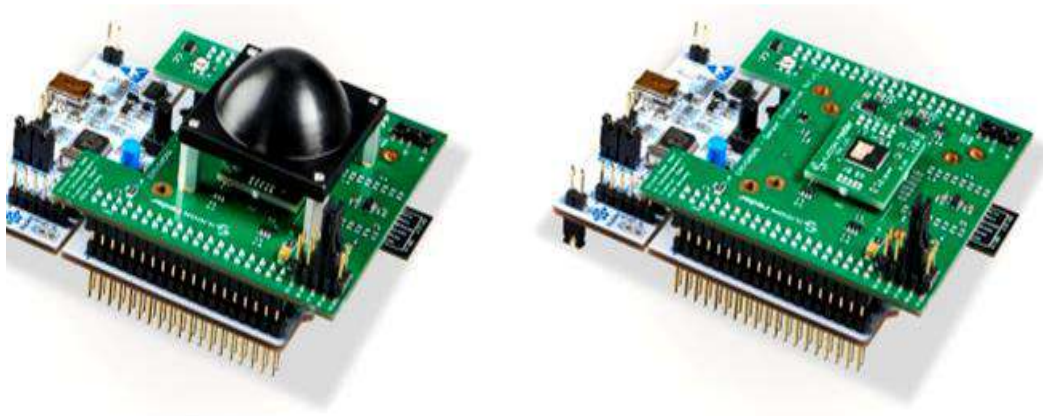


Рис. 3.1. Набір SiRadEasy з додатковою лінзовою антеною та без неї

На рис. 3.1 показано набір SiRadEasy зліва з додатковою лінзовою антеною та справа без неї. Максимальна дальність дії, наприклад фронталь-

ної частини TRX120_001 на 122 ГГц становить приблизно 40 метрів з кутом розкриття 30 градусів (-6 дБ) для цілей, таких як будівля або автомобіль. Кут розкриття пелюстки радару можна зменшити за допомогою лінзової антени. Ефект фокусування залежить від відстані між передньою частиною радару і лінзової антени.

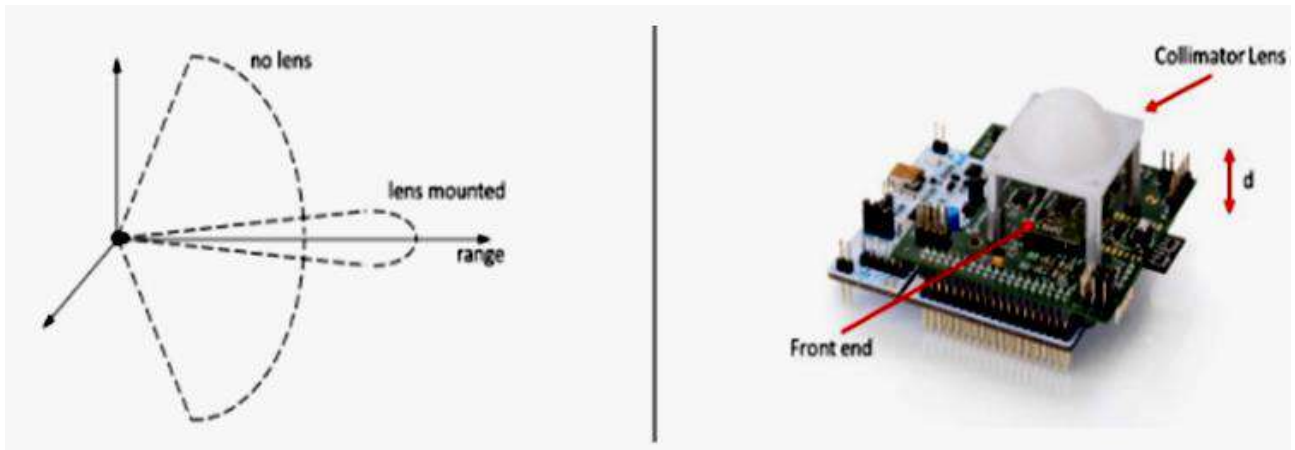


Рис. 3.2. Діаграма спрямованості та місце розміщення лінзи

На рис. 3.2 показана діаграма спрямованості без лінзи та з нею. Лінзу слід встановлювати на відстані 10-15 мм від поверхні передньої панелі радару, як показано праворуч.

Основними цілями виготовлення зразків лінзових антен було визначення оптимального матеріалу за критеріями коефіцієнта підсилення, стійкості до завад і економічної ефективності; порівняння характеристик антен, виготовлених на професійному та побутовому 3D-принтерах, для оцінки впливу якості друку; а також перевірка можливості самостійного виробництва антен для зниження витрат порівняно з комерційними аналогами.

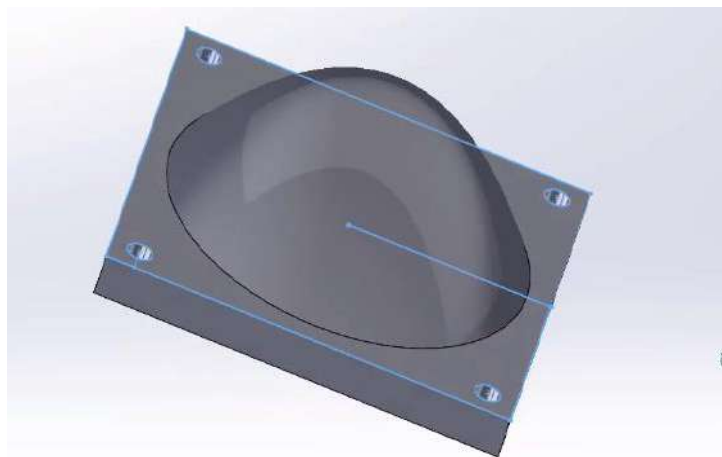


Рис. 3.3. Макет лінзи в САПР SolidWorks

Для реалізації цих цілей було проведено 3D-моделювання лінзових антен із використанням спеціалізованого програмного забезпечення, такого як SolidWorks (рис. 3.3), яке дозволило точно проєктувати антени з урахуванням їхньої геометрії та електромагнітних характеристик у терагерцовому діапазоні. Моделі антен розроблені геометрично ідентичними до CollimatorLensforSiRad (рис. 3.4).

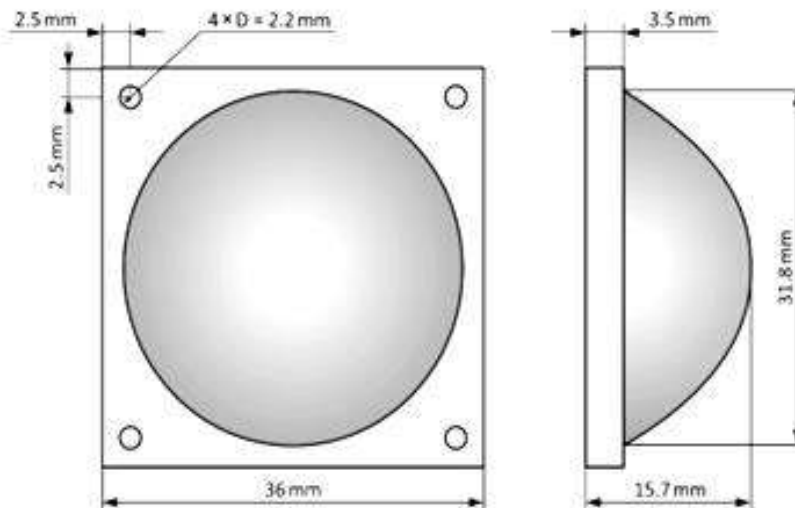


Рис. 3.4. Геометричні розміри радіопрозорі лінзи для макету SiRadEasy

3.5. Виготовлення зразків лінзових антен з різних матеріалів. Проведення практичного дослідження порівняння антен з різних матеріалів. Результати вимірювань

Було обрано п'ять матеріалів для 3D-друку: PLA, ABS, PETG, D70 і TPU 95A. PLA характеризується легкістю обробки та екологічністю, що робить його доступним для швидкого прототипування. ABS вирізняється високою механічною міцністю і стійкістю до зовнішніх впливів, що підходить для застосувань у складних умовах. PETG поєднує міцність і стійкість до атмосферних впливів, забезпечуючи баланс між продуктивністю та довговічністю. D70, як високоефективний діелектричний полімер, має низькі діелектричні втрати, що сприяє високій ефективності антени. TPU 95A, завдяки своїй гнучкості, дозволяє створювати антени, стійкі до деформацій, що є перевагою для портативних або носимих пристроїв. Для оцінки впливу якості друку зразки виготовлялися на професійному 3D-принтері (з точністю шару 0.05 мм) і побутовому 3D-принтері (з точністю шару 0.1–0.2 мм), що дозволило порівняти вплив точності геометрії на електромагнітні характеристики.

Для створення лінзових антен у терагерцовому діапазоні частот (0.1–0.3 ТГц) за допомогою 3D-друку необхідно врахувати склад матеріалів, їхню діелектричну проникність (ϵ_r), довжину хвилі (λ) у середовищі матеріалів і вартість виготовлення однієї антени. У цьому розділі розглянуто характеристики матеріалів PLA, ABS, PETG і TPU 95A, з акцентом на їхню придатність для виготовлення антен. Для PLA, ABS і PETG наведено склад, діелектричну проникність, довжину хвилі та розрахунок вартості однієї антени. Матеріали TPU 95A та D70 виключено з аналізу, оскільки вони належать до гнучких матеріалів.

Вартість матеріалів станом на середину 2025 року:

- ABS: 272 грн за 2 шт (1 шт 100% + 1 шт 50% білий), тобто 136 грн шт.
- PETG: 378 грн за 2 шт (1 шт 100% + 1 шт 25% сірий), тобто 189 грн шт.
- PLA: еквівалентно PETG, 378 грн за 2 шт (1 шт 100% + 1 шт модифікований), тобто 189 грн/шт.
- TPU 95A: 297 грн за 1 шт, тобто 297 грн/шт.

1. PLA (полілактид)

Склад: Полілактид є біорозкладним термопластом, виготовленим із відновлювальних джерел, таких як кукурудзяний крохмаль або цукрова тростина. Основним компонентом є молочна кислота, полімеризована в полімолочну кислоту. PLA може містити добавки (пластифікатори, барвники) для покращення властивостей друку, але вони незначно впливають на діелектричні характеристики.

Діелектрична проникність (ϵ_r): Відносна діелектрична проникність становить 2.72–3.48 у діапазоні 1–100 МГц, середнє значення (3.1) у терагерцовому діапазоні (75–110 ТГц). Втрати ($\tan \delta$) від 0.03% до 4.31%, що забезпечує низькі діелектричні втрати для безбарвного PLA.

2. ABS (акрилонітрил-бутадієн-стирол)

Склад: ABS є нафтобазованим термопластом, що складається з акрилонітрилу (15–35%), бутадієну (5–30%) і стиролу (40–60%). Акрилонітрил забезпечує хімічну стійкість, бутадієн — ударну міцність, стирол — жорсткість і легкість обробки. Може містити добавки для кольору або термостійкості.

Діелектрична проникність (ϵ_r): Відносна діелектрична проникність становить 2.88–3.42 у діапазоні 1–100 МГц, середнє значення (3.15). Втрати ($\tan \delta$) від 0.03% до 4.31%, що забезпечує стабільність діелектричних властивостей.

3. PETG (поліетилентерефталатгліколь)

Склад: PETG є модифікованим поліетилентерефталатом із додаванням гліколю для підвищення гнучкості та ударної міцності. Основні ком-

поненти — терефталат і етиленгліколь, із можливими добавками для стійкості до УФ-випромінювання або обробки. PETG не біорозкладний, але має високу хімічну стійкість.

Діелектрична проникність ϵ_r : Відносна діелектрична проникність становить 2.675–3.48 у діапазоні 1–100 МГц, середнє значення (3.08). Втрати ($\tan \delta$) від 0.03% до 4.31%, що забезпечує хороші діелектричні властивості.

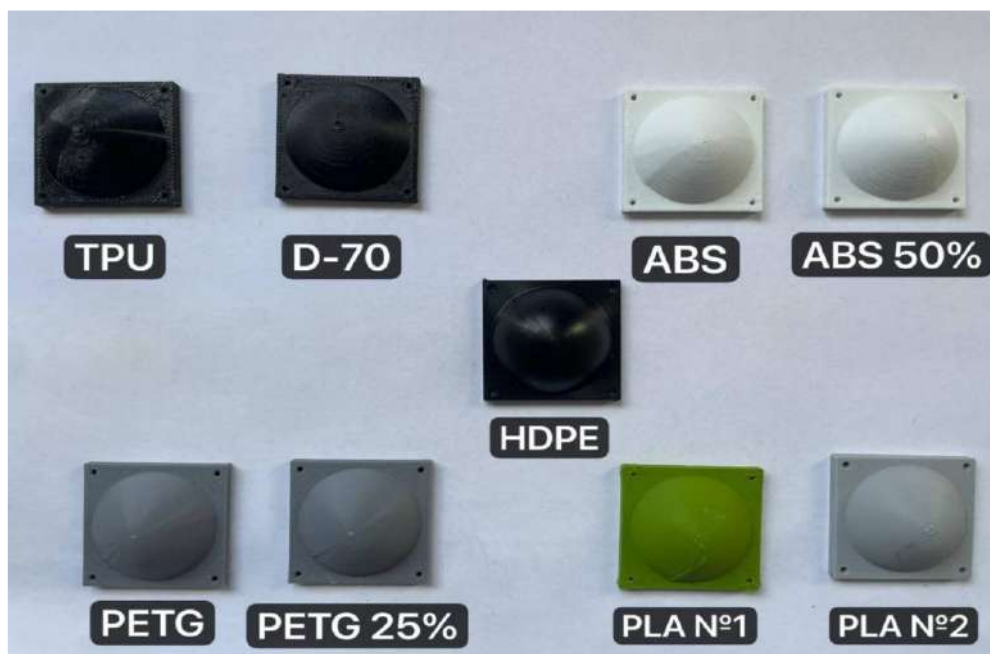


Рис. 3.5. Макетні вироби за допомогою технології 3D-друку

3.5.1. Проведення практичного дослідження порівняння з різних матеріалів

У рамках дослідження лінзових антен для заводо захищеного приймально-передавального модуля в терагерцовому діапазоні частот (0.3 ТГц) було проведено експериментальне порівняння електромагнітних характеристик восьми зразків антен, виготовлених із різних матеріалів за допомогою технології 3D-друку (рис. 3.5), а також еталонної антени з поліетилену високої щільності (HDPE) і контрольного тесту без антени. Цей розділ описує умови експерименту, параметри налаштування вимірювального обладнання, результати вимірювань, вплив діелектричних проникливостей матеріалів та інших параметрів на характеристики антен, а також аналіз отриманих даних.

Умови експерименту

Вимірювання проводилися в кабінетних умовах для забезпечення контрольованого середовища з мінімальними зовнішніми перешкодами

(рис. 3.6. та рис. 3.7). Для імітації об'єкта, що відбиває терагерцові хвилі, використовувався відбивач у вигляді металевої пластини розміром 51×40 см, розташованої на відстані 3 м від приймально-передавального модуля. Такий відбивач забезпечував стабільне відбиття сигналу, що дозволяло точно оцінити коефіцієнт підсилення антен. Відстань 3 м була обрана для моделювання типових умов роботи радіолокаційних або інфокомунікаційних систем у терагерцовому діапазоні.



Рис. 3.6. Фотографія лабораторної установки для тестування

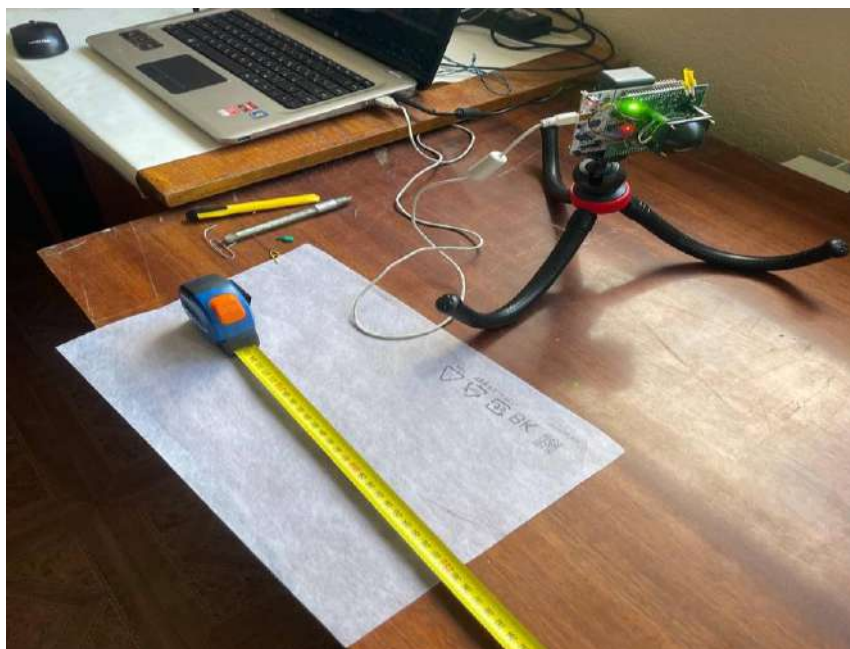


Рис. 3.7. Фотографія лабораторної установки для тестування

Параметри налаштування обладнання

Для забезпечення точності вимірювань було використано наступні параметри налаштування вимірювального обладнання:

- **Смуга пропускання (bandwidth):** 300 МГц, що відповідає широко-смуговому сигналу в терагерцовому діапазоні для оцінки частотної характеристики антен.
- **Дільник тактової частоти АЦП (ADC clockdivider):** 5, для забезпечення достатньої частоти дискретизації сигналу.
- **Кількість імпульсів (numberoframps):** 16, для підвищення точності вимірювань шляхом усереднення сигналів.
- **Час імпульсу (ramptime):** 1227 мкс, що забезпечує стабільну обробку сигналу.
- **Скасування постійної складової (DC cancellation):** увімкнено, для усунення впливу постійних шумів.
- **FIR-фільтр:** вимкнено, щоб уникнути додаткової обробки, яка могла б спотворити результати.
- **Зменшення вибірки (downsampling):** 0, для збереження повної роздільної здатності сигналу.
- **Віконна обробка (windowing):** увімкнено, для зменшення спектральних витоків.
- **Швидке перетворення Фур'є (FFT):** 1024 точки, для детального аналізу спектра сигналу.
- **Усереднення (average):** 1, для отримання даних із одного вимірювання без додаткового усереднення. Ці параметри забезпечували високу точність вимірювань і відповідність умов експерименту специфіці терагерцового діапазону.

На рис. 3.8-3.17 приведені фото скріншотів програми SiradEasy.



Рис. 3.8. Лінза SiliconRadar HDPE

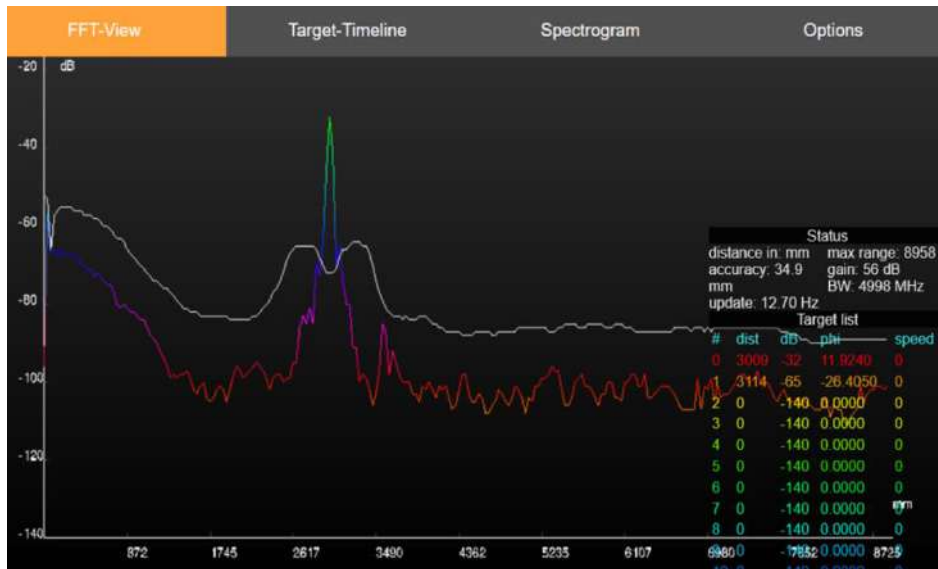


Рис. 3.9. Лінза TPU95A

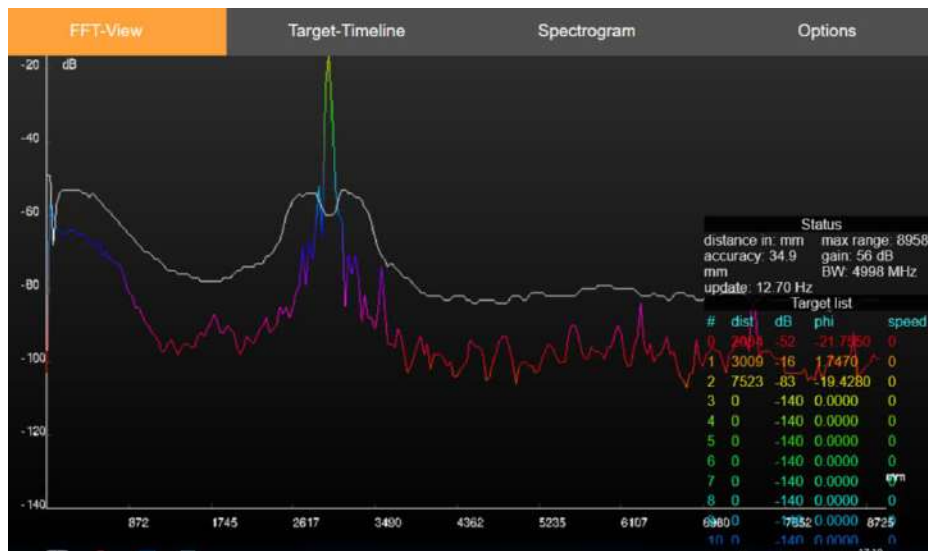


Рис. 3.10. Лінза D70



Рис. 3.11. Лінза ABS (№1)



Рис. 3.12. Лінза ABS (№2)



Рис. 3.13. Лінза PETG(№1)



Рис. 3.14. Лінза PETG(№2)



Рис. 3.15. Без лінзової антени

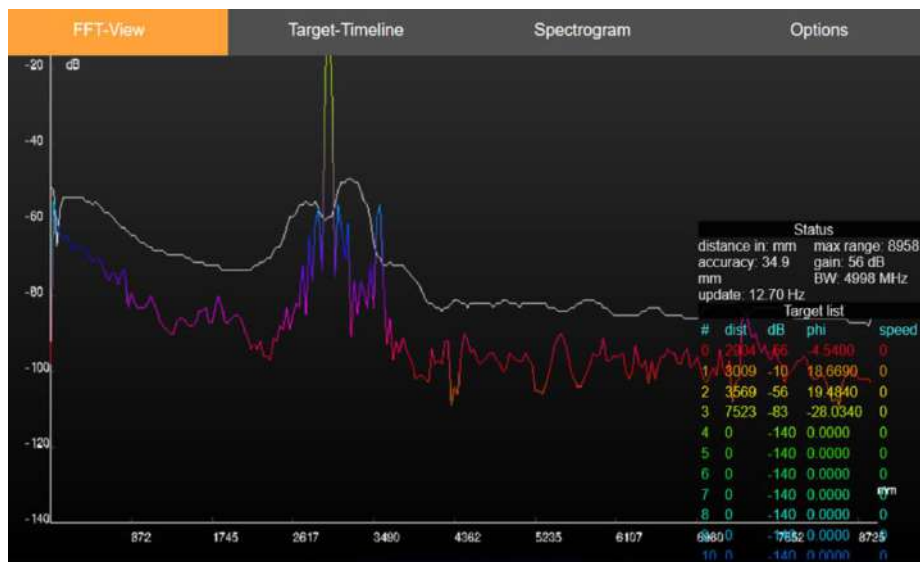


Рис. 3.16. Лінза PLA зелена



Рис. 3.17. Лінза PLA сіра

3.5.2. Результати вимірювань

Результати вимірювань коефіцієнта підсилення антен наведено нижче:

- **HDPE:** 1 дБ
- **TPU 95A:** -32 дБ
- **D70:** -16 дБ
- **ABS (50% заповнення):** -36 дБ
- **ABS (100% заповнення):** -1 дБ
- **PETG (25% заповнення):** -60 дБ
- **PETG (100% заповнення):** -8 дБ
- **Без антени:** -40 дБ
- **PLA (дешевий, домашній):** -10 дБ
- **PLA (високої якості):** -20 дБ

Аналіз результатів

Еталонна антена (HDPE) показала найкращий результат (1 дБ), що пояснюється її низькою діелектричною проникністю ($(\epsilon_r) \approx 2.3$) і мінімальними втратами в терагерцовому діапазоні. HDPE є стандартним матеріалом для терагерцових антен завдяки високій прозорості для електромагнітних хвиль.

ABS (100% заповнення) продемонстрував результат, близький до еталонного (-1 дБ), що свідчить про його високу ефективність. Щільна структура матеріалу та діелектрична проникність ($(\epsilon_r) \approx 2.7$) забезпечують хороше фокусування сигналу з мінімальними втратами.

PETG (25% заповнення) показав найгірший результат (-60 дБ), що пояснюється низькою щільністю матеріалу через пористу структуру, що призводить до значних втрат сигналу та погіршення спрямованості.

TPU 95A (-32 дБ) і ABS (50% заповнення) (-36 дБ) показали незадовільні результати через підвищені втрати, спричинені неоднорідністю структури та вищими діелектричними втратами порівняно з HDPE або ABS (100%).

D70 (-16 дБ) і PLA (високої якості) (-20 дБ) продемонстрували середні результати, що може бути пов'язано з помірними діелектричними втратами та неоднорідністю матеріалу.

PLA (дешевий, домашній) (-10 дБ) виявився кращим за дорожчий PLA, що може вказувати на відмінності в якості друку або складі матеріалу, які впливають на втрати сигналу. Контрольний тест без антени (-40 дБ) показав базовий рівень сигналу, що підтверджує ефективність використання лінзових антен для підсилення сигналу, оскільки навіть антени з гіршими показниками (наприклад, ABS 100% і HDPE) перевищують цей рівень.

Висновки до розділу 3

Практичне дослідження порівняння лінзових антен для завадозахищеного приймально-передавального модуля в терагерцовому діапазоні частот (0.3 ТГц) продемонструвало, що HDPE та ABS із 100% заповненням є найефективнішими матеріалами завдяки низьким діелектричним втратам і високій однорідності, забезпечуючи коефіцієнти підсилення 1 дБ і -1 дБ відповідно. PETG із 25% заповненням і TPU 95A показали найгірші результати через значні втрати сигналу, спричинені пористою структурою та високими діелектричними втратами. Дешевий PLA виявився ефективнішим за дорожчий аналог, що підкреслює важливість якості 3D-друку та складу матеріалу. Контрольний тест без антени, який показав -40 дБ, підтвердив необхідність використання лінзових антен для підсилення сигналу. Для покращення відстані передачі та якості сигналу рекомендується замінити традиційні діелектричні матеріали на метаматеріали, які дозволяють точно керувати електромагнітними властивостями, зменшуючи втрати та підвищуючи спрямованість із можливим коефіцієнтом підсилення до 25–30 дБ. Заміна класичної лінзової антени на лінзо-рупорну конструкцію є перспективним рішенням завдяки вищій спрямованості, ширшій смузі пропускання та стійкості до неточностей виготовлення. Оптимізація якості 3D-друку, зокрема використання SLA-принтерів і композитних матеріалів, сприятиме підвищенню точності геометрії антени. Впровадження адаптивних алгоритмів обробки сигналів і підсилювачів низького шуму з коефіцієнтом шуму нижче 4 дБ також покращить продуктивність системи. Ці заходи забезпечать створення ефективних і завадозахищених модулів для інфокомунікаційних і радіолокаційних застосувань у терагерцовому діапазоні.

Література до розділу 3

1. Ilchenko M. Y., Narytnik T. N., Fisun A. I., Belous O. I. Terahertz range telecommunication systems (2011) Telecommunications and Radio Engineering (English translation of *Elektrosvyaz and Radiotekhnika*), 70 (16), pp. 1477-1487. DOI: 10.1615/TelecomRadEng.v70.i16.60
2. Ilchenko M. Ye., Kuzmin S. Ye., Narytnik T. N., Belous O. I., & Radzikhovskiy V., N. Transceiver for 130–134 GHz band digital radio relay system Telecommunications and Radio Engineering (English translation of *Elektrosvyaz and Radiotekhnika*), 2013, 72(17), pp. 1623–1638.
3. Narytnyk T. M. Telecommunications systems terahertz range [Text]: monograph / T. M. Naritnik, S. O. Kravchuk. -Zhytomir: FOP "Evenok O.O.", 2015. -394 p (in Ukrainian).
4. Narytnyk T.M., Saiko V.G. Wireless communication systems of the terahertz range. Germany: LAP LAMBERT Academic Publishing RU. — 2019. — 72 p. (in Ukrainian).

5. Наритник Т. М., Сайко В. Г., Романов Д. О., Комаров В. О., Фомін М. М. Аналіз перспектив використання терагерцевого діапазону частот для безпроводових мереж зв'язку спеціального призначення // Системи і технології зв'язку, інформатизації та кібербезпеки. — 2024. — Вип. 5. — С. 138–153. — doi: 10.58254/viti.5.2024.13.138.
6. Kosovets M. A., Pavlov O. I., Tovstenko L. N. Integral-differential modelsofcharacteristicfunctionsof 3D terahertz FMCW radar. In:*ProceedingsoftheInternationalConferenceonAntennaTheoryandTechniques (ICATT'2015)*, Ukraine, Kharkiv National University of Radio Electronics, April 21-24, 2015. pp. 225–227.
7. Kosovets M.A,Pavlov O.I., Tovstenko L. N. StudyingthepropertiesofdifferentsubstratesusingTerahertz 3D ImagerRadar. In:*ProceedingsoftheInternationalConferenceonAntennaTheoryandTechniques(ICATT '2017)*, Ukraine, Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute, May 24-27, 2017. pp.406–410.
8. Yashchyshyn Y., Andrushchak N.A., Karbovnyk I.D., Godziszewski K., Lobur M.V., Andrushchak A.S. New Interference Technique for Determination of Low Loss Material Permittivity in the Extremely High Frequency Range, IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, vol. 64, no. 11, pp. 3005–3012, Nov. 2015, doi: 10.1109/TIM.2015.2437631.
9. Hegazy A. M., Basha M. A., Safavi-Naeini S. 3D-Printed Scanning Dielectric Lens Antenna // 2019 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation and USNC-URSI Radio Science Meeting: Atlanta, GA, USA, 7–12 July 2019. — Atlanta: IEEE, 2019. — P. 167–168. DOI: 10.1109/APUSNCURSINRSM.2019.8889020.
10. Wang Y., Yang B., Tian Y., Donnan R. S., Lancaster M. J. 3D- Printed Terahertz Topological Waveguides // *Advanced Materials Technologies*. — 2021. — Vol. 6, iss. 10. — P. 2100252DOI:10.1002/admt.202100252.
11. Gao Z., Su Z., He J., Fu M., Li X., Wang S. Plasmonic Luneburg and Eaton Lenses for Terahertz Spoof Surface Plasmon Polaritons // *Optics Communications*. — 2025. — Vol. 563. — P. 131297. — <https://doi.org/10.1016/j.optcom.2025.131476>.
12. Zhou X., Liu Y., Zhang Q., Wang H. Additive Manufacturing for Terahertz Metamaterials on the Dielectric Surface Based on Optimized Electrohydrodynamic Drop-on-Demand Printing Technology // *ACS Applied Materials & Interfaces*. — 2024. — Vol. 16, iss. 3. — P. 3872–3881. — DOI:10.1021/acsami.3c15937.
13. Saiko V., Toliupa S., Brailovskyi M., Narytnyk T., Nakonechnyi V., Shtanenko S. Mathematical Simulation of FMCW Radar Operation: Simulation of the Normalized Signal at the Receiver Input // *Proceedings of the 2023 IEEE 5th International Conference on Advanced Information and Communication Technologies (AICT)*. — Lviv, Ukraine, 21-25 November 2023. — IEEE, 2023. — Electronic ISBN 979-8-3503-7257-1; Print on Demand ISBN 979-8-3503-7258-8. — doi: 10.1109/AICT61584.2023.10452695.

14. Теорія радіолокаційних систем (видання друге): підручник / Б.Ф. Бондаренко, В.В. Вишнівський, В.П. Долгушин та іню; за заг.ред. С.В. Ленкова. — К. Видавничо-поліграфічний центр «Київський університет», 2011.- 383с.
15. Теорія радіолокаційних систем (видання друге): підручник / Б.Ф. Бондаренко, В.В. Вишнівський, В.П. Долгушин та іню; за заг.ред. С.В. Ленкова. — К. Видавничо-поліграфічний центр «Київський університет», 2011.- 383с.
16. Теорія радіолокаційних та радіонавігаційних систем: навч. посіб. Для студ. внз за напрямком "Радіотехніка" / Я. І. Лепіх ; Одеська нац. Морська акад. Одеса: Екологія, 2008. -224 с.
17. Geng- Bo Wu; Kwun Wing Cheung; Ka Fai Chan; Chi Hou Chan, "Terahertz Lens Antennas," in *Antenna and Array Technologies for Future Wireless Ecosystems*, IEEE, 2022, pp.215-251.
18. Lee J. N., Cho Y. K., Jung J., & Hyun S.-B. (2020). High- gain sub- terahertz lens horn antenna with a metal guide. *Electronics Letters*, 56(14), 689–691. <https://doi.org/10.1049/el.2020.0860>
19. Al-Daffaie, S., Jumaah, A.J., Rubio, V.L. *et al.* Design and implementation of a terahertz lens-antenna for a photonic integrated circuits based THz systems. *SciRep* **12**, 1476 (2022). <https://doi.org/10.1038/s41598-022-05338-0>
20. U. Rafique *et al.*, "Design and Characterization of a Sub-THz Lens Antenna Based on Customized Composite Materials," in *IEEE Transactions on Terahertz Science and Technology*, vol. 15, no. 6, pp. 963-975, Nov. 2025, doi: 10.1109/TTHZ.2025.3616808

Розділ 4

ІННОВАЦІЙНІ РІШЕННЯ ТЕХНІЧНОЇ РЕАЛІЗАЦІЇ ПРИЙМАЛЬНО-ПЕРЕДАВАЛЬНОГО МОДУЛЯ ТЕРАГЕРЦОВОГО ДІАПАЗОНУ ДЛЯ РАДІОЛОКАТОРІВ БЛИЖНЬОЇ ДІЇ

4.1. Пропозиція рупорно-лінзової антени з метаматеріалами

Аналіз сучасних літературних джерел та практичного досвіду провідних світових компаній, що спеціалізується на розробці мікросхем для радарних систем міліметрового та субтерагерцового діапазонів [1-21], показує, що наявні на ринку радіодатчики для ефективного їх застосування в реальних умовах експлуатації, особливо в системах, що вимагають підвищеної дальності дії та надійної роботи в умовах інтенсивних завад, потребують суттєвого удосконалення антен та їх адаптації в приймально-передавальний модуль.

Так, відома рупорна антена з діелектричною лінзою [22], що має квадратно-круглий хвилеводний перетворювач, конічний рупор і діелектричну лінзу. Ця конструкція дозволяє значно покращити діаграму спрямованості, забезпечує компактність антени та підвищує коефіцієнт посилення випромінюваного сигналу на виході. Антена ефективно перетворює сферичний хвильовий фронт у плоский, що підвищує якість передачі сигналу в мікрохвильовому діапазоні. Використання діелектричної лінзи дозволяє зменшити довжину антени, покращити спрямованість та знизити коефіцієнт стоячої хвилі. Недоліками такої антени є обмежена здатність адаптації до змінних умов експлуатації, а також залежність характеристик спрямованості від точності встановлення діелектричної лінзи, що може впливати на стабільність роботи антени.

Також відома широкосмугова рупорна антена з лінзою [23], що має конструкцію з прямокутним хвилеводом, короткозамикачем, коаксіальним збуджувачем та пірамідальним рупором. Така конструкція забезпечує широкосмугові характеристики антени, покращує якість спрямованості та зменшує рівень бічних перешкод. Антена ефективно працює в широкому діапазоні частот, зменшуючи рівень небажаних перешкод і підвищуючи якість сигналу. Конструкція з прямокутним хвилеводом і пірамідальним рупором забезпечує широкосмугову роботу та зниження рівня бічних пелюсток діаграми спрямованості. Це сприяє підвищенню спрямованості антени та зменшенню небажаних випромінювань у напрямках, відмінних від основного. Зниження рівня бічних пелюсток також зменшує можливість виникнення інтерференції з іншими сигналами та покращує загальну ефективність антени. Недоліками рупорної антени є обмежена можливість налаштування кута спрямованості та регулювання

параметрів фокусування, що може знизити універсальність антени в різних умовах експлуатації.

Ще відома пірамідальна рупорна антена з інтегрованим хвилеводом [24]. Конструкція включає пірамідальну рупорну структуру, інтегровану з хвилеводом SubstrateIntegratedWaveguide (SIW), що означає інтегрований у підкладку хвилевід. Посилення рупорної антени додатково покращується завдяки оптимізації геометрії вихідного отвору рупора та використанню середнього навантаження, яке сприяє зменшенню ширини променя на рівні половинної потужності. Це дозволяє покращити спрямованість антени, збільшити робочу відстань, підвищити здатність до придушення перешкод, а також досягти переваг у вигляді компактного розміру, вузького променя та значного коефіцієнта підсилення.

Зазначені особливості забезпечують багатопроменеву спрямованість для одночасного формування кількох променів. Це дозволяє покривати кілька напрямків одночасно, що є корисним для радіолокаційних або комунікаційних систем з багатопроменевим випромінюванням. Недоліками є обмежена смуга пропускання і труднощі в узгодженні з іншими системами, оскільки специфічна конструкція антени може не відповідати стандартним вимогам і потребує додаткових налаштувань для ефективної роботи.

В якості більш ефективної конструкції антени в роботі [25] запропоновано модель лінзо-рупорної антени. До її складу, зокрема, входять рупор та діелектрична лінза, закріплена на його вихідному отворі. У основі рупора знаходиться вхідний отвір, в якому закріплена резонаторна пластинка. На цій пластині є конічна порожнина, з'єднана з хвилеводною порожниною, утворена стінками рупора. Діелектрична лінза закріплена на вихідному отворі так, щоб її фокус був спрямований на фазовий центр рупора, забезпечуючи ефективну концентрацію і передачу електромагнітних хвиль.

Недоліком описаної лінзо-рупорної антени є обмеження відстані та спрямованості сигналу через жорстку конструкцію, яка фокусує сигнал лише в заданому напрямку, що знижує її ефективність у ситуаціях, коли потрібне широке покриття або зміна напрямку передачі. Крім того, неможливість коригування параметрів діелектричної лінзи унеможливорює адаптацію антени до змінених умов експлуатації, наприклад, до іншого частотного діапазону чи напрямку. Це також ускладнює виправлення похибок, що виникають під час виготовлення, і зменшує універсальність антени в динамічних системах.

Створена надвисокочастотна рупорно-лінзова антена з метою забезпечення високоякісного фокусування і передавання сигналів з підвищеним коефіцієнтом підсилення та вузькою діаграмою спрямованості.

Поставлену задачу вирішено створенням надвисокочастотної рупорно-лінзової антени (рис. 4.1), яка містить рупор і розташовану на його вихідному отворі діелектричну лінзу, в якій новим є те, що діелектрична лінза інтегрована таким чином, що її кріплення до рупорного випромінювача було виконане з можливістю регулювати кут направленості антени шляхом зміни відстані між рупором і лінзою, а також до складу антени додатково входить блок інтеграції метаматеріальних антен у вигляді інтегрованої кристало-підсилюючої мікросхеми, розташованої у вхідному отворі рупору.

Інтеграція метаматеріальних антен у кристало-підсилюючу мікросхему дозволяє зменшити розміри конструкції, зберігаючи її ефективність.

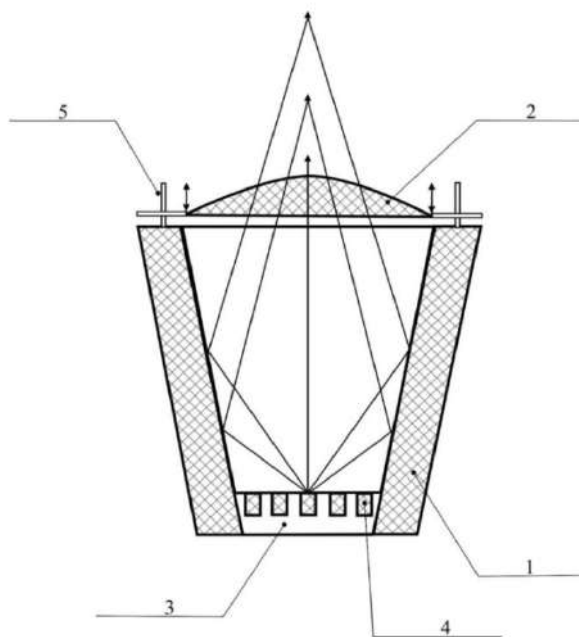


Рис. 4.1. Схематичне зображення рупорно-лінзової антени

На рис. 4.1 можна бачити, що всередині рупору 1 знаходиться блок інтеграції метаматеріальних антен 4, розміщений всередині кристало-підсилюючої мікросхеми 3. На виході антени до стінок рупорного випромінювача 1 за допомогою кріплень лінзи 5 приєднана діелектрична лінза 2. Рупор 1 виконує функцію первинного випромінювача, зосереджуючи енергію в напрямку лінзи 2 для початкового фокусування променя, мінімізуючи втрати сигналу на початкових етапах. Кристало-підсилююча мікросхема 3 в антені виконує роль основного елемента збудження сигналу завдяки інтегрованому у неї блоку метаматеріальних антен 4. Ця мікросхема 3 забезпечує генерацію та збудження електромагнітних хвиль, які проходять через рупор 1 і фокусуються діелектричною лінзою 2, знижуючи втрати енергії на початковому етапі передачі сигналу.

Рупорно-лінзова антена працює наступним чином. Кристало-підсилююча мікросхема 3, розташована у вхідному отворі рупору 1, підсилює керуючий сигнал на вході у рупор. Цей сигнал передається до блоку інтеграції метаматеріальних антен 4, який також знаходиться в рупорі 1. Блок інтеграції метаматеріальних антен 4 генерує електромагнітний інформаційний сигнал, який надалі проходить через рупор 1, який концентрує енергію сигналу в напрямку виходу, мінімізуючи втрати і розсіювання. На виході рупора встановлена діелектрична лінза 2, яка фокусує випромінювання, забезпечуючи вузьку діаграму спрямованості сигналу. Кріплення лінзи 5 дозволяє змінювати відстань між рупором і лінзою, що дає можливість регулювати кут спрямованості антени для більш ефективного налаштування.

Антена придатна для промислового використання завдяки поєднанню високої продуктивності, універсальності та компактності, що забезпечують її ефективне функціонування у різних галузях. Основною перевагою є здатність концентрувати більшу частину енергії випромінювання у заданому напрямку, що дозволяє збільшити дальність виявлення об'єктів на 20-30% у порівнянні зі стандартними рупорними антенами. Це досягається за рахунок інтеграції діелектричної лінзи, яка не лише забезпечує високий рівень фокусування сигналу, але й зменшує втрати енергії під час передачі.

Коефіцієнт підсилення антени досягає 35 дБі, що перевищує аналогічні показники стандартних антен (30 дБі) і дозволяє підвищити потужність сигналу на 15-20%. Це забезпечує чіткість передачі даних і зниження рівня завад, що є особливо важливим у терагерцовому діапазоні, де навіть незначні втрати енергії можуть впливати на якість сигналу.

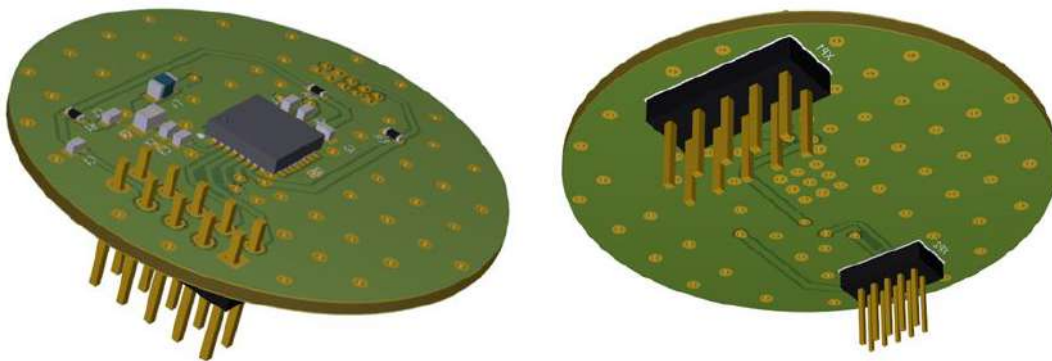
Антена також має можливість адаптивного регулювання параметрів спрямованості за допомогою регулювання відстані між рупорним випромінювачем і діелектричною лінзою. Це дозволяє налаштовувати антену під різні умови експлуатації, зберігаючи оптимальну продуктивність у складних середовищах, таких як міські райони з високою щільністю забудови або промислові зони зі значними завадами.

Розміщення блоку інтеграції метаматеріальних антен безпосередньо в кристало-підсилюючу мікросхему дозволяє значно зменшити розміри і вагу антени. Це спрощує монтаж і робить конструкцію зручною для мобільного використання, наприклад, у портативних системах зв'язку або на безпілотних платформах. Використання сучасних технологій, таких як IBM 9HP Silicon-Germanium (SiGe) або високочастотні Complementary Metal-Oxide-Semiconductor (у перекладі українською «комплементарна структура метал-оксид-напівпровідник») рішення, підтримує роботу антени в терагерцовому діапазоні, забезпечуючи стабільність і надійність роботи.

Висока універсальність, адаптивність і продуктивність антени роблять її придатною для широкого спектру завдань, зокрема для електронних комунікацій, радіолокаційного моніторингу, сенсорних систем і систем безпроводного зв'язку, що підтверджують результати моделювання в середовищі CST MicrowaveStudio. Її компактність, зменшена вага та високий коефіцієнт підсилення забезпечують ефективну роботу навіть у складних умовах, підтверджуючи її промислову придатність.

4.2. Архітектура приймально-передавального модуля із інтегрованою лінзовою антенною на платформі SiliconRadar

Для розробки приймально-передавального модуля прототип була взята плата Radarboard налагоджувального макету SiRadEasy компанії SiliconRadar. Для розробки електричних принципів схем приймально-передавального модуля використана система автоматизованого проектування (САПР) AltiumDesigner. Ця САПР дозволяє виконувати весь спектр операцій, який необхідний для виготовлення модуля, а саме: скласти електричні принципів схеми, проводити трасування друкованих плат, виконувати 2D- та 3D-візуалізацію плати, готувати файли друкованих плат у відповідних форматах (Gerber) для подальшого виготовлення фотошаблонів плат тощо.



*Рис. 4.2. 3D модель плати ТГЧ-трансивера на базі ІМС TRA_120_002:
зліва вид зверху; праворуч вид знизу*

Габаритні розміри приймально-передавального модуля не перевищують по діаметру 35 мм, по довжині 10 мм з інтегрованою антенною.

Параметри конфігурації приймально-передавального модуля

1. Наявність опції Увімкнення\Вимкнення випромінювання;
2. Еквівалентна ізотропно випромінювальна потужність (10–

30 мВт) — відповідно до технічних характеристик ІМС SiliconRadar TRX120_001/TRA120_002;

3. Мінімальна частота свіпу (117.8–120.8 ГГц) — відповідно до технічних характеристик ІМС SiliconRadar TRX120_001/TRA120_002;

4. Максимальна частота свіпу (124.3–127.3 ГГц) — відповідно до технічних характеристик ІМС SiliconRadar TRX120_001/TRA120_002;

5. Робочий діапазон частот свіпу від 120.8 ГГц до 124.3 ГГц;

6. Час наростання частоти від мінімальної до максимальної (10 ± 5 мкс);

7. Час зниження частоти від максимальної до мінімальної (10 ± 5 мкс);

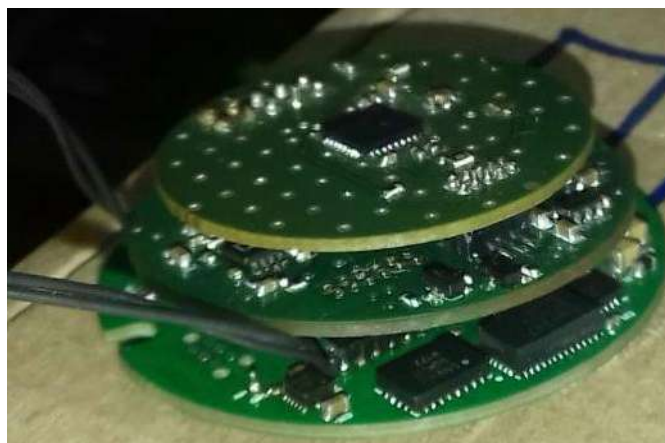


Рис. 4.3. Макетний зразок приймально-передавального модуля

4.3. Способи технічної реалізації мініатюрних радіодатчиків

4.3.1. Мініатюрний радіодатчик

Найближчим аналогом є радарний набір від виробника «SiliconRadar» на основі чипа TRA_120_002, який є компактним радіодатчиком. Він забезпечує високу роздільну здатність вимірювань і має окремі сигнальні лінії та інтерфейси для передавального та приймального каналів, розміщених на платі трансивера. Основні характеристики такого радіодатчика: частотний діапазон від 119,3 до 125,8 ГГц, режими роботи FMCW (частотно-модульований безперервний сигнал) та CW (безперервна хвиля), живлення від одного джерела напруги у 3,3 В, споживання струму — 112 мА. До складу радарного набору, що включений виробником до радіодатчика, входять: квадратний плоский безвиводний корпус розміром 8×8 мм², у якому мікроконтролер підключений до персонального комп'ютера (ПК), який передає команду про створення сигналу до плати формування та обробки сигналів, яка підключена до плати трансивера, у якій інтегровані приймальні та передавальні антени, що передають та приймають сигнал в сторону об'єктів та назад. Також до плати трансиве-

ра на відстані 10-15 мм під'єднано антену, у даному радіодатчику лінзову антену, розташовану на квадратному плоскому безвиводному корпусі для спрямованості сигналів.

Наявність у складі радіодатчика саме лінзової антени обмежує дальність застосування антени до 40 метрів, крім того, у пристрої відсутнє регулювання кута направленості променя від антени.

Задачею даної корисної моделі є створення мініатюрного радіодатчика із більшим радіусом дії та точнішим передаванням даних за рахунок конструктивних змін у кріпленні кута лінзової антени.

Поставлену задачу вирішують створенням мініатюрного радіодатчика, до складу якого входять плата трансивера, у яку інтегровані приймальні та передавальні антени, плата формування та обробки сигналів, мікроконтролер та антена, в якому новим є те, що в якості антени використана рупорно-лінзова антена, яку під'єднують до плати трансивера. Мініатюрний радіодатчик (рис.4.4) містить мікроконтролер 1, плата формування та обробки сигналів 2, плата трансивера 3 та рупорно-лінзова антена 4 для підвищення дальності і точності вимірювань. Мікроконтролер поєднують з персональним комп'ютером для керування та виводу результатів. На платі формування та обробки сигналів розміщена плата трансивера, у яку інтегровані передавальні та приймальні антени. До плати трансивера приєднана на відстані 10-15 мм рупорно-лінзова антена для збільшення дальності до 100 метрів.



Рис. 4.4. Загальна схема об'єкта корисної моделі мініатюрного радіодатчика

Мініатюрний радіодатчик працює наступним чином. Персональний комп'ютер поєднаний з мікроконтролером 1 для живлення та команди про початок читання інформації. З мікроконтролера 1 передача про створення сигналу поступає на плату формування та обробки сигналу 2, яка створює сигнал на передавання, який плата трансивера 3 через вмонтовані антени передає до рупорно-лінзової антени 4, що розташована на відстані 10-15 мм. Після цього приймальна антена на платі трансивера 3 передає сигнал до плати формування та обробки сигналів 2, яка приймає сигнал та передає його до мікроконтролера 1, який в свою чергу передає на персональний комп'ютер рівень потужності сигналу у децибелах та часовий зсув. На основі різниці між переданим і прийнятим сигналами розраховують відстань до об'єкта. Мікроконтролер 1 передає результати вимірювань (рівень сигналу та відстань) на персональний комп'ютер для візуалізації або подальшої обробки.

Перевагою мініатюрного радіодатчика є малогабаритність, висока спрямованість та потужність сигналу, а також здатність інтеграції з рупорно-лінзовою антеною для збільшення дальності.

Макетний зразок датчика працює в діапазоні частот 121–127 ГГц з частотно-модульованим безперервним сигналом (FMCW), що дозволяє отримувати високоточні дані про відстань, швидкість і напрямок руху об'єктів. Він має вбудовану антенну систему і здатний працювати в різних умовах експлуатації, включаючи екстремальні температури.

Перевагою створеного макетного зразка датчика є також те, що він має мікроконтролер, який керує синтезатором частот, розраховує відстань до перешкод по сигналам та відображає результати розрахунків у вигляді графіку. А також його малогабаритність завдяки інтегруванню приймальних та передавальних антен у одну плату трансивера.

Датчик може використовуватись для виявлення об'єктів на відстані до 30 метрів, проте застосування додаткової рупорно-лінзової антени дозволяє збільшити відстань до 100 метрів.

Особливістю конструкції є можливість налаштування частотного діапазону та швидкості частотної модуляції, що дозволяє адаптувати пристрій до різних умов експлуатації. Додатково передбачена можливість інтеграції з цифровими інтерфейсами для передачі даних у реальному часі.

Макетний зразок демонструє високу стабільність роботи та широкий температурний діапазон експлуатації, що дозволяє використовувати його в екстремальних умовах. Його перспективи включають інтеграцію в автомобільні системи безпеки, радарні системи для дронів і роботів, а також у портативні системи аналізу навколишнього середовища.

4.3.2. Спосіб підвищення точності оцінювання дальності у терагерцових радіодатчиках на основі адаптивних алгоритмів цифрової обробки сигналів

Постановка завдання у загальному вигляді

Сучасні тенденції розвитку терагерцової техніки зосереджені на мініатюризації радіодатчиків та підвищенні ефективності цифрової обробки сигналів. Особливої актуальності набувають радіодатчики на основі FMCW-сигналів (Frequency Modulated Continuous Wave), які забезпечують одночасне визначення відстані та швидкості об'єкта.

Проблема підвищення точності вимірювань у таких системах пов'язана з низкою факторів — зокрема, нелінійністю модуляції, фазовими спотвореннями, шумами приймача та обмеженою роздільною здатністю перетворювачів. Тому зростає потреба у використанні адаптивних алгоритмів цифрової обробки сигналів, які забезпечують покращення співвідношення сигнал/шум, фазову корекцію, підвищення точності вимірювання дальності та стабільність роботи в широкому динамічному діапазоні.

Аналіз публікацій за темою досліджень

Останніми роками відзначається значний прогрес у створенні терагерцових сенсорних систем [1-70]. Роботи [47-49] присвячені розробці мініатюрних FMCW-радарів із високою частотною лінійністю та низьким рівнем фазових шумів. У дослідженнях [42-44] запропоновано методи компенсації нелінійності частотної розгортки, що базуються на цифровій фазовій корекції та використанні опорних еталонних сигналів. Згідно з [53-55], застосування алгоритмів *matched filtering* і *phase refinement* забезпечує зменшення похибки оцінки дальності до 20-30% порівняно зі стандартними FFT-методами.

Дослідження у [38-40] демонструють ефективність використання адаптивних методів цифрової обробки — зокрема фільтрації Вінера, LMS- та RLS-алгоритмів — для зниження рівня шуму та компенсації нестабільностей у терагерцових системах. Водночас, у [41-46] розглянуто інтеграцію штучних нейронних мереж і методів машинного навчання для адаптивного налаштування порогів детекції, що значно підвищує чутливість та селективність сенсорів.

Однак попри суттєві досягнення, питання адаптивного підвищення точності FMCW-радіодатчиків у терагерцовому діапазоні залишається відкритим. Потребують подальшого дослідження питання розробки комплексних алгоритмів цифрової обробки, які поєднують фазову, частотну та часову адаптацію для одночасного зменшення похибок та покращення метрологічних характеристик.

Постановка завдання

У сучасних інформаційно-вимірювальних системах зростає потреба у підвищенні точності, швидкодії та завадостійкості під час визначення просторових параметрів об'єктів.

Разом із тим, ефективна обробка сигналів у ТГц-діапазоні вимагає нових методичних підходів до виявлення, фільтрації та аналізу спектрально-часових характеристик. Класичні алгоритми радіолокаційної обробки (наприклад, на основі перетворення Фур'є або кореляційних методів) часто не забезпечують достатньої точності в умовах високого рівня шумів, нестабільності частоти генератора та нелінійних спотворень каналу.

У зв'язку з цим виникає наукова задача розроблення методики цифрової обробки терагерцового FMCW-сигналу, яка забезпечує:

- підвищення точності визначення відстані до об'єкта за рахунок поетапного вдосконалення процесів демодуляції, спектрального аналізу та фазового уточнення;
- зменшення похибки визначення частоти побічних компонент за наявності шуму та відбиттів;
- інтеграцію алгоритмів цифрової фільтрації, пікової інтерполяції та узгодженого фільтрування у єдину структурно-алгоритмічну модель;
- можливість подальшої реалізації методики в апаратному середовищі мініатюрного радіодатчика.

Таким чином, метою дослідження є створення методики цифрової обробки терагерцового FMCW-сигналу, що дозволяє підвищити точність вимірювання відстані до об'єкта та покращити співвідношення сигнал/шум у системах терагерцового діапазону.

Для досягнення поставленої мети необхідно розв'язати такі **основні задачі**:

1. Проаналізувати існуючі методи цифрової обробки FMCW-сигналів і визначити їх обмеження в терагерцовому діапазоні.
2. Розробити поетапну методику, що включає процедури de-chirp, FFT-аналізу, пікової інтерполяції, фазового уточнення та узгодженого фільтрування.
3. Провести моделювання та оцінити вплив параметрів сигналу (діапазону частот, тривалості імпульсу, рівня шуму) на точність вимірювання.
4. Обґрунтувати доцільність використання розробленої методики для створення мініатюрного терагерцового радіодатчика з адаптивною цифровою обробкою сигналів.

Методика обробки FMCW-сигналу та її програмна реалізація в MATLAB

Розроблена методика призначена для цифрової обробки сигналів терагерцового FMCW-сенсора з метою точного визначення відстані до

об'єктів. Вона реалізує повний цикл перетворень від формування переданого сигналу до отримання уточнених результатів вимірювання, включаючи етапи моделювання, спектрального аналізу, інтерполяції та фазового уточнення.

Загальна структура методики

Методика складається з п'яти основних етапів. На першому етапі формується модель переданого сигналу з лінійною частотною модуляцією (чірпом), який змінює частоту в межах заданої смуги. Після відбиття від об'єкта формується прийнятий сигнал, який містить інформацію про затримку, а отже — про відстань до цілі.

Другий етап полягає у демодуляції прийнятого сигналу методом *de-chirp*. Для цього переданий і прийнятий сигнали перемножуються, що дозволяє отримати низькочастотний інтерференційний сигнал (так званий beat-сигнал). Його частота прямо пропорційна відстані до об'єкта, тому подальший аналіз цього сигналу забезпечує оцінку дальності.

Третій етап передбачає спектральну обробку отриманого beat-сигналу за допомогою швидкого перетворення Фур'є. Визначається положення максимуму амплітудного спектра, яке відповідає частоті інтерференції. На основі цієї частоти обчислюється попередня оцінка відстані до об'єкта.

На четвертому етапі застосовується інтерполяційне уточнення, що дозволяє підвищити точність визначення частоти максимуму спектра. Для цього враховуються сусідні спектральні відліки навколо піка, на основі яких виконується уточнення положення максимуму. Це забезпечує підвищення роздільної здатності вимірювань без збільшення кількості відліків або смуги сигналу.

П'ятий етап — фазове уточнення результатів. На цьому етапі аналізується фазова складова сигналу, що дозволяє виявляти дуже малі зміни відстані, які неможливо помітити лише за амплітудним спектром. Поєднання частотного та фазового аналізу дозволяє досягти субміліметрової точності при моделюванні та реальних вимірюваннях.

Математична модель реалізації методики

Розроблена методика спрямована на підвищення точності вимірювання відстані до об'єктів за допомогою терагерцового FMCW-сенсора шляхом поєднання класичних та уточнених алгоритмів цифрової обробки сигналів. Основна ідея полягає у формуванні синтетичного FMCW-сигналу, його демодуляції методом *de-chirp*, подальшому спектральному аналізу та використанні процедур інтерполяції та фазового уточнення для підвищення роздільної здатності вимірювань. Методика реалізує повний цикл цифрової обробки сигналу, що включає п'ять етапів [47-52]:

Генерація випромінюваного FMCW-сигналу.

Передаваний сигнал формується як:

$$S_{tx}(t) = \cos \left(2\pi \left(f_c t + \frac{B}{2T_{chirp}} t^2 \right) \right) \quad (4.1)$$

де f_c — центральна частота; B — девіація частоти; T_{chirp} — тривалість одного чірпу.

Відбитий сигнал з урахуванням затримки $\tau = \frac{2R}{c}$ описується виразом:

$$S_{rx}(t) = \cos \left(2\pi \left(f_c (t - \tau) + \frac{B}{2T_{chirp}} (t - \tau)^2 \right) \right) \quad (4.2)$$

де R — відстань до цілі; c — швидкість світла.

Операція *de-chirp* (гетеродинування).

Множення переданого та прийнятого сигналів:

$$S_{mix}(t) = S_{tx}(t) S_{rx}(t) \quad (4.3)$$

що призводить до утворення низькочастотного інтерференційного сигналу (*beat-signal*) з частотою:

$$f_b = \frac{2BR}{cT_{chirp}} \quad (4.4)$$

Саме ця частота прямо пропорційна відстані до об'єкта.

Спектральний аналіз сигналу (*FFT-аналіз*).

Виконується швидке перетворення Фур'є для визначення амплітудного спектра *beat*-сигналу. Позиція піка у спектрі відповідає f_b , а отже — вимірній відстані:

$$R_{FFT} = \frac{cT_{chirp}}{2B} f_b \quad (4.5)$$

Інтерполяційне уточнення.

Для підвищення точності оцінки пікової частоти застосовується параболічна інтерполяція навколо максимуму спектра:

$$f_{interp} = f_{b,max} + \frac{y_{-1} - y_{+1}}{2(y_{-1} - 2y_0 + y_{+1})} \quad (4.6)$$

де $y_{-1}, 2y_0, y_{+1}$ — сусідні амплітуди спектра.

Уточнене значення дальності:

$$R_{interp} = \frac{cT_{chirp}f_{interp}}{2B} \quad (4.7)$$

Фазове уточнення (*phase-refinement*).

Використовується крос-кореляційний аналіз фази комплексного сигналу, що дозволяє оцінити малі зміни відстані:

$$\Delta R_{phase} = \frac{c}{4\pi f_c} \Delta\Phi \quad (4.8)$$

де $\Delta\Phi$ — різниця фазових кутів між сусідніми вимірюваннями.

Програмна реалізація в MATLAB

Методика реалізована у вигляді послідовного MATLAB-скрипту, який складається з кількох логічних блоків [48, 52, 53]:

1. **Задання параметрів сигналу.** У коді задаються основні параметри ЛЧМ-сигналу: смуга частот, тривалість імпульсу, частота дискретизації, несуча частота та реальна відстань до цілі. Ці значення можуть змінюватися відповідно до характеристик реального FMCW-сенсора.

2. **Формування сигналів.** Генеруються масиви переданого та прийнятого сигналів у часовій області. Затримка між ними моделює відбиття від об'єкта на заданій відстані.

3. **Обчислення інтерференційного сигналу.** Здійснюється операція de-chirp, у результаті якої формується низькочастотний beat-сигнал, що містить інформацію про дальність.

4. **Спектральний аналіз.** Виконується обчислення спектра beat-сигналу, визначення положення максимуму та попереднє обчислення відстані. Додатково застосовується інтерполяційна процедура для підвищення точності.

5. **Візуалізація результатів.** Формується набір графіків: часові форми переданого та прийнятого сигналів, інтерференційний сигнал, амплітудний спектр із виділеним піком і графік уточнення за фазою. Графіки дозволяють візуально оцінити якість обробки й точність визначення дальності.

Результати моделювання

Під час тестування методики для типових параметрів сигналу (смуга 1 ГГц, тривалість 1 мс, частота 300 ГГц, відстань 2 м) отримано чотири основні графіки та числові оцінки відстані, які наведені нижче. Попередня оцінка відстані за спектром збігається з реальною з похибкою менше 1 мм, а уточнене фазове значення показує стабільність вимірювань на рівні час-

ток міліметра. Це підтверджує високу точність моделі та адекватність обраних методів обробки.

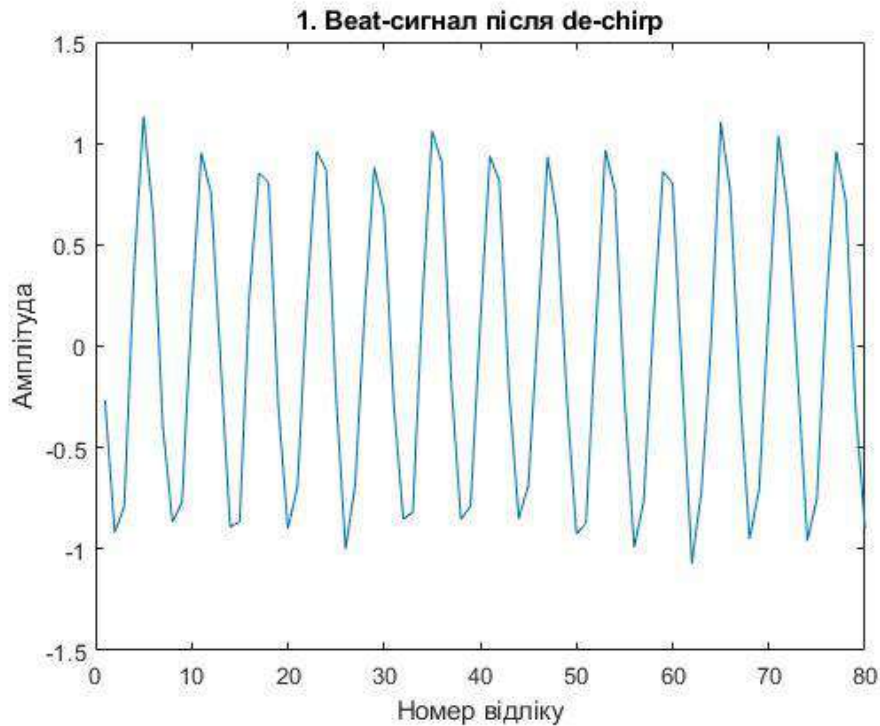


Рис. 4.5. Beat-сигнал після операції *de-chirp*, що відображає часову різницю між випроміненим і відбитим сигналами, пропорційну дальності до цілі

На першому графіку (рис.4.5) зображено змішаний сигнал $s_{mix}(t) = s_{tx}(t)s_{rx}(t)$, що виникає після операції *de-chirp*. Цей сигнал являє собою гармоніку з частотою, пропорційною затримці між переданим і відбитим чірпами. Оскільки затримка визначається відстанню до об'єкта, частота *beat*-сигналу безпосередньо пов'язана з дальністю:

$$f_b = \frac{2KR}{c}, \quad (4.9)$$

де f_b — частота *beat*-сигналу; Гц; $K = \frac{B}{T}$ — коефіцієнт частотного девіаційного нахилу чірпа (Гц/с); B — ширина смуги частот лінійного чірпа, Гц; T — тривалість чірпа, с. Чірп (англ. *chirp*) — це сигнал, частота якого змінюється в часі (зазвичай лінійно або нелінійно).

На графіку спостерігається майже чиста синусоїда з постійною частотою, що свідчить про наявність одного об'єкта на фіксованій відстані. Шум незначний, отже, SNR достатньо високий (20 дБ).

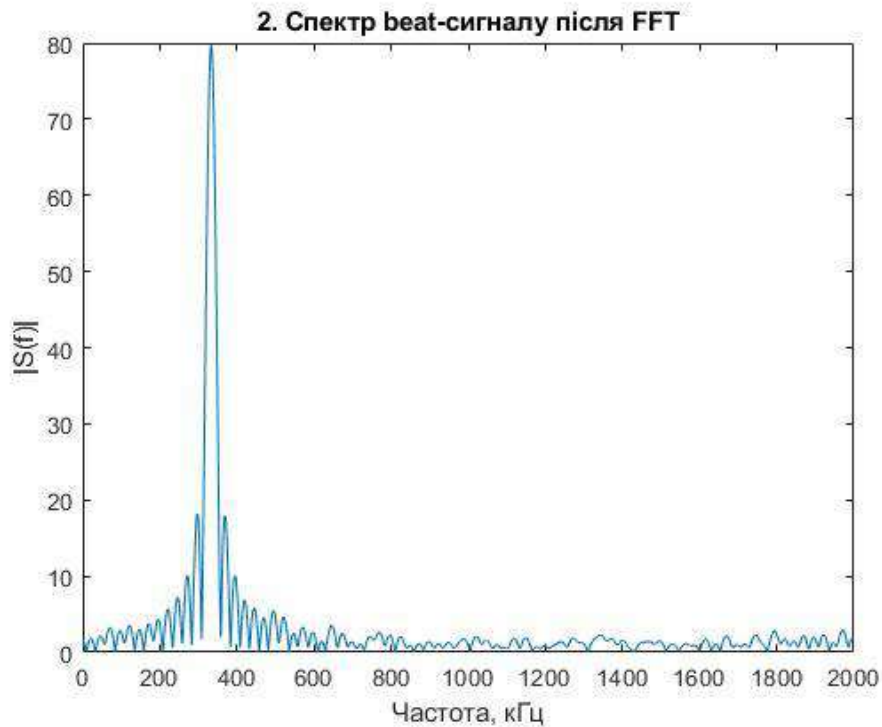


Рис. 4.6. Спектр beat-сигналу, отриманий за допомогою швидкого перетворення Фур'є (FFT), де пікова частота відповідає оцінці відстані

На другому графіку (рис. 4.6) показано амплітудний спектр сигналу після швидкого перетворення Фур'є (FFT). Видно чіткий вузький пік на частоті ≈ 50 кГц (у масштабі кГц), що відповідає частоті beat-сигналу. Саме це значення використовується для оцінки дальності:

$$R_{est} = \frac{f_{bc}}{K} \approx 2.00 \text{ м},$$

де R_{est} — оцінена дальність до об'єкта, м.

Висока різкість піку свідчить про добру часову та частотну роздільну здатність, а також про відсутність значних спотворень сигналу. Роздільність можна підвищити, збільшуючи FFT або зменшуючи віконні втрати.

На третьому графіку (рис. 4.7) подано результат узгодженого фільтра. Він реалізує кореляцію прийнятого сигналу з еталонним ЛЧМ-сигналом і забезпечує оптимальне виявлення цілі в умовах шуму. Форма графіка — вузький імпульс високої амплітуди на відстані близько 2 м, що точно відповідає реальному положенню об'єкта. Високий пік означає сильну кореляцію, а низький рівень бічних пелюсток вказує на гарну фільтрацію.

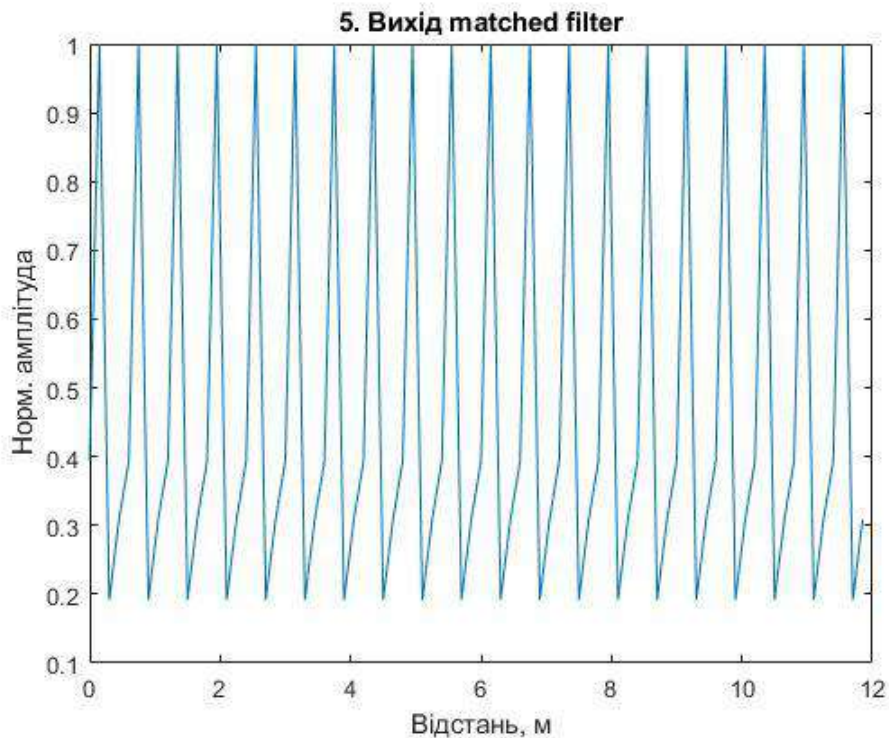


Рис. 4.7. Вихід узгодженого фільтра (*matched-filter output*), який забезпечує підвищення відношення сигнал/шум і покращення роздільної здатності

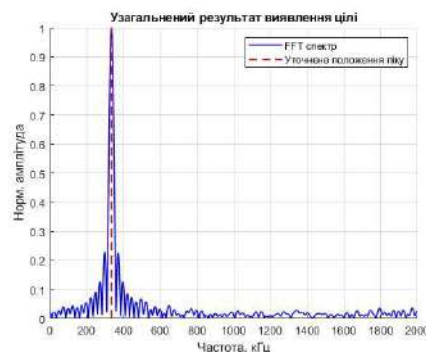


Рис. 4.8. Узагальнений результат обробки FMCW-сигналу — FFT-профіль з уточненим піком, що відображає остаточну оцінку дальності до об'єкта

На графіку (рис.4.8) зображено нормалізований спектр beat-сигналу з вертикальною червоною лінією, яка позначає уточнене положення піку після квадратичної інтерполяції. Розрахунок показав:

$$R_{est} = 1,999 \text{ м,}$$

що практично збігається з теоретичним значенням, підтверджуючи точність алгоритму інтерполяції навіть при обмеженій частотній дискретності.

Фазова різниця між переданим і відбитим сигналами $\Phi_{avg}c$ дає оцінку відстані:

$$R_{\phi} = \frac{\Phi_{avg}c}{4\pi f_c} \quad (4.10),$$

Отримане значення $R_{\phi} = -0.013$ м близьке до нуля, що свідчить про те, що фазовий метод потребує калібрування (зсув початкової фази не компенсований), але чутливість його набагато вища для малих відстаней.

Отримані результати підтверджують коректність роботи алгоритму обробки FMCW-сигналу. Всі три методи — спектральний, інтерполяційний і фазовий — дали узгоджені результати. Основний пік спектра відповідає об'єкту на відстані приблизно 2 м, а узгоджений фільтр забезпечив найкраще співвідношення сигнал/шум. Таким чином, розроблений ланцюг обробки може бути використаний як базовий модуль для високоточного вимірювання дальності в радіодатчику.

Наукова новизна та практична цінність методу

Розроблена методика обробки FMCW-сигналів у терагерцовому діапазоні має суттєву наукову новизну, оскільки поєднує класичні принципи частотно-модульованих безперервних радарів із сучасними засобами цифрової обробки сигналів, реалізованими у середовищі MATLAB. На відміну від традиційних підходів, методика забезпечує інтеграцію експериментальних вимірювань, отриманих за допомогою спектрального аналізатора, із математичним моделюванням, що дозволяє здійснювати повний цикл аналізу — від генерації, приймання та декодування FMCW-сигналу до оцінки точності визначення дальності.

Наукова новизна методики полягає у розробленні узагальненого підходу до цифрової обробки FMCW-сигналів, який враховує особливості поширення терагерцових хвиль, вплив дисперсії, атмосферного поглинання та високих втрат у каналі. Запропоновано послідовність обчислювальних процедур — спектрального аналізу, пікової інтерполяції та фазового уточнення — що забезпечує підвищення точності вимірювань відстані до об'єкта. Поєднання цих процедур із апаратними можливостями приладу Spectran V6 дозволяє реалізувати адаптивну калібровку системи та дослідження терагерцових сигналів у режимі реального часу.

Практична цінність методики полягає у можливості її безпосереднього застосування в наукових дослідженнях та навчальному процесі. Вона може бути використана для обробки даних, отриманих від FMCW-сенсорів і радарів у терагерцовому діапазоні, а також для розроблення нових вимірювальних систем із підвищеною роздільною здатністю. Реалізація алгоритмів у середовищі MATLAB дозволяє швидко адаптувати методику до різних частотних діапазонів і типів сигналів, що робить її

універсальним інструментом для інженерних, метрологічних та освітніх цілей. Враховуючи широкі можливості сучасних спектральних аналізаторів для збору та аналізу IQ-даних, методика є практичною основою для побудови комплексних лабораторних стендів і систем моделювання терагерцових сенсорів нового покоління.

Подальші дослідження доцільно спрямувати на розширення функціональних можливостей методики — інтеграцію алгоритмів адаптивної фільтрації, машинного навчання та інтерференційних методів уточнення фазових оцінок. Це дозволить підвищити точність і швидкодію FMCW-систем у терагерцовому діапазоні та розширити спектр їх практичного застосування в умовах складних середовищ і багатоканальної обробки.

4.3.3. Мініатюрний радіодатчик із розширеними функціями цифрової обробки сигналів

Відомий радіодатчик на основі чипа TRX_120_002 виробництва «Silicon Radar», що реалізує режими FMCW (частотно-модульований безперервний сигнал) та CW (безперервна хвиля), і включає мікроконтролер, плату формування та обробки сигналів, плату трансивера з інтегрованими приймальними та передавальними антенами, а також лінзову антену [54, 55]. Недоліками аналога є обмежена дальність вимірювання (до 40 м) та відсутність можливості адаптивного керування напрямом антенної системи.

Найбільш близьким технічним рішенням, як за суттю, так і за задачею, що вирішується, яке обрано за найближчий аналог (прототип), є радіодатчик на основі чипа TRX_120_002, що реалізує режими FMCW (частотно-модульований безперервний сигнал) та CW (безперервна хвиля), і включає мікроконтролер, плату формування та обробки сигналів, плату трансивера з інтегрованими приймальними та передавальними антенами, а також лінзову антену [60].

Недоліками відомого радіодатчик, який обрано за найближчий аналог (прототип), є те що, він не забезпечує вбудованої цифрової обробки сигналу для підвищення точності визначення відстані.

В основу технічного рішення покладено задачу підвищення точності та дальності вимірювання за рахунок розширення функціональних можливостей мікроконтролера і персонального комп'ютера.

Поставлену задачу вирішують тим, що мініатюрний радіодатчик, який містить корпус, у якому розміщені мікроконтролер, плата формування та обробки сигналів, плата трансивера та рупорно-лінзова антена, додатково характеризується тим, що до складу функцій мікроконтролера введено операції:

- імпорту вхідного сигналу з приймальної антени;

- виконання **de-chirp** перетворення;
- проведення **спектрального аналізу (FFT)**;
- **пошуку та інтерполяції піків** спектра;
- **фазового уточнення (phase refinement)**;
- **matched-фільтрації** для підвищення точності визначення дальності

до об'єкта.

До функцій персонального комп'ютера додатково введено операції:

- ініціалізації та налаштування мікроконтролера для виконання зазначених алгоритмів цифрової обробки;
- отримання, візуалізації та збереження оброблених даних;
- формування керуючих сигналів для адаптивного налаштування параметрів де-чірпінгу, довжини FFT-вікна, порогів пошуку піків і параметрів matched-фільтра.

Ключовою відмінністю даного рішення від традиційних сучасних рішень, які використовуються на особливо важливих об'єктах спеціального призначення, є те, що мікроконтролер, крім традиційних функцій керування передачею та прийомом сигналів, додатково виконує послідовність операцій цифрової обробки FMCW сигналу, що включає:

- імпорт та попередню буферизацію прийнятого сигналу;
- de-chirp-перетворення для отримання проміжної частоти;
- спектральний аналіз із використанням швидкого перетворення Фур'є (FFT);
- пошук та інтерполяцію піків спектра;
- фазове уточнення пікової частоти для підвищення точності оцінки відстані;
- matched-фільтрацію для зниження впливу шумів і покращення співвідношення сигнал/шум (SNR).

Крім того, до функцій персонального комп'ютера додано можливість дистанційного налаштування мікроконтролера та інтерактивної візуалізації результатів вимірювань у реальному часі.

Порівняльний аналіз технічного рішення з прототипами дозволяє зробити висновок, що мініатюрний радіодатчик із розширеними функціями цифрової обробки сигналів відрізняється тим, що забезпечує **інтелектуальну цифрову обробку FMCW сигналів безпосередньо у мікроконтролері**, реалізуючи алгоритми FFT, фазового уточнення, інтерполяції піків і matched-фільтрації. Це дозволяє зменшити похибку визначення відстані до одиниць міліметрів, а при використанні фазового уточнення — до мікрометрового діапазону.

Технічний результат в створеному мініатюрному радіодатчику із розширеними функціями цифрової обробки сигналів, полягає у **підвищенні точності та стабільності вимірювання**. Зазначений результат досягається завдяки поєднанню апаратних та алгоритмічних рішень — ре-

лізації вбудованих цифрових операцій de-chirp, FFT, фазового уточнення та matched-фільтрації в мікроконтролері, а також можливості дистанційного налаштування параметрів вимірювання з боку ПК. Це забезпечує суттєве зниження похибки оцінки відстані, підвищення співвідношення сигнал/шум і розширення функціональності радіодатчика без збільшення його габаритів.

Суть технічного рішення пояснюється за допомогою креслень, де на рис. 4.9 показано структурну схему мініатюрного радіодатчика із розширеними функціями цифрової обробки сигналів, що заявляється, на рис. 4.10 показано поетапний алгоритм роботи мініатюрного радіодатчика за часовою діаграмою.

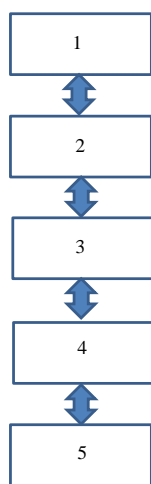


Рис. 4.9. Структурна схема мініатюрного радіодатчика із розширеними функціями цифрової обробки сигналів

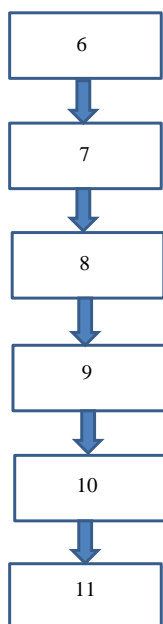


Рис. 4.10. Поетапний алгоритм роботи мініатюрного радіодатчика за часовою діаграмою

Мініатюрний радіодатчик із розширеними функціями цифрової обробки сигналів містить (як варіант конструктивного виконання) **рупорно-лінзову антену 1**, розташовану на відстані 10–15 мм від плати трансивера; **плату трансивера 2**, у яку інтегровані передавальні та приймальні антени;

плату формування та обробки сигналів 3, що здійснює генерацію FMCW сигналу, попередню обробку та передачу даних до мікроконтролера;

мікроконтролер 4, який забезпечує виконання операцій імпорту сигналу, de-chirp-перетворення, спектрального аналізу (FFT), пошуку та інтерполяції піків, фазового уточнення та matched-фільтрації;

персональний комп'ютер (ПК) 5, що здійснює налаштування параметрів мікроконтролера, ініціацію циклу вимірювань, прийом результатів обробки, візуалізацію графіків рівня сигналу та відстані до об'єкта.

Технологічно елементи мініатюрного радіодатчика із розширеними функціями цифрової обробки сигналів з'єднано між собою таким чином (див. блок-схему на рис. 4.9):

- вихід **ПК 5** мініатюрного радіодатчика із розширеними функціями цифрової обробки сигналів з'єднано з входом/виходом **мікроконтролера 4**,

- вихід **мікроконтролера 4** з'єднано з входом/виходом **плати формування та обробки сигналів 3**,

- вихід **плати формування та обробки сигналів 3** з'єднано з входом/виходом **плати трансивера 2**,

- вихід **плати трансивера 2** з'єднано з входом/виходом **рупорно-лінзової антени 1**.

Конструктивно мініатюрний радіодатчик із розширеними функціями цифрової обробки сигналів, що має у складі **мікроконтролер 4**, забезпечено функціональними алгоритмічними модулями цифрової обробки сигналів, що включають операції імпорту сигналу, de-chirp-перетворення, спектрального аналізу (FFT), пошуку та інтерполяції піків спектра, фазового уточнення та matched-фільтрації, а **персональний комп'ютер** додатково призначено для налаштування параметрів мікроконтролера та керування послідовністю виконання алгоритмічних операцій обробки сигналів, а також для візуалізації та збереження результатів вимірювання [60].

Мініатюрний радіодатчик із розширеними функціями цифрової обробки сигналів, що заявляється, функціонує наступним чином (див., відповідно, схему на рис. 4.9).

Робота пристрою полягає в тому, що персональний комп'ютер 5 передає через мікроконтролер 4 команду на початок вимірювання. Мікроконтролер 4 формує керуючі сигнали для плати формування та обробки сигналів 3, яка генерує FMCW-сигнал і подає його на передавальну антену плати

трансивера 2. Випромінений сигнал проходить через рупорно-лінзову антену 1, відбивається від об'єкта і приймається приймальною антеною трансивера. Прийнятий сигнал надходить до мікроконтролера 4, де послідовно виконуються програмні етапи обробки:

- імпорт і попереднє вирівнювання сигналу;
- de-chirp-перетворення;
- спектральний аналіз (FFT);
- пошук та інтерполяція піків спектра;
- фазове уточнення;
- matched-фільтрація з еталонним FMCW сигналом.

Отримані результати передаються на ПК 5 для відображення вимірної відстані до об'єкта з високою точністю. Перевагою конструкції є суміщення апаратної та програмної обробки сигналів у єдиній системі з рупорно-лінзовою антеною, що забезпечує точність вимірювань до мікрометрів.

Розроблено поетапний алгоритм роботи мініатюрного радіодатчика за часовою діаграмою (див. рис. 4.10).

Даний процес пояснюється рис. 4.10, на якій позначено:

- 6 — Етап ініціалізації.
- 7 — Етап передавання сигналу.
- 8 — Етап прийому відбитого сигналу.
- 9 — Етап цифрової обробки сигналу.
- 10 — Етап обміну з ПК.
- 11 — Етап циклічної роботи.

Поетапний алгоритм роботи мініатюрного радіодатчика за часовою діаграмою, із зазначенням логіки взаємодії між компонентами та часових інтервалів обробки сигналу наступний:

6. Етап ініціалізації

- **ПК** передає команду мікроконтролеру на запуск вимірювального циклу.
- **Мікроконтролер** ініціалізує частотний синтезатор і задає параметри модуляції FMCW-сигналу (початкова частота, девіація, тривалість).
- У цей момент формується **часова позначка t_0** , що визначає початок циклу.

7. Етап передавання сигналу

- **Плата формування та обробки сигналів** створює FMCW-сигнал з лінійною частотною модуляцією.
- Сигнал передається на **плату трансивера**, де через інтегровану антену він надходить до **рупорно-лінзової антени**.

- На часовій осі видно **інтервал $T_x(t)$** — період передачі сигналу з наростаючою частотою.

8. Етап прийому відбитого сигналу

- Відбитий від об'єкта сигнал через рупорно-лінзову антену приймається тією ж або сусідньою приймальною антеною плати трансивера.
- У результаті формується **$R_x(t)$** — прийнятий сигнал, зсунений у часі на Δt , пропорційне відстані до об'єкта.

9. Етап цифрової обробки сигналу

На часовій діаграмі це відображено як послідовність коротких обчислювальних імпульсів у мікроконтролері:

1. **Імпорт сигналу у буфер.**
2. **De-chirp перетворення** — множення прийнятого сигналу на переданий для отримання частоти биття.
3. **FFT-аналіз** — обчислення спектру частоти биття для визначення піку, що відповідає відстані.
4. **Пошук і інтерполяція піків** — уточнення частоти максимуму спектра.
5. **Phase-refinement** — фазове уточнення для підвищення точності.
6. **Matched-фільтрація** — підсилення сигналу з очікуваною часово-частотною формою.

10. Етап обміну з ПК

- Мікроконтролер передає на ПК результати:
 - відстань R_{est} ,
 - рівень сигналу,
 - фазову інформацію.
- **ПК** візуалізує результати у вигляді графіка або таблиці, а також може адаптивно змінити параметри обробки (налаштування FFT-вікна, тривалості імпульсу тощо).

11. Етап циклічної роботи

- Після завершення одного циклу обробки (час **T_{cycle}**) мікроконтролер переходить у стан очікування або повторює вимір у наступному періоді.

- На часовій діаграмі це виглядає як повторювана послідовність: **$T_x \rightarrow R_x \rightarrow$ Обробка \rightarrow Обмін даними.**

Проведено моделювання трьох підходів до оцінки відстані за FMCW-сигналом — пікової інтерполяції, фазового уточнення та matched-фільтрації. Дослідження проводилося в умовах моделювання лінійного FMCW-сигналу з параметрами частоти 120 ГГц, девіації 6 ГГц та часової тривалості імпульсу 1 мс. Основним критерієм оцінювання виступала се-

редня похибка визначення відстані ΔR відносно істинного значення R_{true} у діапазоні 0,5–2 м.

Порівняльний аналіз підтвердив, що метод фазового уточнення є найбільш ефективним для задач високоточної радіолокації короткого діапазону, забезпечуючи похибку менше 0,05 мм у межах до 2 м [71, 72]. Пікова інтерполяція є оптимальною для швидкої оцінки в реальному часі, а matched-фільтрація може бути рекомендована для застосувань у шумових або мультипут-середовищах, де необхідна підвищена стабільність вимірювань. Отримані результати є основою для вдосконалення алгоритмічної частини мікроконтролера мініатюрного терагерцового радіодатчика, що забезпечить підвищення точності вимірювань без зміни апаратної архітектури системи.

Відомі мініатюрні радіодатчики [22-25] забезпечують виконання базових функцій прийому, підсилення та фільтрації сигналів, однак не містять засобів розширеної цифрової обробки, що знижує точність визначення параметрів сигналу, швидкодію та завадостійкість при змінних умовах середовища.

Створений мініатюрний радіодатчик із розширеними функціями цифрової обробки сигналів відрізняється тим, що в його складі реалізовано адаптивну систему цифрової обробки сигналів на рівні мікроконтролера, яка забезпечує автоматичне коригування параметрів виявлення та обчислювальних процесів у режимі реального часу.

Підвищення ефективності застосування мініатюрного радіодатчика, що заявляється, у порівнянні з прототипом, досягається шляхом інтеграції удосконалених алгоритмів цифрової обробки сигналів, за рахунок використання методів фазового уточнення, інтерполяційного визначення пікових значень спектру, кореляційної фільтрації, компенсації шумів і фазових спотворень, а також адаптивного оцінювання дальності та швидкості об'єкта.

4.4. Дистанційне керування радіо датчика

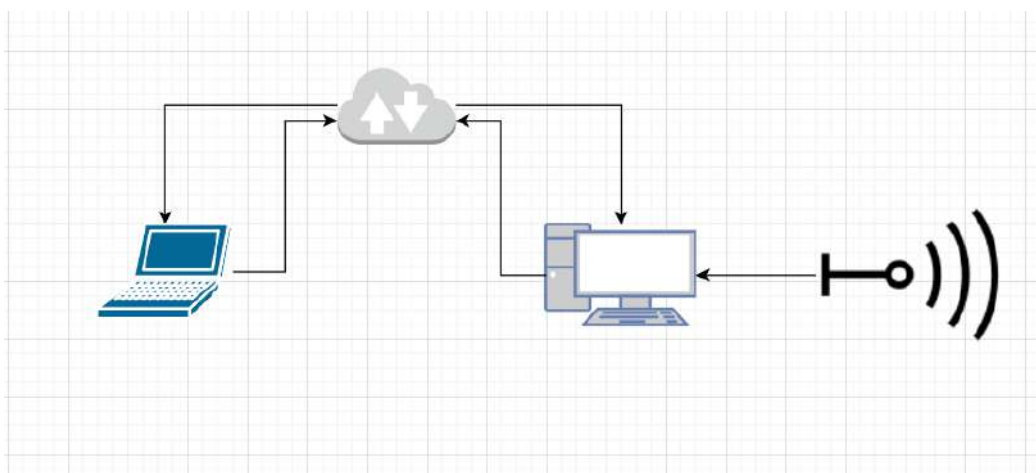


Рис. 4.11. Схема дистанційного керування датчиком

Схема (рис. 4.11) показує роботу радіодатчика (121–127 ГГц), підключеного до ПК через COM порт для передачі команд (налаштування: смуга пропускання, FFT, час імпульсу) та отримання даних (відстань, дБ) для відображення графіків. ПК з'єднаний з Інтернетом, що дозволяє через AnyDesk дистанційно керувати датчиком із віддаленого пристрою, змінюючи налаштування та переглядаючи результати в реальному часі.

Детально робота дистанційного керування за схемою можна описати наступним чином:

1. Підключення та налаштування через COM-порт

ПК надсилає команди для конфігурації радіодатчика. Основні параметри, які можна налаштувати, включають:

- **Смуга пропускання:** Визначає частотний діапазон, у якому працює датчик (121–127 ГГц), що впливає на роздільну здатність відстані. Наприклад, більша смуга пропускання (до 6 ГГц у цьому випадку) дозволяє точніше розрізнити об'єкти, розташовані близько один до одного.

- **FFT (швидке перетворення Фур'є):** Використовується для обробки сигналів у базовому банді, щоб виділити спектральні компоненти, пов'язані з рухомими об'єктами або відстанню до цілей. Налаштування розміру FFT впливає на швидкість і точність аналізу.

- **Час імпульсу:** Регулює тривалість радіосигналу, що впливає на чутливість і максимальну дальність виявлення. Коротші імпульси підвищують роздільну здатність, але зменшують дальність.

Отримання даних:

- **Відстань:** Вимірювання відстані до об'єктів у реальному часі, наприклад, від 7 см (для смуги 6 ГГц) до десятків метрів залежно від цілі та об'єктива.

- **Рівень сигналу в дБ:** Характеризує інтенсивність відбитого сигналу, що корисно для оцінки якості виявлення та наявності перешкод.

2. Інтернет підключення ПК

- ПК підключений до Інтернету, що розширює можливості системи. Це з'єднання дозволяє інтегрувати датчик у мережеву інфраструктуру, надаючи доступ до віддаленого керування через програмне забезпечення, таке як AnyDesk. AnyDesk забезпечує безпечне віддалене підключення до ПК, використовуючи шифрування (TLS 1.2, RSA 2048) і низький обсяг даних (близько 1 МБ), що робить його ефективним навіть при повільному Інтернеті.

3. Дистанційне керування через програмне середовище AnyDesk

Завдяки AnyDesk користувач із віддаленого пристрою (наприклад, ноутбука, смартфона або іншого ПК) може:

- **Змінювати налаштування:** Регулювати смугу пропускання, розмір FFT або час імпульсу в реальному часі через графічний інтерфейс (WebGUI).

- **Переглядати результати:** Оглядати графіки відстані, рівнів сигналу в дБ або спектральних даних, що відображаються на ПК, у режимі реального часу.

- **Контролювати процес:** Моніторити роботу датчика, аналізувати дані та вносити корективи без фізичного доступу до обладнання.

Дистанційне керування радіодатчиком забезпечує гнучкість у доступі з будь-якої точки світу за наявності Інтернету, що дозволяє операторам працювати з будь-якого місця. Воно сприяє економії часу та ресурсів завдяки відсутності потреби в фізичній присутності, що особливо цінно для віддалених локацій. Можливість реального часу аналізу даних дозволяє оперативно налаштовувати параметри для оптимальної роботи системи. Підвищена безпека досягається через моніторинг у небезпечних зонах на відстані, захищаючи персонал від ризиків. Спільна робота кількох фахівців через віддалений доступ полегшує командну взаємодію та вирішення завдань. Зручність для дистанційного навчання та демонстрацій робить систему ідеальною для освітніх цілей чи презентацій. Можливість інтеграції з хмарними системами забезпечує зберігання та обробку даних для подальшого аналізу. Дистанційне оновлення прошивки чи програмного забезпечення підвищує довговічність і актуальність обладнання. Підтримка кросплатформності на Windows, macOS, Android та iOS дозволяє керувати системою з різних пристроїв. Ефективність роботи навіть за повіль-

ного Інтернету завдяки низькому обсягу даних AnyDesk гарантує стабільність з'єднання.

Висновки до розділу 4

Розділ присвячений розробці завадозахищеного приймально-передавального модуля в терагерцовому діапазоні для визначення відстані до об'єктів, що стало відповіддю на зростаючу потребу сучасних технологій у високошвидкісному зв'язку та точному позиціонуванні. Розділ об'єднав інноваційні підходи до створення надвисокочастотних антен, мініатюрних радіодатчиків і систем дистанційного керування, щоб забезпечити надійні рішення для інфокомунікаційних і радіолокаційних систем. Основна мета полягала у створенні компактного, ефективного та адаптивного приймально-передавального модуля, здатного працювати в складних умовах із мінімальними перешкодами, що було досягнуто завдяки інтеграції рупорно-лінзових антен із метаматеріалами та використанню сучасних платформ, таких як SiliconRadar.

Розроблена надвисокочастотна рупорно-лінзова антена з інтеграцією метаматеріальних елементів стала ключовим елементом роботи. Її високий коефіцієнт підсилення до 35 дБі та вузька діаграма спрямованості дозволяють значно покращити дальність виявлення об'єктів — на 20–30% порівняно зі стандартними аналогами. Така антена забезпечує якісне фокусування сигналу, що критично важливо для роботи в умовах високої щільності перешкод, наприклад, у міських районах чи промислових зонах. Її адаптивність до різних умов експлуатації, досягнута завдяки регулюванню відстані між рупором і лінзою, робить її універсальним інструментом. Компактність і зменшена вага, отримані завдяки інтеграції метаматеріалів у кристало-підсилюючі мікросхеми, відкривають можливості для використання в портативних пристроях, таких як дрони чи мобільні сенсори.

Мініатюрний радіодатчик, розроблений на базі цього модуля, працює в діапазоні 121–127 ГГц із частотно-модульованим безперервним сигналом (FMCW) і забезпечує точне визначення відстані, швидкості та напрямку руху об'єктів на відстані до 100 метрів. Це рішення спрямоване на вирішення проблеми обмеженої дальності традиційних радіодатчиків, пропонуючи високу точність і надійність у реальних умовах. Використання 3D-друку для виготовлення лінзових антен із матеріалів, таких як HDPE та ABS, довело економічну вигоду та доступність виробництва, хоча тести виявили, що пористі матеріали, як PETG, потребують подальшої оптимізації. Цей датчик призначений для інтеграції в системи, де критичними є компактність і реальна часова обробка даних, що робить його ідеальним для широкого спектра застосувань.

Впровадження дистанційного керування через AnyDesk стало логічним завершенням роботи, розширивши її функціональність. Ця система дозволяє операторам із будь-якої точки світу налаштовувати параметри модуля, аналізувати дані в реальному часі та візуалізувати результати, що особливо цінно для віддалених чи небезпечних локацій. Підтримка кросплатформності та інтеграція з хмарними сервісами забезпечують гнучкість і безпеку, підкреслюючи відповідність сучасним трендам цифровізації.

Перспективи цієї розробки надзвичайно широкі й охоплюють кілька ключових сфер. У телекомунікаціях модуль може стати основою для мереж 6G, де потрібна надвисока пропускна здатність і стійкість до перешкод. Його здатність передавати дані на великі відстані з мінімальними втратами робить його перспективним для міжсупутникового зв'язку та широкосмугового доступу в сільській місцевості. У сфері безпеки антена та датчик можуть бути інтегровані в системи аеропортів, вокзалів чи прикордонних зон для виявлення прихованих об'єктів чи контролю доступу, використовуючи високу роздільну здатність терагерцового діапазону. Автономний транспорт, включаючи автомобілі та дрони, отримає вигоду від точного визначення відстані та швидкості, що підвищить безпеку на дорогах і в повітряному просторі. У промисловості модуль знайде застосування в автоматизованих системах, наприклад, для моніторингу обладнання чи складів, де потрібна безперервна робота в реальному часі. Медична діагностика також може скористатися цією технологією для безконтактного сканування тканин, а сільське господарство — для аналізу ґрунтів чи врожаю за допомогою портативних сенсорів.

Економічний ефект від впровадження цієї розробки полягає в зниженні витрат на виробництво завдяки 3D-друку та доступним матеріалам, а також у скороченні витрат на технічне обслуговування через дистанційне керування. Для подальшого розвитку проєкту пропонується зосередитися на вдосконаленні метаматеріалів для зменшення втрат сигналу, оптимізації 3D-друку з використанням композитних матеріалів і інтеграції з системами штучного інтелекту для автоматизації обробки даних. Це дозволить розширити функціональність модуля, адаптувати його до нових умов і підвищити конкурентоспроможність на глобальному ринку. Розробка вже демонструє практичну цінність, закладаючи міцну основу для інновацій у бездротових технологіях, і має всі шанси стати частиною технологічного прориву наступного десятиліття.

Література до розділу 4

1. Наритник Т.М. Аналіз терагерцових технологій та їх застосування для створення інноваційних розробок. Електронне наукове фахове видання — журнал «Проблеми телекомунікацій». 2017. № 1(20). С. 25-30. URL: <http://pt.journal.kh.ua> (дата звернення: 10.01.2024).
2. Кравчук С.О., Наритник Т.М. Телекомунікаційні системи терагерцового діапазону: монографія. Житомир: ФОП «Євенок О.О.», 2015. 208 с.
3. Наритник Т.М., Кравчук С.О., Романюк Б.М., Наритник Т.М., Сайко В.Г. Systems and technologies of electronic communication sin the teragertzrang / Монографія: К.: Талком, 2025. 204 с.
4. Сайко В.Г., Наритник Т.М. Беспроводові системи зв'язку терагерцового діапазону: монографія. Німеччина: видавництво LAP Lambert Academic Publishing, 2019. 69 с.
5. Сайко В.Г., Одарченко Р.С., Абакумова А.О., Наритник Т.М., Наконечний В.С., Домрачев В.М., Толюпа С.В., Заблоцький В.Ю., Баховський П.Ф. Мережі мобільного зв'язку нового покоління 4G/5G/6G: монографія. Київ: ТОВ «Про формат», 2021. 200 с.
6. Майборода І. М., Стороженко І. П., Бабенко В. П., Кайдаш М. В.. Огляд досягнень в терагерцових комунікаційних системах. Збірник наукових праць Національної академії Національної гвардії України. 2016. Вип. 1. С. 45-48.
7. Isaev V.M., Kabanov I.N., Komarov V.V., Meshchanov V.P. Modern radio-electronic systems in the terahertz range. TUSUR reports. 2014. № 4 (34). С. 5-21.
8. Косовець М.А., Товстенко Л.М. Класичні параметричні методи цифрового спектрального аналізу характеристических функцій 3D терагерцового ЛЧМ радіолокатора. Зв'язок. 2016. № 4. с. 53-58.
9. Kosovets N.A., Pavlov O.I. Modeling of nonlinear elements of a digital 3D radar. Tinkling. 2016. No. 2. With. 40-47.
10. Кременецька Я.А. Радіофотонні технології та пристрої телекомунікацій: монографія. К.: Друк «ТОВТриК», 2019. 220 с.
11. Mohammed H. Alsharif. Toward 6G Communication Networks: Terahertz Frequency Challenges and Open Research Issues. Computers, Materials & Continua. 2021. vol. 66. no 3. pp. 2831-2839.
12. Rappaport T. S.. 6G and beyond: Terahertz communications and sensing. 2019 Brooklyn 5G Summit Keynote, Apr. 2019. [Online]. Available: URL: <https://ieeetv.ieee.org/conference-highlights/keynote-tedrappaport-terahertz-communication-b5gs-2019> (датазвернення 10.01.2024).
13. Сайко В.Г., Наритник Т.М., Грищенко Л.М., Дакова Л.В., Лисенко Д.О., Кравченко В.І. Використання розподілених транспортних радіомереж терагерцового діапазону в рамках побудови мереж мобільного зв'язку нового покоління. Зв'язок. 2016. №6. С.16-21.
14. Сайко В.Г., Лисенко Д.О., Грищенко Л.М., Дакова Л.В., Кравченко В.І. Метод визначення оптимальних параметрів вікон прозорості в терагерцовому діапазоні. Телекомунікаційні та інформаційні технології. 2017. № 1. С.11-17.
15. Saiko V., Nakonechnyi V., Toliupa S., Serhrii D. The method for reducing probability of incorrect data reception in radio channels of terahertz frequency range.

14th International Conference on Advanced Trends in Radioelectronics, Telecommunications and Computer Engineering (TSCET) Conference Proceedings. Lviv-Slavske, Ukraine, February 20 — 24. 2018. S 11. № 215. # 174. 1043–1046.

16. Сайко В.Г., Наритник Т.М. Радіоканал доступу терагерцовогодіапазону для безпроводних радіосистем 5-го покоління. Вчені записки Таврійського національного університету імені В.І. Вернадського. серія: технічні науки. 2018. том 29 (68) № 1 частина 1. С. 51-55.

17. Сайко В.Г., Наритник Т.М., Баховський П.Ф. Надвисокошвидкісний канал радіо доступу терагерцового діапазону для мобільних мереж 4-го та 5-го поколінь. Технічні вісті. 2018. № 1(47). С.50-55

18. Sayko V.G., Narytnik T.N., Lutchak A.V. Analysis of technical solutions for creating communication channels in the unlicensed frequency range. Digital technologies. 2016. No. 20. P. 30-45.

19. Сайко В.Г., Наконечний В.С., Толюпа С.В., Даков С.Ю. Терагерцовий канал радіодоступу для комплексів безпеки систем виявлення прихованих об'єктів. Кібербезпека: освіта, наука, техніка. 2018. № 1(1). С. 17-25.

20. Патент України на корисну модель №142478 Україна. Система низько-орбітального супутникового зв'язку із міжсупутниковими каналами зв'язку терагерцового діапазону. Сайко В.Г., Домрачев В.М., Наритник Т.М., Сивкова Н.М. опубл. 10.06.2020 р. Бюл. № 11.

21. Патент України на корисну модель № 138429 Україна. Спосіб захисту сфокусованим випромінюванням субтерагерцового діапазону зон і об'єктів від несанкціонованого проникнення. Наритник Т.М., Сайко В.Г., Корсун В.І., Голєнковська Т. І., Зубарєв О. В. заявл. 24.05.2019; опубл. 25.11.2019. Бюл. № 22.

22. Діелектрична лінзова рупорна антена. Ян Чао, Чжоу Хао, Рен Жигуо, Ван Вейгуан. Патент CN204067583U, Китай. МПК H01Q15/08; H01Q19/06. Пріоритетна заявка: CN201420557348U від 25.09.2014. Опубліковано: 31.12.2014. Заявник: Hubei Sanjiang Hangtian Xianfeng Electronic Inf Co Ltd.

23. Широкопasmово рупорна антена. Манойлов В'ячеслав Пилипович. Патент № 106942 С2, Україна. МПК H01Q13/02. Заявка № а201309696 від 05.08.2013. Опубліковано: 27.10.2014, бюл. № 20/2014. Власник: Житомирський державний технологічний університет. Права чинні з 27.10.2014. Дія патенту припинена 05.08.2018 у зв'язку з несплатою збору (бюл. № 11, 10.06.2020).

24. Пірамідальна рупорна антена з інтегрованим хвилеводом (SIW) із середнім навантаженням і метод її розробки. Чень Лян, Дон Шілінг, Чжен Сянвень, Ден Лунцзян, Ван Сяогуан, Лян Діфей, Лі Ліхуа, Лян Сінпен. Патент CN106099374A, Китай. МПК H01Q13/02; CPC H01Q13/0283. Пріоритетна заявка: CN201610412920A від 13.06.2016. Опубліковано: 09.11.2016.

25. Діелектрична лінзова рупорна антена. Ху Нан, Се Веньцін, Лю Цзянжуй, Чжао Лісін. Патент CN214280214U, Китай. МПК H01Q1/00; H01Q13/02; H01Q15/08; H01Q19/06. Пріоритетна заявка: CN202120619530U від 26.03.2021. Опубліковано: 24.09.2021. Заявник: Пекін Ainfoinc Tech Co Ltd.

26. Авдєєнко Г.Л., Наритник Т.М., Бичок А.В., Буглак А.О. Приймально-передавальний модуль в терагерцовому діапазоні частот. Матеріали десятої Міжнародної науково-технічної конференції «Інформаційно-комунікаційні тех-

нології та кібербезпека» (ІКТК-2024). Харків, ХНУРЕ, 2024, С. 46-53.

27. Авдєєнко Г.Л., Наритник Т.М., Бичок А.В., **Буглак А.О.** Приймально-передавальний модуль в терагерцовому діапазоні частот. Матеріали десятої Міжнародної науково-технічної конференції «Інформаційно-комунікаційні технології та кібербезпека» (ІКТК-2024). Харків, ХНУРЕ, 2024, С. 46-53.

28. Сайко В.Г., Наритник Т.М., Радзівілов Г.Д., Комаров В.О., Станілога О.О. Підвищення точності оцінювання дальності у терагерцових радіодатчиках на основі адаптивних алгоритмів цифрової обробки сигналів // Вчені записки Таврійського національного університету імені В.І. Вернадського. серія: технічні науки том 36 (75) № 6. 2025 том 1. С.103-109.

29. Наритник Т.М., Сайко В.Г. Терагерцовий радіодатчик з адаптивною цифровою обробкою сигналів // Міжнародна науково-технічна конференція «Інформаційно-комунікаційні технології та кібербезпека (ІКТК-2025). Харків, 04-05 грудня 2025 року. С. 176-179.

30. Патент України на корисну модель №162720. Радіодатчик // Заявник і патентовласник: Сайко В.Г., Наритник Т.М., Комаров В.О. та інші / дата публікації 15.04.2026. Бюл. № 15/2026.

31. Kosovets M. A., Pavlov O. I., Tovstenko L. N. Integral-differential models of characteristic functions of 3D terahertz FMCW radar. Proceedings of the International Conference on Antenna Theory and Techniques (ICATT'2015). 21-24 April. 2015. Kharkiv. Ukraine, 2015. pp. 225—227.

32. M. Kosovets, O. Pavlov, L. Tovstenko. Studying the properties of different materials using Terahertz 3D Imager Radar. Proceedings of the International Conference on Antenna Theory and Techniques (ICATT'2017). 24-27 May. 2017. Kyiv. Ukraine. 2017. pp. 406—410.

33. Jornet J. M., Akyildiz I. F. Channel Modeling and Capacity Analysis for Electromagnetic Wireless Nanonetworks in the Terahertz Band. IEEE Transactions on Wireless Communications. 2011. Vol. 10. Pp. 3211–3221.

34. Priebe S., Kurner T. Stochastic Modeling of THz Indoor Radio Channels. IEEE Transactions on Wireless Communications. 2013. Vol. 12. Pp. 4445–4455.

35. Han C., Bicen A.O., Akyildiz I.F. Multi-Ray Channel Modeling and Wideband Characterization for Wireless Communications in the Terahertz Band. IEEE Transactions on Wireless Communications. 2015. Vol. 14. Pp. 2402–2412.

36. 3GPP TS 37.340 V15.2.0: NR: Multi-connectivity; Overall description, Rel. 15 — 2018. URL: https://www.3gpp.org/ftp/Specs/archive/37_series/37.340/ (accessed 31.07.2019).

37. Сайко, В. Наритник, Т. (2023). Модель побудови бездротової терагерцової мережі з підвищеною надійністю зв'язку. International Science Journal of Engineering and Agriculture, 2(2), 166–181. URL: <https://doi.org/10.46299/j.isjea.20230202.16> (дата звернення 10.03.2024).

38. Сайко В.Г., Наритник Т.М., Баховський П.Ф. Модель підвищення показників якості обслуговування гетерогенної мережної інфраструктури терагерцового діапазону. Вчені записки Таврійського національного університету імені В.І. Вернадського. серія: технічні науки. 2023. Том 34 (73) № 1. С.51-55.

39. Hu, S., Rusek, F., & Edfors, O. Beyond Massive MIMO: The Potential of Positioning With Large Intelligent Surfaces. *IEEE Trans. Signal Process.* 2018. 66 (Apr), 1761–1774.

40. He, J., Wymeersch, H., Sanguanpuak, T., Silvén, O., & Juntti, M. Adaptive beamforming design for mmwave RIS-aided joint localization and communication. *IEEE Wireless Communications and Networking Conference Workshops (WCNCW)*. (2020)

41. RF Patent (RU) No. 2465650 “Method of non-lethal influence on a hidden person using EHF radiation.” Application submission date: 02/01/2011. Patent publication date: 10/27/2012. IPC (2012) G08B 15/00 / Boyko E.N. etc. Patent holder: 12 Central Research Institute of the Ministry of Defense of the Russian Federation. — analogue.

42. Патент України на корисну модель № 138429 «Спосіб захисту сфокусованим випромінюванням субтерагерцового діапазону зон і об'єктів від несанкціонованого проникнення». заявл. 24.05.2019; опубл. 25.11.2019 // Бюл. № 22 / Наритник Т.М., Сайко В.Г., Корсун В.І., Голенковська Т. І., Зубарев О. В. — прототип.

43. Dvorsky M. N., Palatchenko S. N. Technical safety of business objects: in 2 volumes. Kyiv: A-DEPT, 2013. I volume. 304 p. 43. Dvorsky M.N., Palatchenko S.N. Technical safety of business objects: in 2 volumes. Kyiv: A-DEPT, 2013. II volume. 255 p.

44. Appleby R., Wallace H. Standoff detection of weapons and contraband in the 100 GHz to 1 THz region // *IEEE Transactions on Terahertz Science and Technology*. — 2012. — Vol. 1, No. 1. — P. 39–50.

45. Federici J. F., Schulkin B., Huang F. THz imaging and sensing for security applications — explosives, weapons and drugs // *Semiconductor Science and Technology*. — 2005. — Vol. 20, No. 7. — P. S266–S280.

46. Shen Y. C. Terahertz pulsed spectroscopy and imaging for pharmaceutical applications: A review // *International Journal of Pharmaceutics*. — 2011. — Vol. 417, No. 1–2. — P. 48–60.

47. Gonzalez D., Stiglitz S. Nonlinearity correction in FMCW radars using digital signal processing techniques // *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*. — 2019. — Vol. 68, No. 10. — P. 3954–3964.

48. Krämer S., Gumbmann F., Schneider S. Phase-based nonlinearity compensation for FMCW radar systems // *IEEE Radar Conference (RadarConf)*. — 2020. — P. 1–6.

49. Raza M., Kürner T. THz FMCW radar signal processing for short-range imaging applications // *IEEE Transactions on Terahertz Science and Technology*. — 2017. — Vol. 7, No. 6. — P. 593–603.

50. Yujiri L. Passive millimeter wave imaging // *IEEE Microwave Magazine*. — 2006. — Vol. 7, No. 4. — P. 39–50.

51. Winkler V., Willms I. Range and velocity estimation using adaptive FFT windowing in FMCW radar sensors // *IEEE Sensors Journal*. — 2020. — Vol. 20, No. 18. — P. 10847–10856.

52. Widrow B., Stearns S. D. *Adaptive Signal Processing*. — Englewood Cliffs: Prentice-Hall, 1985. — 491 p.
53. Haykin S. *Adaptive Filter Theory*. — 5th ed. — Upper Saddle River, NJ: Pearson Education, 2014. — 900 p.
54. Duan S., Xu X. Noise reduction in FMCW radar signals using adaptive Wiener filtering // *Sensors*. — 2021. — Vol. 21, No. 3. — Article 1052.
55. Zhang J., Zhang S., Li J. Neural network-based adaptive signal processing for THz radar imaging // *IEEE Access*. — 2022. — Vol. 10. — P. 39471–39483.
56. Liu Y., Sun X., Wang Y. Machine learning-enhanced FMCW radar signal classification and target detection // *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. — 2023. — Vol. 71, No. 2. — P. 568–578.
57. Pavlov O. I., Guseva O., Yashchyshyn Y., Narytnyk T., Saiko V., Avdeyenko G. L. Mathematical modeling of FMCW radar: Signal at receiver input // *Radioelectronics and Communications Systems*. — 2024. — Vol. 66, No. 12. — P. 648–657.
58. Saiko V., Toliupa S., Brailovskyi M., Narytnyk T., Nakonechnyi V., Shtanenko S. Mathematical simulation of FMCW radar operation: Simulation of the normalized signal at the receiver input // *Proceedings of the 5th IEEE International Conference on Advanced Information and Communication Technologies (AICT 2023)*. — 2023. — P. 140–146. — DOI: 10.1109/AICT61584.2023.10452416. — URL: <https://ieeexplore.ieee.org/xpl/conhome/10452416/proceeding> (дата звернення: 13.10.2025).
59. Saiko V., Odarchenko R., Zhurakovskiy B., Yevdokymenko M., Fesenko V., Tkachova O. A model for building a wireless terahertz network for 5G NR // *Proceedings of the IEEE International Conference on Intelligent Data Acquisition and Advanced Computing Systems: Technology and Applications (IDAACS)*. — 2023. — P. 1071–1076.18. Richards, M. A., Scheer, J. A., Holm, W. A. *Principles of Modern Radar: Basic Principles*. — Raleigh: SciTech Publishing, 2010. — 960 p.
60. Сайко В.Г., Романов Д.О., Наритник Т.М., Комаров В.О., Фомін М.М. Аналіз перспектив використання терагерцового діапазону частот для безпроводових мереж зв'язку спеціального призначення. *Збірник наукових праць ВІПІ: системи і технології зв'язку, інформатизації та кібербезпеки*. 2024. — вип.. 5-с. 138- 153
61. Skolnik, M. I. *Introduction to Radar Systems*. — 3rd ed. — New York: McGraw-Hill, 2001. — 772 p.
62. Mahafza, B. R. *Radar Systems Analysis and Design Using MATLAB*. — 3rd ed. — Boca Raton: CRC Press, 2013. — 726 p.
63. Rohling, H. Radar CFAR Thresholding in Clutter and Multiple Target Situations // *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*. — 1983. — Vol. 19, No. 4. — P. 608–621.
64. Winkler, V. Range. Doppler detection for automotive FMCW radars // *IEEE International Radar Conference (RADAR 2007)*. — Edinburgh, 2007.— P.1–4.
65. Nguyen, T. H., Kim, D. S. A study on dechirp and FFT-based signal processing for FMCW radar // *Journal of Electrical Engineering & Technology*. — 2020. — Vol. 15, No. 1. — P. 435–443.

66. Ma, Y., Geng, L., Wang, X. High-Resolution FMCW Radar Signal Processing and Implementation in MATLAB // *Sensors*. — 2021. — Vol. 21, No. 4. — P. 1–15.

67. MATLAB Documentation. *FMCW Radar Signal Simulation and Range Estimation Example* [Електронний ресурс]. — MathWorks, 2024. — Режим доступу: <https://www.mathworks.com/help/phased/examples/fmcw-radar-signal-simulation-and-range-estimation.html> (дата звернення: 13.10.2025).

68. TRX_120_001. 120-ГГц високорівнево інтегрований IQ-трансивер з антенами в корпусі на базі кремній-германієвої технології: [Технічний паспорт]. — Франкфурт-на-Одері: SiliconRadarGmbH, 2022. — Версія 1.6. — QFN56, 8 × 8 мм. — 16 стор.

69. TRA_120_002. 120-ГГц високорівнево інтегрований IQ-трансивер з антенами на кристалі на базі кремній-германієвої технології: [Технічний паспорт]. — Франкфурт-на-Одері: SiliconRadarGmbH, 2018. — Версія 0.8. — QFN32, 5 × 5 мм. — 15 стор.

70. Патент на корисну модель № 159277. Мініатюрний радіодатчик / Авдєєнко Г. Л., Наритник Т. М., Буглак А. О., Лутчак О. В.; заявник і власник: Національний технічний університет України "Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського". — № и 2024 06120; заявл. 23.12.2024; опубл. 07.05.2025, Бюл. № 19.

71. Pavlov, O.I., Guseva, O., Yashchyshyn, Y., Narytnyk T., Saiko, V., Avdeyenko, G.L. Mathematical Modeling of FMCW Radar: Signal at Receiver Input // *Radioelectronics and Communications Systems*, 2024, 66(12), pp. 648–657

72. Павлов, О. І., Гусєва, О. В., Яцишин, Є. М., Наритник, Т. М., Сайко, В., & Авдєєнко, Г. Л. (2023). Математичне моделювання роботи FMCW-радару: сигнал зондування. *Вісті вищих навчальних закладів. Радіоелектроніка*, 66(12), 726–735. <https://doi.org/10.20535/S0021347022090011>

Розділ 5

РАДІОБАЧЕННЯ В ТЕРАГЕРЦОВОМУ ДІАПАЗОНІ СПЕКТРУ

5.1. Системи технічного зору в терагерцовому діапазоні: активні та пасивні, існуючі типи детекторів, методи отримання зображень

Подібно до випромінювання інших ділянок електромагнітного спектру, терагерцові (ТГц)хвилі також придатні для формування зображень (тобто для візуалізації, отримання просторової картини об'єктів) у багатьох практичних застосуваннях. Терагерцовий діапазон (орієнтовно від 0,1 до 10 ТГц, який у літературі часто позначають як *THz gap*) традиційно розглядають як перехідну область між мікрохвилями та інфрачервоним випромінюванням. Його важливість визначається поєднанням кількох унікальних властивостей: по-перше, це випромінювання є неіонізуючим і тому безпечним для використання; по-друге, воно забезпечує просторову роздільну здатність на субміліметровому рівні; по-третє, і це особливо цінно, значна кількість поширених неметалевих матеріалів, зокрема пластик, тканини, папір та картон, тощо є відносно прозорими в даному діапазоні. Завдяки цим властивостям терагерцові системи технічного зору сьогодні активно розвиваються для вирішення завдань у сфері безпеки, біомедицини, неруйнівного контролю, фармацевтики, аналізу матеріалів та дослідження культурної спадщини.

У загальному випадку терагерцові системи технічного зору поділяються на два основні класи: активні системи, які використовують зовнішнє підсвічування та реєструють відбитий, розсіяний або трансмісійний сигнал, і пасивні системи, у яких детектується власне теплове випромінювання об'єктів [1-2]. Кожен з цих підходів, активний або пасивний, має свої особливості архітектури, переваги, недоліки сфери застосування.

Пасивні терагерцові системи технічного зору принципово відрізняються тим, що не мають власного джерела підсвітки та реєструють власне теплове випромінювання об'єкта і фону [3]. Саме пасивний підхід є фізично найбільш обмеженим з точки зору рівня сигналу, оскільки він не допускає штучного підсилення енергетичного потоку і повністю визначається термодинамічними властивостями сцени. Пасивне терагерцове бачення належить до класу радіометричних методів формування зображень, у яких інформація про об'єкт отримується виключно за рахунок його власного електромагнітного випромінювання, зумовленого температурою та випромінювальною здатністю матеріалу, без використання будь-якого зовнішнього джерела опромінення. На відміну від активних методів ТГц ві-

зуалізації, де об'єкт опромінюється когерентним або некогерентним сигналом і аналізується відбиття, розсіяне або трансмісійне випромінювання, у пасивному режимі система функціонує як приймач теплового випромінювання сцени, що формує зображення за рахунок просторових неоднорідностей температури та коефіцієнта випромінювання, що, у свою чергу, накладає принципово жорсткі обмеження на рівень корисного сигналу та визначає домінуючу роль шумових характеристик детектора. У таких системах відсутній етап частотного перетворення з підсиленням (як у гетеродинних приймачах), а тому вся інформація про об'єкт повинна бути виділена безпосередньо на виході нелінійного або теплового елемента, що здійснює перетворення енергії електромагнітного поля у електричний сигнал.

Такий режим особливо цінний у випадках, коли зовнішнє опромінення небажане або неможливе, чи коли система повинна працювати як радіометричний сенсор у природному середовищі. Основна перевага пасивного методу — повна скритність, оскільки система не демаскує себе випромінюванням. Крім того, вона споживає менше енергії, ніж активні аналоги. Водночас пасивне ТГц-зображення є значно складнішим через низьку інтенсивність теплового сигналу в цьому діапазоні, особливо при високих частотах (понад 1 ТГц), що зумовлено законом Релея-Джинса та високим рівнем поглинання в атмосфері, а тому потребує детекторів із дуже низьким шумом, високою стабільністю та часто глибоким охолодженням. На практиці це означає, що на перший план виходять параметри еквівалентної шуму потужності (анг. noise equivalent power — NEP) і мінімальної розрізняваної різниці температур (NETD), час інтеграції, температурний режим, оптична апертура та якість узгодження детектора з антеною або приймальною оптикою [4].

У цьому контексті пасивна ТГц система може бути розглянута як багатоканальний радіометр, у якому кожен піксель реєструє потік теплового випромінювання в певному тілесному куті та спектральній смузі, а формування зображення здійснюється шляхом просторової реконструкції розподілу яскравісної температури. У терагерцовому діапазоні частот, який умовно охоплює інтервал $\nu \approx 10^{11} - 10^{13}$ Гц, при температурах, характерних для більшості практичних застосувань ($T \approx 250 - 320$ К), виконується нерівність $h\nu \ll kT$, яка означає, що енергія фотона значно менша за середню теплову енергію носіїв, і, відповідно, електромагнітне випромінювання можна описати не повною формулою Планка, а її класичною границею — законом Релея-Джинса, зі врахуванням емісійної здатності реальних об'єктів:

$$B(\nu, T) = \varepsilon(\nu) \cdot (2\nu^2 kT) / c^2 \quad (5.1)$$

де $B(\nu, T)$ — спектральна густина енергетичної яскравості; $\epsilon(\nu)$ — спектральна емісійна здатність; ν — частота випромінювання; k — стала Больцмана; T — абсолютна температура; c — швидкість світла у вакуумі.

Цей вираз показує, що спектральна густина енергетичної яскравості є прямо пропорційною емісійній здатності та температурі, а отже, будь-яка інформація про об'єкт у пасивній системі міститься в їх малих варіаціях відносно фону. Якщо взяти похідну цієї величини за температурою, то, вважаючи емісійну здатність слабо залежною від температури у практично цікавому температурному діапазоні, отримаємо:

$$\partial B / \partial T = \epsilon(\nu) \cdot (2\nu^2 k) / c^2 \quad (5.2)$$

Цей результат має важливий фізичний зміст, оскільки демонструє, що чутливість випромінювання до зміни температури у ТГц діапазоні є сталою величиною і не залежить від самої температури, що, з одного боку, спрощує аналіз системи, а з іншого — підкреслює, що підвищення контрасту можливе лише за рахунок збільшення різниці температур та емісійної здатності елементів сцени або розширення смуги приймання. У випадку, коли фон і об'єкт мають різні випромінювальні здатності, контраст формується не лише за рахунок різниці температур, але і за рахунок різниці ϵ , що є принципово важливим для ТГц візуалізації матеріалів.

Для приймачів прямого детектування, які зазвичай працюють у широкій смузі частот і не здійснюють селекції вузьких спектральних компонент, потужність сигналу, що надходить на один приймальний елемент (піксель), може бути представлена у спрощеному вигляді:

$$P = \eta \cdot \epsilon(\nu) \cdot k \cdot T \cdot \Delta f \quad (5.3)$$

де P — потужність сигналу; η — коефіцієнт ефективності системи; $\epsilon(\nu)$ — емісійна здатність; Δf — ефективна смуга частот приймання.

Або, якщо розглядається температурний контраст:

$$P = \eta \cdot k \cdot \Delta f \cdot [\epsilon(\nu)T_{\text{object}} - \epsilon_{\text{bg}}(\nu)T_{\text{bg}}] \quad (5.4)$$

де T_{object} і T_{bg} — температури об'єкта та фону; $\epsilon_{\text{bg}}(\nu)$ — емісійна здатність фону, а коефіцієнт η враховує всі втрати у системі, включаючи не лише пропускання оптичних елементів, але й ефективність зв'язку між електромагнітною хвилею і чутливим елементом детектора, а також коефіцієнт заповнення апертури, тоді як Δf є ефективною смугою частот, у межах якої детектор здатний перетворювати електромагнітну енергію. Якщо підставити характерні значення $\Delta T \approx 1$ К, $\Delta f \approx 10^{11}$ – 10^{12} Гц та $\eta \approx 0.1$ – 0.5 , то отримаємо оцінку: $P \approx 10^{-12}$ – 10^{-11} Вт

Ця величина є надзвичайно малою і визначає той факт, що детектор повинен працювати у режимі реєстрації сигналів, співрозмірних із власними шумами, а часто — і менших за них. Ключовим параметром, що характеризує здатність детектора працювати у таких умовах, є еквівалентна потужність шуму (NEP), яка визначається як відношення середньоквадратичного шуму на виході N до чутливості детектора R :

$$NEP = N / R \quad (5.5)$$

Фізично NEP означає таку потужність вхідного сигналу, при якій відношення сигнал/шум дорівнює одиниці у смузі 1 Гц.

Оскільки у реальних системах сигнал інтегрується протягом певного часу τ , ефективна шумова смуга визначається як:

$$\Delta f_{int} \approx 1 / (2\tau) \quad (5.6)$$

і тоді умова виявлення сигналу ($SNR \geq 1$), де SNR — відношення сигнал/шум, може бути записана у вигляді:

$$P \geq NEP \cdot \sqrt{(\Delta f_{int})} \quad (5.7)$$

З цього співвідношення безпосередньо випливає вимога до NEP:

$$NEP \leq P / \sqrt{(\Delta f_{int})} = P \cdot \sqrt{(2\tau)} \quad (5.8)$$

Якщо прийняти $\tau \approx 10^{-2}$ с, що відповідає типовим умовам формування зображення у реальному часі, то отримуємо:

$$NEP_{req} \approx 10^{-13} \text{ — } 10^{-14} \text{ Вт}/\sqrt{\text{Гц}}$$

Цей результат є принципово важливим, оскільки він визначає гранично допустимий рівень шуму детектора, при якому ще можливе формування зображення з температурним контрастом порядку 1 К.

Більш глибокий аналіз показує, що навіть ідеальний детектор не може мати довільно малий NEP, оскільки існує фундаментальне обмеження, пов'язане зі статистичними флуктуаціями самого теплового випромінювання. Квадрат NEP, обумовлений фотонним шумом, визначається як:

$$NEP_{ph}^2 = 2P h\nu + 2P^2 / \Delta f \quad (5.9)$$

Перший доданок відповідає корпускулярній природі випромінювання, тоді як другий — хвильовій (бозе-статистичній) природі. У ТГц діапазоні, де $h\nu \ll kT$, перший член є малим, і основний внесок дає другий:

$$NEP_{ph} \approx \sqrt{2} \cdot P / \sqrt{\Delta f} \quad (5.10)$$

Цей вираз показує, що навіть для ідеального детектора шум не може бути меншим за величину, визначену флуктуаціями потоку випромінювання. Відповідно, умова досягнення граничної чутливості формулюється як:

$$NEP_{det} \leq NEP_{ph} \quad (5.11)$$

і означає роботу у режимі, обмеженому фоновим випромінюванням.

Для оцінки якості системи у термінах температурного контрасту вводиться параметр NETD (еквівалентна шуму різниця температур):

$$NETD = NEP / (\partial P / \partial T) \quad (5.12)$$

З урахуванням того, що $P = \eta \cdot \varepsilon(v) \cdot k \cdot T \cdot \Delta f$ маємо $\partial P / \partial T = \varepsilon(v) \eta k \Delta f$, відповідно:

$$NETD = NEP / (\eta k \Delta f) \quad (5.13)$$

Цей вираз дозволяє безпосередньо пов'язати шумові характеристики детектора з температурною роздільною здатністю системи. Якщо задати $NETD \approx 1 - 0.1$ К, що є типовою вимогою для систем візуалізації, то отримаємо:

$$NEP \approx 10^{-13} - 10^{-14} \text{ Вт}/\sqrt{\text{Гц}},$$

що узгоджується з попередніми оцінками.

Конструкція пасивної системи включає приймальну оптику, детектор, підсилювач, модулюючий елемент, схему зчитування та цифровий блок обробки. Ключовий елемент пасивної системи — високочутливий детектор. Для таких систем використовують НЕМТ/FET-структури, приймачі на основі діодів Шотткі, болометри, а в окремих випадках — кріогенні надпровідні детектори. Сигнал часто знімають у lock-in режимі, щоб зменшити вплив низькочастотних шумів і забезпечити прийнятну чутливість. Компроміс між чутливістю, швидкодією та робочою температурою визначає архітектуру. Для частот нижче 1 ТГц можливе використання неохолоджуваних детекторів, однак їх чутливість часто недостатня для формування якісних пасивних зображень без довгого часу накопичення. Для використання в пасивних системах зору в ТГц-діапазоні неохолоджуваних болометрів вони повинні мати значення NEP менше 10^{-13} Вт/Гц^{1/2} [4]. У роботі [5] продемонстровано пасивний 0.85-ТГц детектор на основі GaN НЕМТ, який навіть при охолодженні до 77 К (забезпечує NEP ~ 0.3 пВт/Гц^{1/2}) дозволив отримати зображення з тепловою роздільною здатністю NETD = 370 мК, що достатньо для виявлення контрасту між тілом людини та фоном. Для частот вище 1 ТГц домінують надпровідні детекто-

ри (transition edge sensors (TESs), kinetic inductance detectors (KIDs), kinetic inductance bolometers (KIBs), quantum capacitance detectors), які забезпечують чутливість на рівні квантової границі, але потребують глибокого криостатування (температура ~ 4 К та нижче) [6]. Пасивна ТГц візуалізація часто використовує сканування одноелементним детектором або невеликою лінійкою через високу вартість та складність виготовлення великих матриць неохолоджуваних ТГц детекторів [7]. Однак, вона може бути побудована як raster-scan, лінійний сканер або матрична камера; останній варіант найбільш перспективний, але й найбільш складний у реалізації. У комерційних рішеннях для пасивного та напівпасивного режимів уже використовують болометричні камери й інші типи приймачів, проте їхні параметри суттєво залежать від температури сцени, атмосферних умов і вимог до просторової роздільної здатності.

Основною сферою застосування пасивних систем є безпековий контроль, зокрема, виявлення прихованої зброї чи контрабанди під одягом людини на відстані до декількох метрів. Відсутність шкідливого іонізуючого випромінювання та здатність "бачити" крізь тканини робить ТГц скенери безпечною альтернативою рентгенівським апаратам. Інший важливий напрям — метеорологія та кліматичний моніторинг із космосу, де пасивні ТГц радіометри реєструють розподіл водяної пари та температури в різних шарах атмосфери [8].

Активні терагерцові системи технічного зору базуються на зовнішньому джерелі випромінювання, яким об'єкт опромінюють для подальшого аналізу переданого або відбитого сигналу. Такий підхід є найбільш універсальним, оскільки дозволяє контролювати частоту, потужність, когерентність, поляризацію та просторовий розподіл поля. Серед джерел, що використовуються в активних схемах, слід назвати фотопровідникові антени, оптичні випрямлячі, квантово-каскадні лазери, плазмові генератори, ІМРАТТ-діоди, частотні множники та інші оптоелектронні або електронні рішення.

Конструктивно активна ТГц-система зазвичай містить джерело, вузол формування та транспортування пучка, оптичну систему, об'єкт дослідження, детектор та блок обробки сигналу. Для фокусування та колімації терагерцового випромінювання широко використовують дзеркала, асферичні лінзи, hyperhemispherical лінзи, антенні структури, а також 3D-друковані мікрооптичні елементи. У роботі [9] показано практичний приклад асферичних полістирольних лінз, виготовлених методом 3D-друку для лінійних ТГц-детекторних масивів, що дозволяє зменшити кількість оптичних елементів і зробити систему компактнішою. Для підвищення швидкодії активні системи дедалі частіше переходять від покрокового сканування до матричної реєстрації, однопиксельної візуалізації або

комп'ютерної реконструкції, де зображення формується шляхом алгоритмічної обробки меншої кількості вимірів [10].

Крім того, у ТГц часово-роздільній спектроскопії можна визначати коефіцієнти поглинання, показник заломлення, товщину шарів, локальні неоднорідності та спектральні особливості матеріалу. У голографічних системах відновлюють фазу поля, що відкриває шлях до точного вимірювання рельєфу та багатошарової структури. У схемах ближнього поля (near-field) можливо досягати просторової роздільної здатності, кращої за дифракційну межу, завдяки локальному зондуванню та використанню апертур малих розмірів. Тому активні ТГц системи є особливо придатними для неруйнівного контролю, спектроскопії, лабораторної діагностики та наукових досліджень складних матеріалів [7].

Порівняння активного і пасивного підходів показує, що ці два класи систем виконують різні, хоча й взаємодоповнювальні функції. Активні системи краще підходять для задач, де потрібно контролювати умови зондування, вимірювати спектральні та фазові характеристики, реконструювати багатошарову структуру та проводити високоточного аналіз матеріалів. Пасивні системи є доцільними тоді, коли пріоритетом є безконтактне спостереження природної сцени без зовнішнього випромінювання, наприклад у задачах безпеки або моніторингу людей. Водночас пасивний режим висуває значно жорсткіші вимоги до чутливості детектора і до шумових характеристик усієї системи.

Важливим є поділ на неперервні та імпульсні (часорозділені) ТГц системи. Неперервні системи простіші та дешевші, часто будуються на основі Ганн-діодів, лавинно-пролітних діодів або квантово-каскадних лазерів. Вони добре підходять для візуалізації інтенсивності та фазових контрастів, наприклад, у голографії [10]. Імпульсні системи є набагато інформативнішими, оскільки дозволяють одночасно отримувати як амплітудні, так і фазові спектри в широкій смузі частот, що дає змогу не лише «побачити» об'єкт, але й визначити його склад за спектральними ознаками (речовини мають унікальні ТГц «відбитки»). Особливо потужним інструментом є поєднання ТГц часово-роздільної спектроскопії з голографією, що дозволяє відновлювати тривимірну структуру об'єкта з високою роздільною здатністю.

Принцип терагерцової візуалізації є відносно простим. Випромінювання фокусується за допомогою лінзи або дзеркала, а досліджуваний зразок розміщується в терагерцовому пучку в області фокуса. Далі проводиться сканування у площині, перпендикулярній до напрямку поширення пучка. Терагерцове випромінювання, яке пройшло крізь зразок або відбилося від нього для кожної окремої точки, реєструється детектором. Сукупність таких точок формує терагерцове зображення на пропускання або відбивання (рис. 5.1).

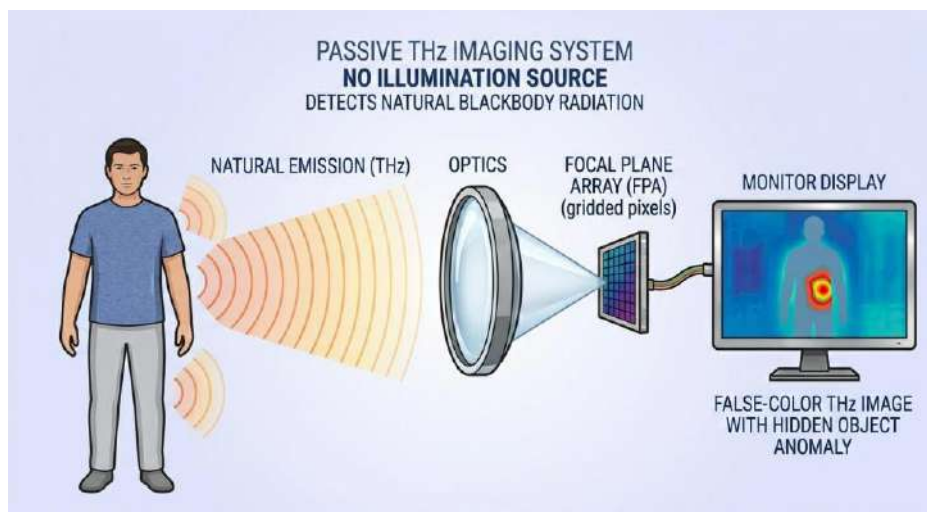
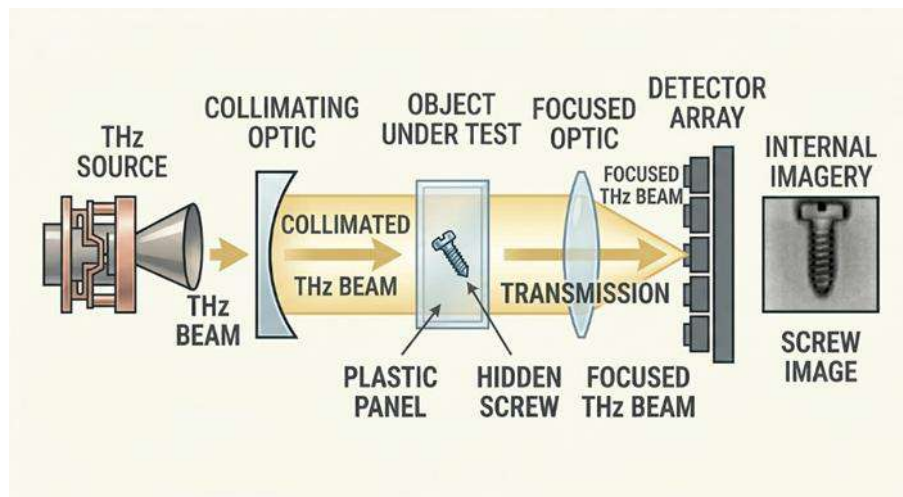


Рис. 5.1. Схема активної (вгорі) та пасивної (внизу) систем ТГц візуалізації

У структурному відношенні терагерцова візуалізація не є однією універсальною технологією, а являє собою сукупність різних підходів, які відрізняються способом формування зображення, типом джерела, принципом детектування та рівнем інтелектуальної обробки даних. До найбільш поширених архітектур належать растрові скануючі (raster-scanning) системи, матриці у фокальній площині (focal-plane arrays), однопіксельні зображення (single-pixel imaging), цифрова голографія (digital holography), ТГц томографія (tomography), зображення у ближньому полі (near-field imaging) та комп'ютерна візуалізація (computational imaging) [7]. В окремих сучасних оглядах підкреслюється, що розвиток ТГц-технічного зору тісно пов'язаний з прогресом у часово-роздільній ТГц спектроскопії (THz time-domain spectroscopy), інтеграцією з silicon photonics, а також із використанням алгоритмів машинного навчання для автоматизованої інтерпретації зображень [2]. Отже, ТГц-системи технічного зору сьогодні слід розглядати як гібридні оптоелектронні платформи, у яких оптика, джерело, детектор і цифрова реконструкція утворюють єдиний вимірювальний комплекс.

Для формування ТГц зображення застосовують кілька основних методів. Raster-scanning дає просту і зрозумілу реалізацію, але повільний час вимірювання. Focal-plane arrays забезпечують паралельне формування кадру, що критично для реального часу та рухомих об'єктів. Single-pixel imaging дозволяє відновлювати зображення алгоритмічно при меншій кількості вимірів і є корисним, коли матричні сенсори дорогі або недоступні. Digital holography та tomography, у свою чергу, дають можливість переходити від простого контрасту до кількісної тривимірної реконструкції. Near-field imaging виходить за межі дифракційної роздільної здатності й відкриває шлях до вивчення мікро- та наноструктур.

У прикладному сенсі терагерцовий зір уже довів свою ефективність у багатьох сферах. У безпеці він використовується для виявлення прихованих предметів, вибухових речовин і контрабанди, особливо через неметалеві перешкоди. У медицині та біомедицині його застосовують для аналізу вмісту води, тканинної неоднорідності, перспективної шкірної діагностики та неінвазивного контролю біоматеріалів. У фармацевтиці ТГц дозволяє контролювати однорідність таблеток, кристалічну форму, вологість та розподіл компонентів. У промисловості й неруйнівному контролі він зручний для пошуку дефектів у композитах, полімерних виробках, лакових покриттях і багат шарових деталях. У культурній спадщині ТГц-зображення дають змогу вивчати приховані шари фарби, підмальовки та реставраційні дефекти без руйнування твору. Сучасні огляди наголошують, що подальший розвиток ТГц-технічного зору визначатиметься кількома ключовими напрямками: зростанням чутливості детекторів, інтеграцією із silicon photonics, розвитком 3D-друкованої та мікроінтегрованої оптики, підвищенням швидкодії матричних систем і впровадженням штучного інтелекту та машинного навчання (AI/ML-алгоритмів) для автоматичної інтерпретації даних [11].

Проведений аналіз показав, що для реалізації пасивного терагерцового бачення з використанням приймачів прямого детектування необхідно забезпечити рівень NEP не гірший за 10^{-13} Вт/ $\sqrt{\text{Гц}}$, що відповідає умовам реєстрації слабого теплового контрасту.

Досягнення таких параметрів у рамках сучасних технологій можливе, як правило, лише при використанні криогенних детекторів або гетеродинних приймальних систем, у яких реалізується попереднє підсилення сигналу на високій частоті. Незважаючи на значний прогрес параметрів в останні десятиріччя, більшість некриогенних детекторів (див. табл. 5.1, [12–13]), працює у режимі, обмеженому власними шумами, тоді як криогенні детектори дозволяють досягти режиму, обмеженого флуктуаціями випромінювання, який і визначає фундаментальну межу чутливості для даного класу систем.

Таблиця 5.1

Основні характеристики неохолоджуваних фотодетекторів (терагерцовий і суб-терагерцовий діапазони), відсортовано за NEP

Тип	Механізм	Діапазон частот	Швидкодія	Мін. NEP (Вт/√Гц)
Плазмонні детектори	Електронний	суб-ТГц	Н/Д	480 фВт/√Гц
HEMT	Електронний	суб-ТГц	38 пс	500 фВт/√Гц
p–n перехід (CNT плівка)	PTE-ефект	суб-ТГц — ближній ІЧ	5 мс	3,87 пВт/√Гц
MEMS болометр	Тепловий	ТГц — ближній ІЧ	55 мкс	20 пВт/√Гц
CMOS	Електронний	суб-ТГц	Н/Д	23 пВт/√Гц
SBD	Електронний	ТГц	1 мкс	36,2 пВт/√Гц
Болометр	Тепловий	ТГц — ближній ІЧ	1 мс	200 пВт/√Гц
Графен	Електронний	ТГц	Н/Д	3 нВт/√Гц
Комірка Голя (комерц.)	Тепловий	суб-ТГц — середній ІЧ	25 мс	10 нВт/√Гц
Піроелектрики	Тепловий	суб-ТГц	2,3 мс	20 нВт/√Гц
Піролітичний вуглець	Поглинання електромагнітних хвиль	ТГц	Н/Д	Н/Д
HgCdTe NEB*		≈ 0.03–1.5 ТГц		400 пВт/√Гц (ν≈37 ТГц, підвищується з частотою)
Si MOSFET*		≈ 0.03–0.3 ТГц		800 пВт/√Гц (ν≈140 ТГц)

* Розробка ІФН ім. В.Є. Лашкарьова НАН України.

Разом з тим, застосування подібних рішень супроводжується суттєвими технологічними обмеженнями, пов'язаними з необхідністю використання систем глибокого охолодження, складністю конструкції, значними енергетичними витратами та великими габаритами апаратури. У результаті цього такі системи знаходять застосування переважно у спеціалізованих галузях, зокрема в оборонних технологіях, космічних дослідженнях та високоточних системах безпеки, де вартість і складність не є визначальними факторами.

З метою подолання зазначених обмежень активно розвиваються підходи, орієнтовані на використання некріогенних приймачів, які працюють при кімнатній температурі і характеризуються значно нижчою вартістю, простотою інтеграції та компактністю. Проте у таких системах, через обмежену чутливість детекторів і, відповідно, більші значення NEP, реаліза-

ція пасивного режиму виявляється ускладненою або навіть неможливою для малоконтрастних сцен. У зв'язку з цим у практиці широко застосовується альтернативний підхід, за якого недостатній рівень власного випромінювання компенсується введенням зовнішнього джерела терагерцового опромінення, що переводить систему у активний режим функціонування і дозволяє підвищити рівень сигналу до значень, доступних для реєстрації некріогенними детекторами.

Серед численних підходів до створення детекторів для ТГц і суб-ТГц діапазонів, запропонованих протягом останніх двох десятиліть, особливу увагу привертає концепція детектування з використанням польових транзисторів (FET, field-effect transistors), інтегрованих із схемами зчитування (ROIC, readout integrated circuits). Цей підхід є перспективним завдяки можливості реалізації великомасштабних інтегрованих систем із використанням стандартних технологій великої інтеграції (LSI, large-scale integration).

5.2. Кремнієві польові транзистори та болометри на гарячих носіях для систем технічного зору активного типу

Кремнієві польові транзистори

Одним із перспективних напрямів створення неохолоджуваних приймачів терагерцового випромінювання є використання кремнієвих польових транзисторів. Польові транзистори MOSFET, виготовлені за стандартною CMOS-технологією, поєднують низьку вартість, високу технологічність, можливість інтеграції з цифровими схемами обробки сигналів та перспективність створення багатопіксельних матричних структур. Основою роботи MOSFET-приймачів у терагерцовому діапазоні є нелінійні процеси у каналі транзистора під дією високочастотного електромагнітного поля. При опроміненні транзистора терагерцовим сигналом у каналі виникають змінні струми та коливання концентрації носіїв заряду, що призводить до випрямлення високочастотного сигналу і формування постійної складової напруги на виході приймача. Приймачі терагерцового випромінювання на польових транзисторах можуть бути класифіковані за фізичним принципом роботи, типом транзисторної структури, способом детектування та конструктивним виконанням. За фізичним механізмом детектування розрізняють резонансні та нерезонансні приймачі. Резонансні детектори базуються на збудженні плазмових хвиль у каналі транзистора, коли частота вхідного сигналу збігається з власною частотою плазмових коливань. Такі структури характеризуються високою чутливістю та селективністю, однак потребують короткоканальних транзисторів із високою рухливістю носіїв заряду та робочої температури, близької до аб-

солотного нуля. Нерезонансні MOSFET-приймачі працюють у режимі сильного затухання наведеного терагерцовим випромінюванням струму в каналі транзистора, а детектування сигналу відбувається за рахунок нелінійної залежності провідності каналу від напруги затвору. Нерезонансні MOSFET-приймачі відносяться до класу квадратичних приймачів (анг. square-law detector) в яких постійний струм або напруга вихідного сигналу пропорційна квадрату амплітуди високочастотного (терагерцового) вхідного сигналу. Саме нерезонансні структури набули найбільшого поширення у системах активного технічного зору завдяки широкій смузі робочих частот та можливості роботи при кімнатній температурі.

За типом транзисторної структури приймачі поділяються на MOSFET-приймачі, які виготовляються за стандартною кремнієвою CMOS технологією та приймачі на основі високорухливих транзисторів HEMT (анг. *high electron mobility transistor*), де використовуються такі напівпровідникові сполуки, як InGaAs/AlGaAs, GaN/AlGaN та інші. Кремнієві MOSFET-приймачі є найбільш технологічними, а CMOS технологія дозволяє інтегрувати на одному кристалі як детектор так і підсилювач, мультиплексор та схеми цифрової обробки сигналу. Приймачі на основі HEMT-структур мають вищу граничну частоту та чутливість, однак характеризуються більш складною та дорогою технологією виготовлення. За способом детектування розрізняють приймачі прямого детектування та гетеродинні системи. У приймачах прямого детектування польовий транзистор безпосередньо випрямляє вхідний терагерцовий сигнал, тоді як у гетеродинних системах використовується змішування прийнятого та опорного сигналів, що забезпечує високу селективність і спектральну роздільну здатність. За конструктивним виконанням виділяють одиночні детектори, лінійні приймальні масиви та двовимірні матричні структури. На рис. 5.2 наведено приклади одиночних, лінійчатих та матричних приймачів на основі структур з польовими транзисторами, що спроектовано та виготовлено у відділі ІЧ та ТГц електроніки Інституту фізики напівпровідників ім. В.Є. Лашкарьова НАН України [14].

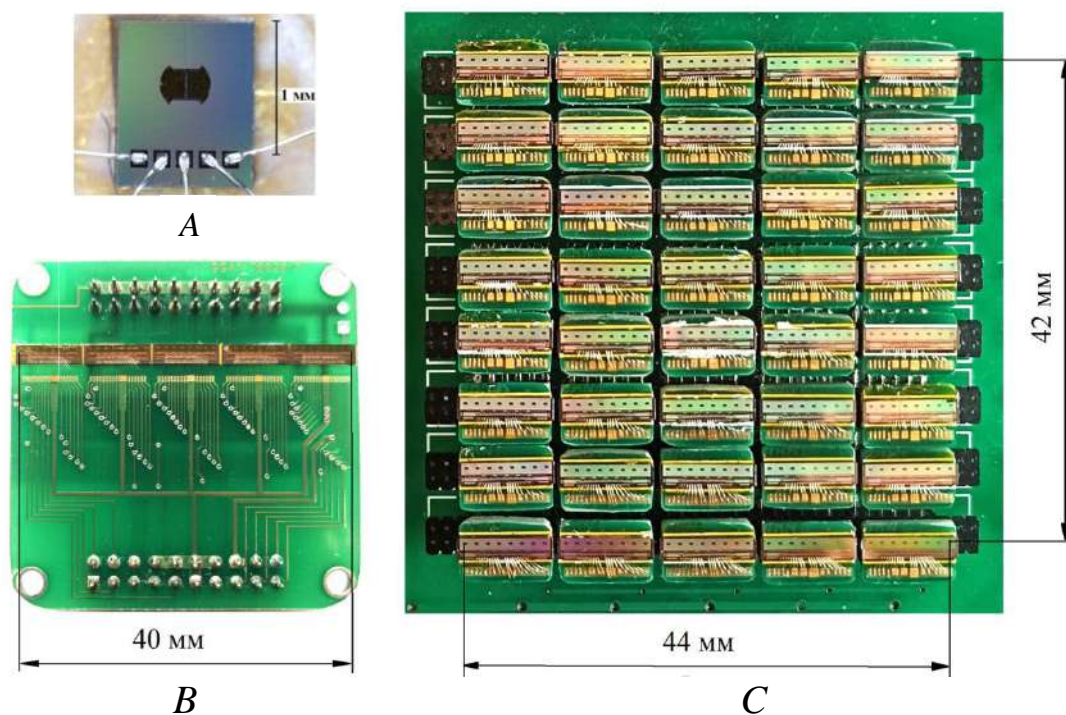


Рис. 5.2. Приклади одиночного (А), 40-елементного лінійчатого (В) та 320 — елементного матричного (С) приймачів випромінювання на основі структур з польовими транзисторами, що спроектовано та виготовлено у відділі ІЧ та ТГц електроніки Інституту фізики напівпровідників ім. В.Є. Лашкарьова НАН України. Лінійчатий (А) та матричний (С) приймачі розташовані на друкованих платах

Фізичні основи детектування терагерцового випромінювання польовими транзисторами були сформульовані у роботах [15–17], у яких було показано можливість виникнення плазмових коливань у двовимірному електронному газі каналу транзистора. У короткоканальних структурах плазмові хвилі взаємодіють з електромагнітним випромінюванням терагерцового діапазону та забезпечують резонансне або нерезонансне детектування сигналу.

Конструкція терагерцового приймача на основі кремнієвого MOSFET включає антену, польовий транзистор, узгоджувальні елементи. Оскільки геометричні розміри транзистора є значно меншими за довжину хвилі терагерцового випромінювання, для ефективного прийому сигналу використовується інтегрована антена. Найбільш поширеними є дипольні, «bow-tie», щілинні та «patch» антени які забезпечують концентрацію електромагнітного поля в області затвору та каналу транзистора (рис. 5.3).

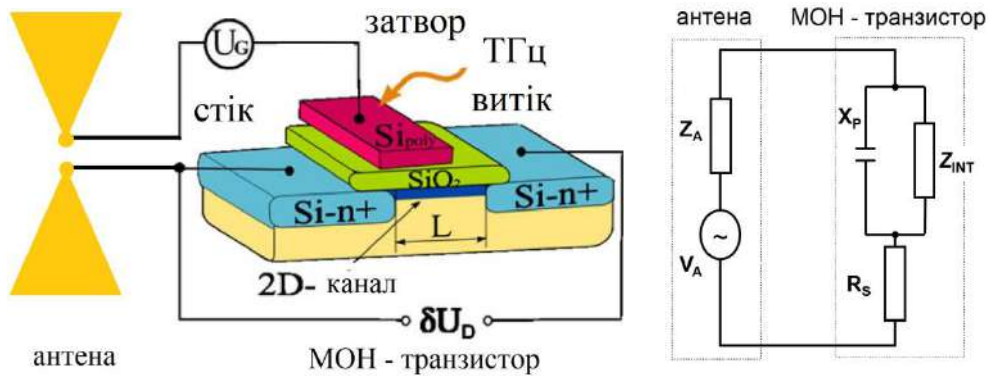


Рис. 5.3. Схематичне зображення приймача терагерцового випромінювання (ліворуч) та його спрощена еквівалентна схема (праворуч)

В еквівалентну схему приймача [18–19] входить частина пов'язана з антеною та безпосередньо транзистором рис. 5.3. Антена приймає терагерцове випромінювання та створює між своїми контактами різницю потенціалів V_A , яка змінюється з частотою випромінювання ν (циклічною частотою $\omega = 2\pi\nu$). Напряга V_A розподіляється між імпедансом антени Z_A , послідовним паразитним опором R_S транзистора, та імпедансом $X_P \parallel Z_{int}$ таким чином, що безпосередньо в зоні детектування транзистора утворюється різниця потенціалів ΔV_0 , яка також змінюється з частотою випромінювання. Внутрішній імпеданс транзистора Z_{int} визначається з уявлень, що розповсюдження хвилі в каналі транзистора схоже на затухання сигналу в двопровідній лінії з розподіленими параметрами опору та ємності: $Z_{int} = (1 - j) / (2 \cdot \sigma \cdot \omega \cdot C_{ch})^{1/2}$, де j — уявна одиниця, σ та C_{ch} — провідність та ємність каналу транзистору, відповідно. Паразитна ємність C_P між затвором і стоком транзистора пропорційна ширині транзистора і утворює реактанс $X_P = 1 / (\omega \cdot C_P)$, що шунтує Z_{int} і зменшує потенціал ΔV_0 . Імпеданс антени $Z_A = R_{A,R} + R_{A,L} + jX_A$ складається з радіаційного опору антени $R_{A,R}$, опору втрат антени $R_{A,L}$ та уявної частини імпедансу антени X_A .

У випадку дипольної антени зв'язок різниці потенціалів V_A з інтенсивністю випромінювання W_{THz} що падає на антену визначається формулою

$$V_A = \lambda \cdot (2 \cdot R_{A,R} \cdot D_0 \cdot W_{THz} / \pi)^{1/2}, \quad (5.14)$$

де λ — довжина хвилі випромінювання, D_0 — коефіцієнт спрямованості антени.

Під дією потенціалу ΔV_0 в каналі транзистора виникають високочастотні коливання концентрації носіїв заряду та дрейфової швидкості електронів. Нелінійність передавальної характеристики транзистора призводить

до появи випрямленої напруги δU_{SD} , величина якої пропорційна квадрату амплітуди ΔV_0 та залежить від напруги на затворі транзистору V_{GS} [17–18]:

$$\delta U_{SD} = \frac{\Delta V_0^2}{4} \cdot \frac{1}{n \cdot \varphi_t} \cdot \frac{1}{\sigma} \cdot \frac{d\sigma}{dV_{GS}}, \quad (5.15)$$

де $\varphi_t = k_B T/q$ — термічний потенціал (k_B — стала Больцмана, T — температура, q — заряд електрона), n — параметр, що характеризує крутизну підпорогової характеристики транзистора.

Максимальна чутливість MOSFET-приймачів досягається у підпороговому або поблизу порогового режиму роботи транзистора, коли навіть незначна зміна потенціалу затвору викликає суттєву зміну провідності каналу.

Основними джерелами шуму MOSFET-приймачів є тепловий шум каналу транзистора, шум затвора та низькочастотний фліккер-шум, які разом з ампер-ватною (вольт-ватною) чутливістю визначають основний параметр приймача випромінювання — потужність еквівалентну шуму NEP . NEP приймача значною мірою залежить від опору каналу та паразитних ємностей структури. Зменшення довжини каналу транзистора та використання сучасних субмікронних CMOS-технологій дозволяє підвищити граничну робочу частоту MOSFET-детекторів та знизити вплив паразитних параметрів. Для сучасних кремнієвих MOSFET-приймачів характерними є значення еквівалентної шумової потужності на рівні 10^{-10} – 10^{-11} Вт/ $\sqrt{\text{Гц}}$, що забезпечує можливість формування зображень у системах активного технічного бачення.

Важливим завданням при створенні матричних приймачів є забезпечення однорідності параметрів окремих пікселів, оскільки навіть незначний розкид характеристик може призводити до появи шумових артефактів на сформованому зображенні. Значна увага при проєктуванні матриць приділяється також схемам мультиплексування та підсилення сигналу, які повинні забезпечувати високу швидкодію та мінімальний рівень додаткових шумів.

Суттєвий внесок у розвиток кремнієвих MOSFET-приймачів для систем активного технічного зору зробив колектив відділу ІЧ та ТГц електроніки Інститут фізики напівпровідників ім. В.Є. Лашкарьова НАН України. У виконаних дослідженнях були проаналізовані фізичні механізми прямого детектування терагерцового випромінювання, визначені граничні характеристики неохолоджуваних MOSFET-структур та досліджені принципи побудови лінійних і матричних приймальних масивів для активної візуалізації. Значну увагу приділено питанням оптимізації геометрії транзисторів, узгодженню антен із каналом MOSFET та зменшенню шумових характеристик приймачів.

Матричні та лінійчасті приймачі випромінювання формуються з розроблених 8-елементних лінійчатих приймачів 140-ГГц випромінювання на основі Si-MOH (метал-окисел-напівпровідник) транзисторів, виготовлених по інтегральній кремнієвій технології за проектними нормами 350 нм.

Кожний чутливий елемент такої лінійки (рис. 5.4) складається з металевої антени, оптимізованої на частоту 280 ГГц та MOH-транзистора як детектора. Відстань між чутливими елементами 1 мм. Загальні розміри кристалу мікросхеми 8×2 мм².

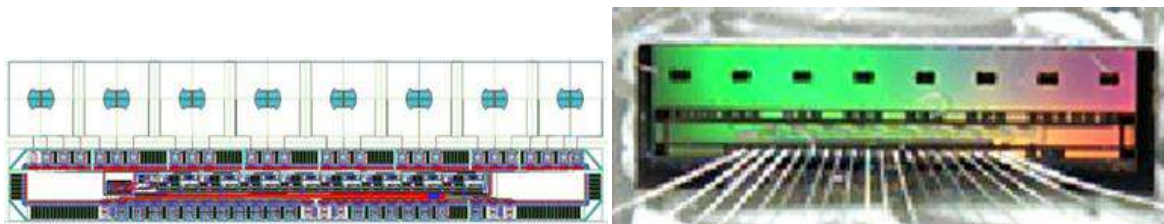


Рис. 5.4. Топологічне креслення (ліворуч) та фото (праворуч) 8-елементного приймача ТГц випромінювання, виготовленого за інтегральною технологією

Сигнал (напруга), згенерована детектором під дією міліметрового випромінювання, потрапляє на підсилювач, далі на пристрій вибірки-зберігання і наприкінці попадає на один інформаційний вихід. Сигнали від 8-ми детекторів зсунуті в часі. Таким чином, на виході лінійки присутня послідовність восьми імпульсів, амплітуда яких залежить від інтенсивності випромінювання.

Оптична потужність еквівалентна шуму (NEP) таких детекторів складала $\sim 8 \cdot 10^{-10}$ Вт/Гц^{1/2}. Максимальна частота виводу інформації — 2 МГц, частота строк (пачки імпульсів) — 20 кГц.

Головною особливістю конструкції 8-елементного приймача є можливість об'єднати кілька лінійок в один пристрій, а сигнали від збільшеної кількості детекторів на один аналоговий вихід. Ця властивість була використана для створення матричного приймача випромінювання. Для створення 320-елементного приймача необхідно об'єднати відповідним чином 40 мікросхем з 8-ми елементними лінійками.

В самому повному варіанті загальна кількість електричних ланцюгів, необхідних для роботи 8-елементної лінійки — 18. Така кількість ланцюгів була необхідна для проведення діагностики і з'ясування властивостей та оптимальних режимів роботи мікросхеми. Після досліджень з'ясувалось, що деякі контакти можна об'єднати і таким чином зменшити їх загальну кількість до 14, а в самому спрощеному варіанті до 12.

Зменшення кількості ланцюгів особливо важливо при проектуванні друкованих плат, на яких будуть розташовані лінійки, оскільки існує обмеження на мінімальний розмір одного контакту, з одного боку, а з іншого

обмежується довжиною лінійки 8 мм. Виробники друкованих плат вважають надійними контакти шириною 0,2 мм та відстанню між ними 0,2 мм (0,4 мм на контакт), а також контактні переходи 'VIA' між верхнім і нижнім шаром діаметром 0,5 мм. Існують пропозиції по виробництву з меншими проєктними нормами, проте орієнтуватися краще на наведені вище значення з огляду на підвищення надійності роботи матриці. Електричні ланцюги 8-ми елементної лінійки наведені в таблиці 5.2.

Таблиця 5.2

Електричні ланцюги 8-ми елементної лінійки

№	Ланцюг	Опис	Коментар
1	VDD	Напруга живлення цифрової частини	Сталий, 3 В
2	INT	Імпульс часу накопичення	Імпульсний, 3 В
3	SYNC	Синхроімпульс	Імпульсний, 3 В
4	MC	Тактова частота	Імпульсний, 3 В
5	MODE	Вибір джерела модуляції детектора	Сталий, 0 В
6	G0	Керування коефіцієнтом підсилення	0 В або 3 В
7	G1	Керування коефіцієнтом підсилення	0 В або 3 В
8	G2	Керування коефіцієнтом підсилення	0 В або 3 В
9	G3	Керування коефіцієнтом підсилення	0 В або 3 В
10	GND	Загальний	
11	GND	Загальний	
12	GND	Загальний	
13	VDA	Напруга живлення аналогової частини	
14	UG	Напруга на затворі транзистора-детектора	Регулюється, 0-3 В
15	OUT	Вихідний аналоговий сигнал	0 — 3 В
16	UADJ	Напруга балансування входу підсилювача	Регулюється, 0-3 В
17	VC0	Напруга зміщення підсилювача	Регулюється, 0-3 В
18	US	Напруга на витоках детекторів	Сталий, 0 В

Для того, щоб сигнали від різних лінійок були рознесені в часі, використовується синхроімпульси, які йдуть з відтермінуванням на період виводу пачки з 8-ми імпульсів.

Хоча на один аналоговий вихід можна вивести всі 320 інформаційних імпульсів від детекторів (що було б зручно для подальшого аналого-цифрового перетворення), для досягнення максимальної частоти кадрів матриці (20 кГц) їх бажано розділити на чотири групи по десять лінійок в кожній. Загальна кількість елементів в кожній групі — 80. Отже, у матри-

ці буде чотири аналогових виходи, а для синхронізації десяти лінійок необхідні десять синхроімпульсів (рис. 5.5).

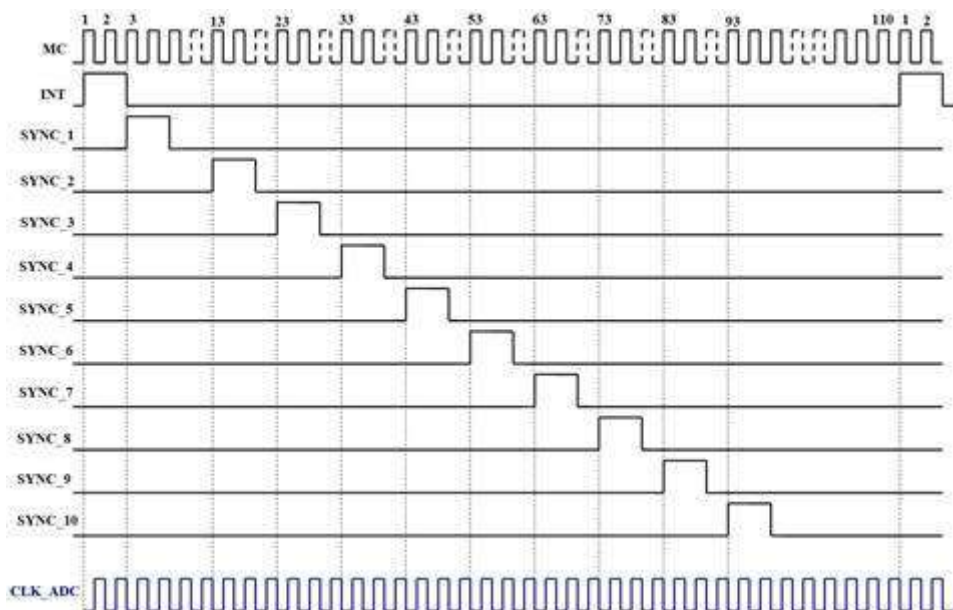


Рис. 5.5. Часові діаграми керування матричним приймачем випромінювання. 'SYNC1' — 'SYNC10' імпульси синхронізації, 'CLK_ADC' — імпульси для аналого-цифрового перетворювання зовнішньою системою реєстрації

Болометри на гарячих носіях

Окрім приймачів на основі Si MOSFET запропоновано двоспектральні приймачі випромінювання на основі вузькощілинного напівпровідника HgCdTe (МСТ), які здатні функціонувати одночасно у терагерцовому та інфрачервоному спектральних діапазонах.

Для реалізації двоспектрального режиму використовувалися тонкі епітаксійні шари HgCdTe, вирощені методами рідкофазної та молекулярно-променевої епітаксії на підкладках CdZnTe та GaAs. На відміну від детекторів на основі польових транзисторів, де розроблялась тільки їх конструкція, а самі вони виготовлялись на сторонніх потужностях, приймачі на основі МСТ були розроблені та виготовлені в ІФН НАНУ.

Конструкція та розміри болометрів на гарячих носіях (БГН) були розраховані для їх використання в діапазоні частот 70–300 ГГц. Зміни параметрів чутливих елементів під впливом падаючого ТГц випромінювання відбуваються на довжинах в декілька мікрометрів [20] і значно менші порівняно з розмірами антени, через які потужність випромінювання вводиться в БГН. Розміри антени зумовлені її ефективною площею

$$A_{\text{eff}} = G\lambda^2 / 4\pi, \quad (5.16)$$

де G — коефіцієнт спрямованості антени, а λ — довжина хвилі випромінювання [21].

Були спроектовано, виготовлено та досліджено лінійку болометрів з різними типами антен, зокрема з симетричними та асиметричними, та чутливих елементів на основі епітаксійного шару напівпровідника $Hg_{1-x}Cd_xTe$ різного складу, типу провідності та розмірів (див., напр., [22–31]).

На рис. 5.6 показано схематичне зображення конструкції і фотографії деяких з виготовлених HgCdTe-БГН з різними розмірами чутливих елементів та типом приймальних антен.

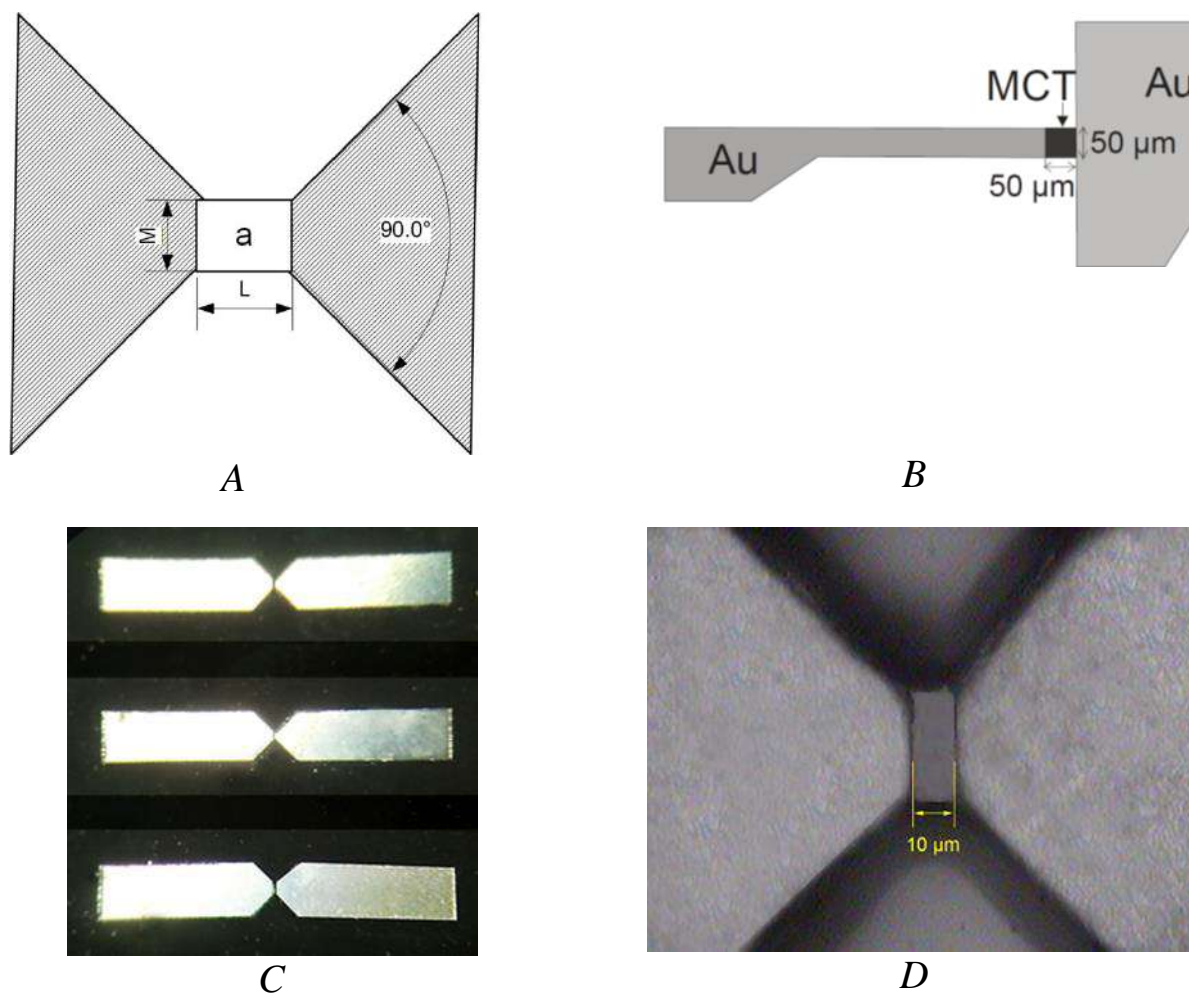


Рис. 5.6. Схематичне зображення (А, В) ТГц приймачів з метеликоподібною та асиметричною антенами

Фотографія (С) та зображення чуливної області, отримане за допомогою оптичного мікроскопа (Г) БГН з метеликоподібною антеною. Розміри чутливих елементів дорівнюють $35 \times 50 \text{ мкм}^2$ (рис. А), $50 \times 50 \text{ мкм}^2$ (В) та $10 \times 50 \text{ мкм}$ (рис. С, Д), відповідно.

Для виготовлення ТГц детекторів (БГН) в якості вихідного матеріалу були використані епітаксійні плівки $Hg_{1-x}Cd_xTe/CdZnTe$ ($x=0,2-0,4$) *n*- та *p*-типу провідності, з концентрацією носіїв порядку $10^{14}-10^{16} \text{ см}^{-3}$ та товщиною від 0,3 до 20 мкм. Технологічний маршрут виготовлення чутливих структур складався з наступних операцій:

- Контроль якості КРТ-шарів за допомогою оптичної мікроскопії та методів ІЧ-Фур'є спектроскопії.
- Попередня хімічна підготовка поверхні КРТ.
- Формування пасиваційного шару CdTe.
- Фотолітографічні процеси для формування топологічного рисунку.
- Металізація.
- Розділення методом прецизійної струнної чи дискової різки.
- Монтаж у корпус та кріостат для подальших досліджень.

Поверхня активного елементу детектора була захищена тонкою плівкою CdTe, створеною за допомогою методу «гарячої стінки». Металеві контакти до активного елементу, що служать в якості антени, розміщені на пасиваційному шарі. Використано травлення мезаструктури (до підкладки з високим опором) з метою запобігання короткого замикання між елементами матриці. Електричні контакти між чутливим елементом та антеною реалізовані методом хімічного травлення контактних вікон у пасиваційному шару. Для травлення тонких шарів пасивації використовувався бромний травник.

У терагерцовому діапазоні детектор функціонував як болометр на гарячих носіях, у якому сигнал формувався внаслідок нагрівання електронного газу електромагнітною хвилею та зміни провідності матеріалу. В інфрачервоному діапазоні реалізовувався механізм детектування, пов'язаний із міжзонним поглинанням випромінювання. Для частоти близько 140 ГГц отримано еквівалентну шуму потужність $NEP_{300\text{K}} \approx 4.5 \times 10^{-10} \text{ Вт}/\sqrt{\text{Гц}}$ при кімнатній температурі та $NEP_{78\text{K}} \approx 5 \times 10^{-9} \text{ Вт}/\sqrt{\text{Гц}}$ при температурі 78 К.

У режимі інфрачервоного приймача було отримано відношення сигнал/шум близько 50 при кімнатній температурі та близько 750 при температурі 78 К. Отримані результати продемонстрували можливість ефективного використання HgCdTe як універсального матеріалу для двоспектральних систем технічного зору. Поєднання можливості реєстрації інфрачервоного теплового випромінювання та субтерагерцових хвиль дозволяє створювати багатоспектральні системи візуалізації, здатні одночасно отримувати інформацію про температурний стан об'єкта та його електродинамічні властивості у терагерцовому діапазоні.

Зображення, отримані за допомогою польових транзисторів і КРТ-болометрів

Далі на рисунках 5.7–5.10 наведені зображення, отримані методом покрокового сканування за допомогою польових транзисторів і КРТ-болометрів на різних частотах.

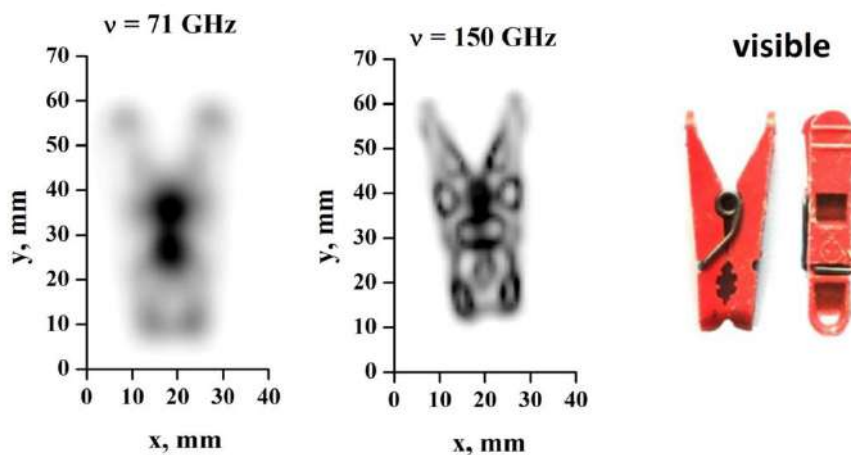


Рис. 5.7. Зображення прищипки на частоті випромінювання 71 ГГц, 150 ГГц та у видимому діапазоні

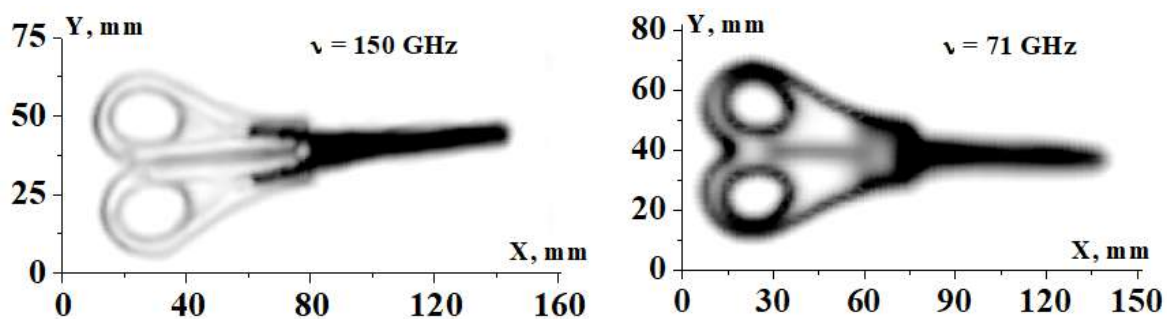


Рис. 5.8. Зображення ножиць на частоті випромінювання 150 ГГц та 71 ГГц

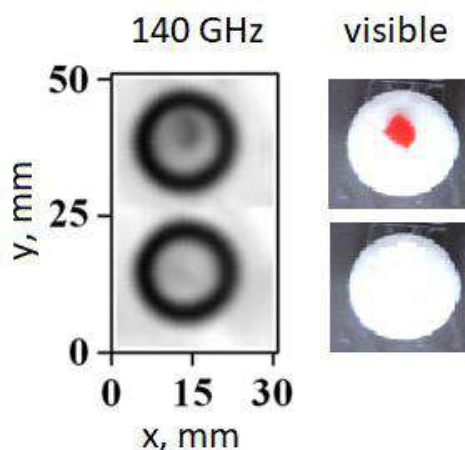


Рис. 5.9. Зображення таблетки на частоті 140 ГГц та у видимому діапазоні. Діаметр таблетки 15 мм, у верхній частині рисунку в таблетку вставлений сторонній пластиковий предмет

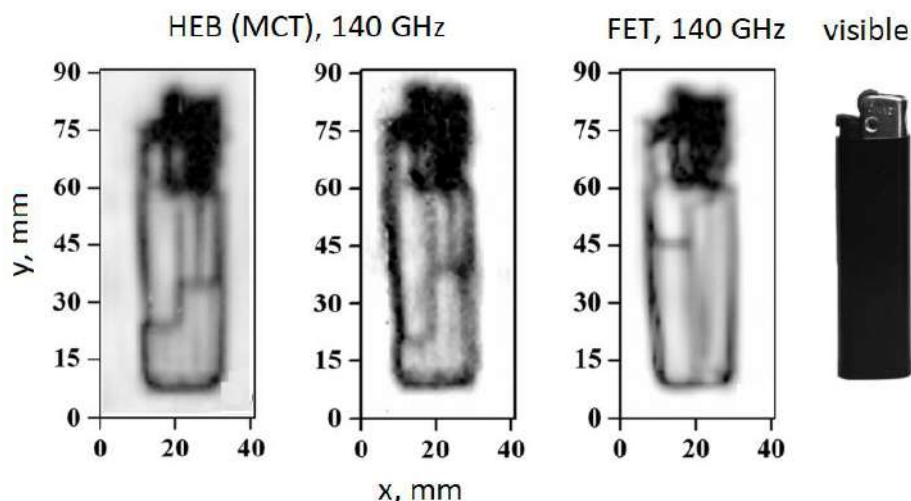


Рис. 5.10. Зображення непрозорої газової запальнички на частоті 140 ГГц, отримані за допомогою різних приймачів випромінювання: КРТ болометра на гарячих електронах (МСТ НЕВ), кремнієвого польового транзистора (FET), та фото у видимому діапазоні. Запальничка на другому зліва рисунку знаходиться за гіпсокартоном товщиною ~10 мм, що погіршує відношення сигнал-шум при ресстрації, а знімок стає менш чітким

Вибір частоти випромінювання, на якій отримується зображення, залежить від конкретної задачі. З точки зору отримання чіткого зображення з високим рівнем деталізації слід вибирати збільшену частоту випромінювання. Це пов'язано з дифракційним обмеженням просторової роздільної здатності оптичної системи, яка визначається довжиною хвилі випромінювання. В діапазоні 100 ГГц–1 ТГц довжина хвилі зменшується від 3 мм до 300 мкм що дозволяє покращити роздільну здатність в 10 разів. Проте збільшення частоти стикається з проблемою наявності потужних джерел та чутливих приймачів випромінювання. Крім того, проникаюча спроможність випромінювання в речовину при збільшенні частоти може суттєво зменшуватись завдяки наявності вологого середовища. Як результат, зображення будуть отримані з гіршим відношенням сигнал-шум, а сфера застосування технічного зору значно звузиться.

Для порівняння ступеня деталізації на частотах випромінювання 71 ГГц та 150 ГГц були отримані зображення прищипки та ножиць (рис. 5.7–5.8). Довжини хвиль випромінювання відрізняються майже вдвічі, що вплинуло на інформативність зображень. Наприклад, на частоті 150 ГГц спостерігаються порожнини всередині пластикового корпусу прищипки (у видимому діапазоні та на частоті 71 ГГц їх не видно, рис. 5.7), на рисунку 5.8 спостерігається металева частина ножиць всередині пластикової ручки.

Одним з головних застосувань технічного зору в терагерцовому діапазоні є виявлення неоднорідностей (порожнин, металевих та неметалевих включень) в середині речовини, яка прозора на певній довжині хвилі. На

рисунку 5.9 представлено таблетку, в середині якої сховано шматочок пластику і який добре спостерігається на частоті 140 ГГц. Особливість зображення — таблетка відображається як кільце, а не суцільне коло, як у видимому діапазоні. Це пов'язано з різними показниками заломлення на границі між середовищами. В середині таблетки весь пучок випромінювання проходить з однаковим фазовим зсувом, проте на границі одна частина пучка проходить крізь повітря, а інша крізь товщу таблетки з фазовим зсувом і сумарний результат призводить до зміни інтенсивності випромінювання при реєстрації.

В загальному випадку на інформативність зображення, крім частоти випромінювання, впливають наступні фактори: загальна прозорість речовини структуру якої досліджують, величина та неоднорідність коефіцієнтів поглинання та відбивання випромінювання, неоднорідність показника заломлення, поляризація випромінювання.

Деталізація внутрішньої частини запальнички на частоті 140 ГГц (рис. 5.10) відбувається завдяки неоднорідності показника заломлення, яка дозволяє спостерігати рівень зрідженого газу, дві відокремлені порожнини, трубку для подачі газу. Металева частина запальнички темна, оскільки повністю відбиває випромінювання.

Для відокремлення металевих поверхонь, коефіцієнт відбиття яких близький до 100% в схему реєстрації доцільно додавати допоміжний канал, що фіксує відбите зображення.

5.3. Терагерцовий сканер для систем контролю та безпеки в режимі реального часу

При отриманні кадру зображення в терагерцовому діапазоні, як і у видимому, потрібно або провести покрокове двовимірне (x-y) растрове сканування в площині зображення (у випадку одноелементного приймача випромінювання), або сканування вздовж одного з напрямків з використанням багатоелементного лінійчатого приймача випромінювання, або використовувати багатоелементний матричний приймач випромінювання. Приклади зображень отриманих за допомогою двовимірного сканування приведені в попередньому підрозділі.

Двовимірне x-y сканування дозволяє використовувати довільний тип приймачів випромінювання і отримати зображення з найкращим відношенням сигнал-шум для даного типу детекторів. Проте, головним недоліком є час отримання одного кадру. Наприклад, для отримання зображення області 10×10 мм² з кроком 0,5 мм потрібно ~7 хвилин, якщо на сканування однієї точки йде 1 с. При використанні методу TDS тривалість отри-

мання зображення ще більша. Приклади зображень, отриманих х-у скануванням наведено в [32-34].

Сканування вздовж одного з напрямків з використанням багатоелементного лінійчатого приймача випромінювання є одним із оптимальних рішень з точки зору отримання швидкості та якості терагерцового зображення [35].

Використання багатоелементних матричних приймачів дозволяє створювати системи спостереження, що працюють в режимі реального часу і не потребують механічного сканування. Недоліком таких систем є обмежені розміри зображення, які визначаються площею матричного детектора, а також їх собівартість. На відміну від видимого діапазону, де в матричному приймачі розміри окремого чутливого елементу (ЧЕ) може бути менше ніж 2 мкм, в терагерцовому діапазоні оптимальний розмір ЧЕ визначається довжиною хвилі випромінювання. Наприклад, для частоти випромінювання 300 ГГц довжина хвилі ~ 1 мм, а матричний приймач розмірністю 100×100 буде мати розміри 10×10 см².

Терагерцовий (ТГц) сканер для інспекції поштових вкладень був розроблений в Інституті фізики напівпровідників НАНУ ім. В.Є. Лашкарьова [36]. Основне призначення сканера — дистанційний неруйнівний контроль прихованих предметів (таблетки, порошки, плоскі вироби з кераміки, пластику, металу) в неметалевих контейнерах або захисних покриттях виготовлених з матеріалів, прозорих в терагерцовому діапазоні (папір, пластик, пінопласт, гума, неволога шкіра, тканина, гіпсокартон, скло, кераміка та ін.).

Для дослідного зразка ТГц системи бачення було відпрацьовано побудову зображення від одного випромінювача на основі лавинопролітного діода (ЛПД), на частоті 140 ГГц, з використанням асферичних осесиметричних та циліндричних лінз з фторопласту-4 (ПТФЕ) та 32-елементній лінійці детекторів на основі кремнієвих МОП-транзисторів (рис. 5.11). В процесі експерименту отримані зображення формату 32×200 , швидкістю ручного сканування 200 мм/с і часом сканування 1 с.

В подальшому формат зображення було розширено до 160×240 за рахунок використання чотирьох випромінювачів на основі ЛПД з частотою випромінювання 140 ГГц, чотирьох комплектів спроектованих та виготовлених асферичних лінз з фторопласту, та чотирьох 40-елементних лінійок детекторів на основі кремнієвих МОП-транзисторів (рис. 5.12). Сканування здійснювалось за допомогою стрічкового конвеєру. У процесі експерименту побудовані зображення зі швидкістю сканування 200 мм/с і часом сканування 1 с.

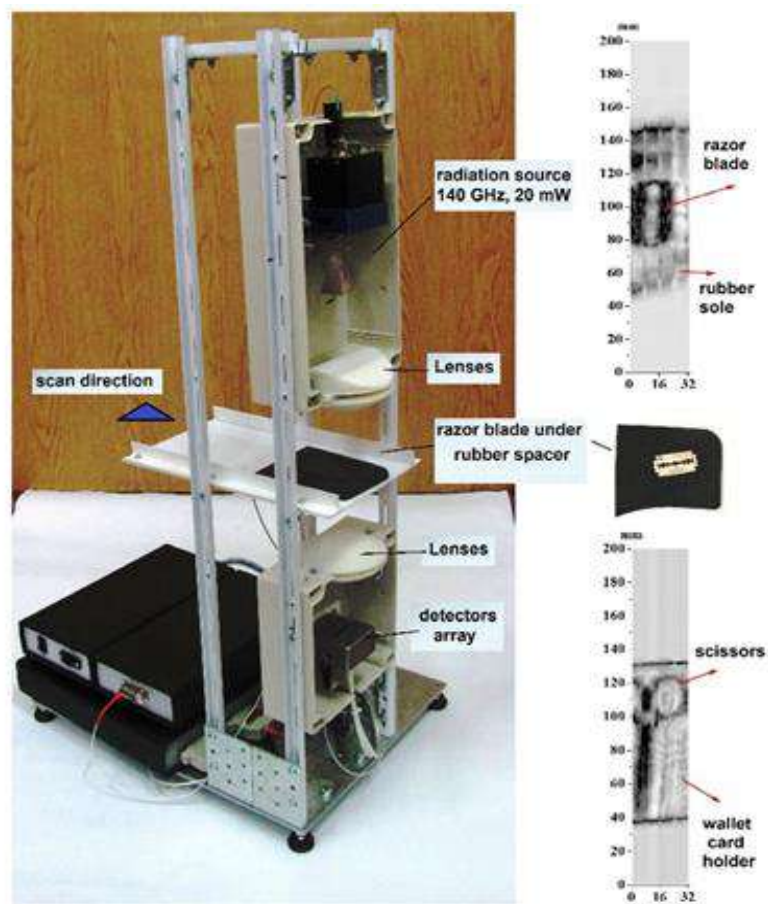


Рис. 5.11. Фотографія макету сканера з одним випромінювачем на 140 ГГц та 32-х елементною лінійкою приймачів



Рис. 5.12. Фотографія зовнішнього вигляду ТГц-сканера

Основні технічні характеристики ТГц-сканера:

- Робоча частота випромінювання ~ 140 ГГц;
- Максимальна швидкість сканування 200 мм/с;
- Приймач випромінювання — 160 елементний лінійчатий;
- Формат зображення 160×200 ;
- Ширина робочої області 160 мм;
- Товщина контейнеру до ~ 20 мм;
- Сканування за допомогою стрічкового конвеєру;
- Керування режимами роботи, збір та обробка даних здійснюється за допомогою комп'ютера та оригінального програмного забезпечення;
- Формат зображення можуть бути розширені до 240×400 мм².

Конструктивно окреме джерело 140 ГГц випромінювання на основі ЛПД (рис. 5.13) складається з корпусу розмірами $85 \times 60 \times 40$ мм³ та рупорної антени, що формує діаграму спрямованості в куті $\sim 30^\circ$, потужність випромінювання ~ 15 мВт.

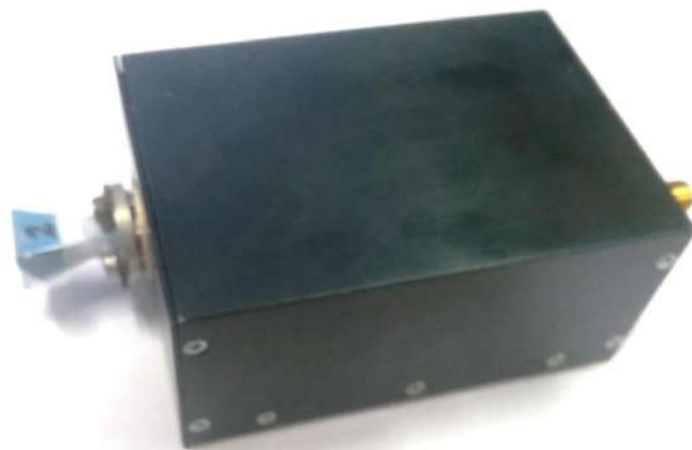


Рис. 5.13. Фото джерела 140ГГц випромінювання з рупорною антеною

Для реєстрації випромінювання використовувався лінійчатий 240-ти елементний приймач спеціальної конструкції, основою якого був 8-ми елементний детектор на основі кремнієвих польових транзисторів виготовлений за проєктними нормами 350 нм, з вбудованою схемою підсилення, вибірки-зберігання, та комутації сигналів на один аналоговий вихід. П'ять 8-ми елементних приймача послідовно розташовувалися в ряд для формування 40-елементного приймача довжина якого дорівнювала 40 мм. Для отримання розмірності 240 по ширині зображення використовувались шість 40-елементних лінійчатих приймача випромінювання розташованих в шаховому порядку (рис. 5.14), відстань між ними по горизонталі та вертикалі дорівнює 80 мм. Для сканера були задіяні чотири з шести лінійок з загальною кількістю чутливих елементів — 160 та робочим полем 160 мм.

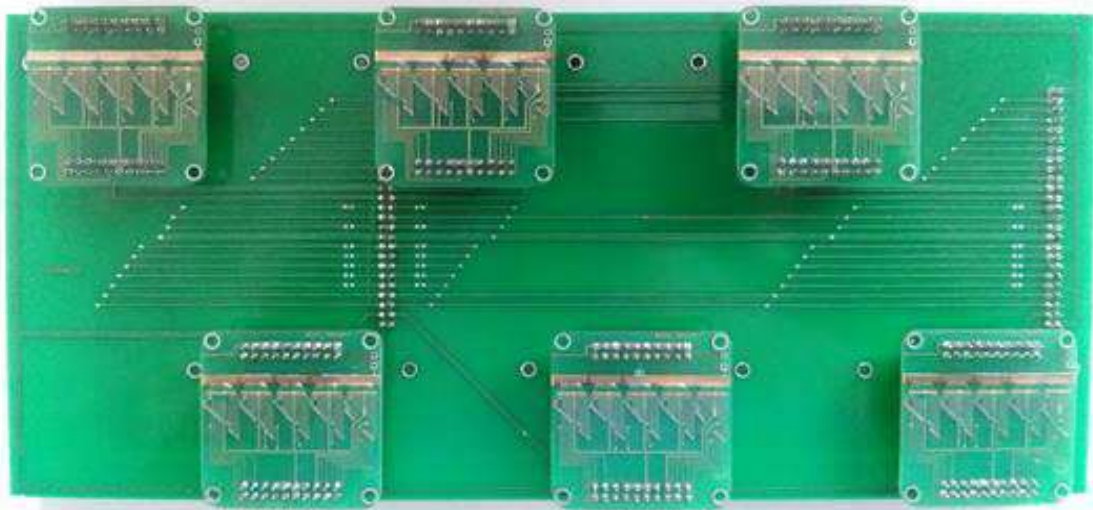


Рис. 5.14. Фото шести 40-елементних лінійчатих приймачів терагерцового випромінювання розташованих на платі блоку керування та обробки відеосигналу. Загальна кількість чутливих елементів — 240, робоче поле 240 мм

Оптична схема Сканеру (рис. 5.15) має виконувати дві основні задачі: по-перше, фокусування випромінювання на об'єкт спостереження (тобто підсвітити його), та, по-друге, отримати зображення в площині, де розташовані лінійчаті приймачі випромінювання.

Перша задача вирішується об'єктивом випромінювача, що складається з трьох лінз (рис. 5.15). Відстань від поверхні останньої лінзи до фокусу має бути не нижчою, ніж 40 мм, щоб, за умовами технічного завдання, зразок товщиною 20 мм вільно проходив під час сканування, а об'єктив не втрачав свої фокусуєчі властивості. Оскільки використовуються лінійчаті приймачі випромінювання довжиною 40 мм та товщиною 1 мм, об'єктив має складатися, принаймні, з осесиметричної та циліндричної лінз.

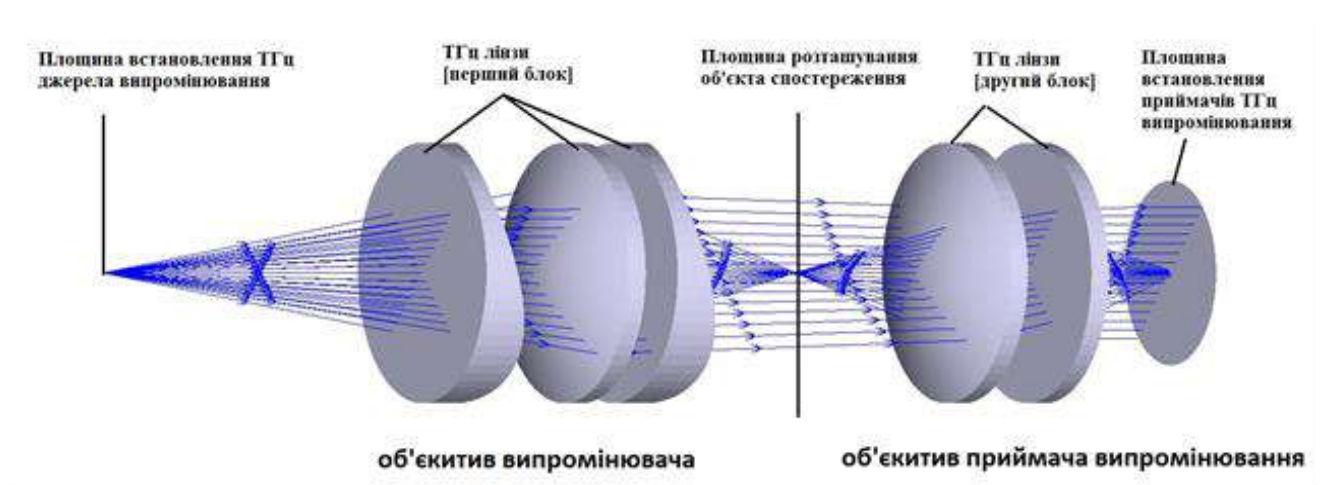
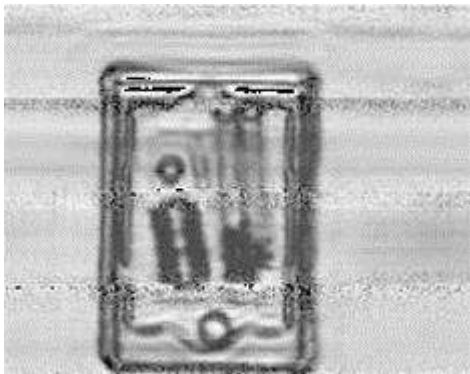


Рис. 5.15. Блок-схема оптичної системи, що складається з п'ятих асферичних лінз з гіперболічним профілем

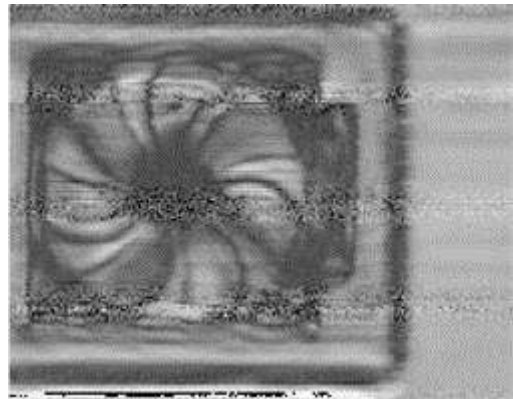
В ідеальному випадку геометричний розподіл інтенсивності в фокусі мав би бути прямокутник 40×1 мм². Однак внаслідок дифракційних та абераційних обмежень розподіл інтенсивності в фокусі являє собою форму, близьку до еліпса. Використання асферичних (гіперболічних) лінз дозволяє уникнути аберацій, пов'язаних з побудовою зображення точкового джерела випромінювання. Основне джерело, що заважає стисканню точкового об'єкту в точку залишається дифракційне обмеження.

Ще одна лінза об'єктиву випромінювача необхідна для узгодження кута виходу випромінювання з рупорної антени джерела випромінювання та іншої частини об'єктиву (рис. 5.15). Друга задача вирішується об'єктивом приймача випромінювання. Він складається з двох асферичних (гіперболічних) лінз (рис. 5.15).

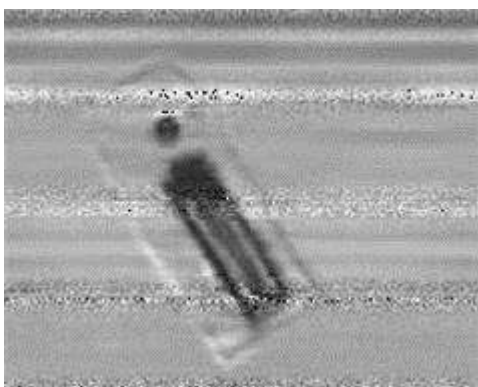
Приклади отриманих зображень на частоті випромінювання 140 ГГц наведені нижче на рис. 5.16.



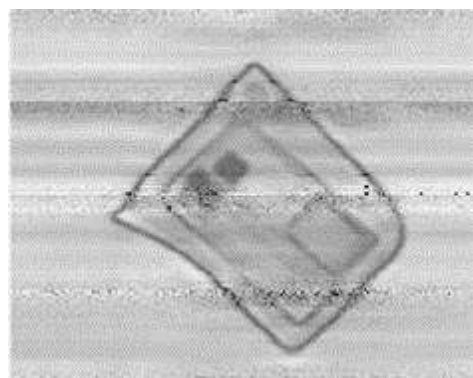
Лезо для гоління, пластикова запальничка, дві металеві шайби та канцелярська скріпка в пакунку з пластику закритому картоном



Пластиковий вентилятор в пакунку

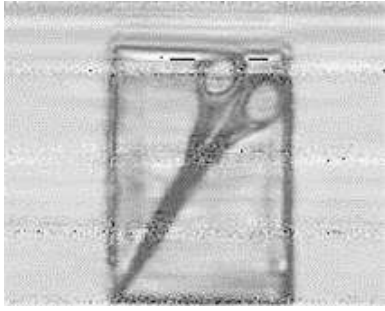


Запальничка та таблетка в пінопластовій упаковці

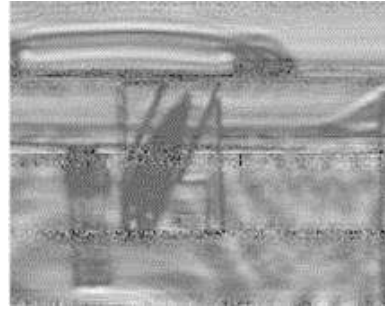


Кредитна картка між двома 4 мм гумовими накладками

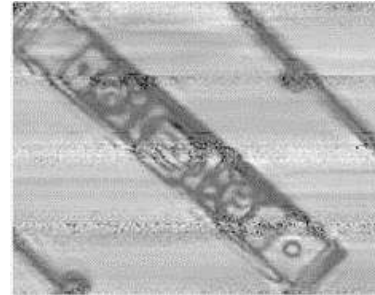
Рис. 5.16. Приклади зображень, отримані за допомогою ТГц сканера з частотою випромінювання 140 ГГц



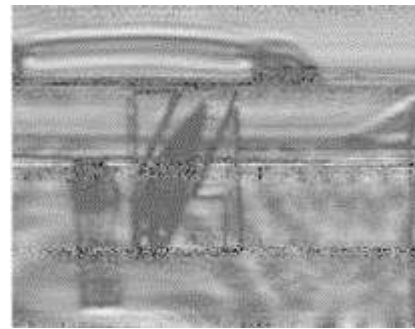
Ножиці в картонній упаковці



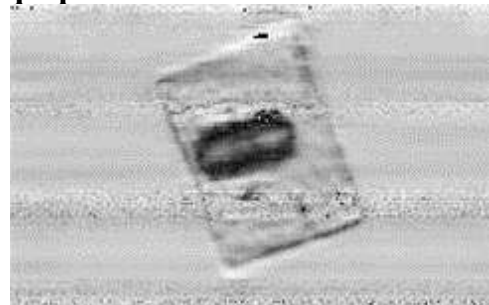
Предмети в пластиковому портфелі



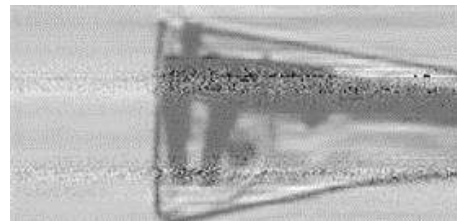
Пластиковий рівень



**Предмети (запальничка, ніж у вигляді пластикової картки)
у пластиковому портфелі**



Лезо для гоління в губці для миття посуду



Штангенциркуль в чохлі зі штучної шкіри

Рис. 5.16. (закінчення)

Лінійне підсвічування, що падає на об'єкт контролю та на фокальну площину, де розміщені лінійні матриці, не є рівномірним вздовж осі матриці. Його максимум розташований поблизу центрів лінійних матриць, тоді як мінімуми підсвічування знаходяться ближче до країв ліній. Отже, якщо всі Si-MOSFET детектори є ідентичними, вихідна напруга кожного транзистора буде різною навіть за відсутності досліджуваного об'єкта. Випромінювання, сфокусоване на лінійні матриці Si-MOSFET детекторів, падає на них під різними кутами в центрі матриці та на її краях. Це призводить до збільшення розкиду значень вихідної напруги через властиву антенам діаграму спрямованості. Таким чином, динамічний діапазон чутливих елементів залежить від кількості елементів.

Співвідношення сигнал/шум було виміряно для всіх Si-MOSFET детекторів у чутливих матрицях на 32 та 160 елементів. На рис. 5.17 видно, що співвідношення сигнал/шум близьке до середнього значення 48 дБ для даної матриці. Середнє значення динамічного діапазону для 160-елементної чутливої матриці становить близько 35 дБ. Для системи з одним ТГц-детектором та синхронним підсилювачем (lock-in) у режимі растрового сканування динамічний діапазон становить $B \approx 80$ дБ. Однак для отримання зображення розміром 20×40 мм з кроком 1 мм необхідний середній час сканування близько 15 хвилин.

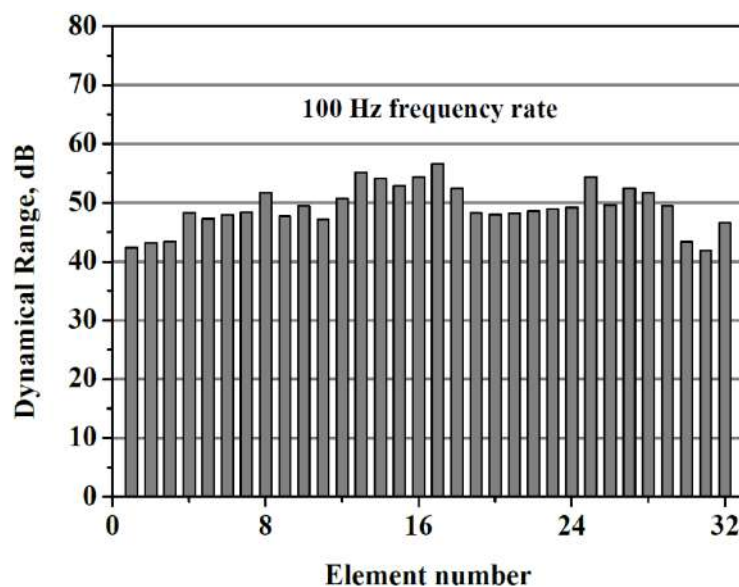


Рис. 5.17. Динамічний діапазон ТГц-сканера на основі 32-елементної лінійної матриці при потужності випромінювання 23 мВт від джерела випромінювання 140 ГГц

Сканер працює в режимі реального часу та дає змогу досліджувати приховані предмети в контейнерах і пакунках із матеріалів, які є прозорими в ТГц-діапазоні, з часом сканування для зображення формату 160×240 не більше 1 секунди.

Просторову роздільну здатність системи бачення на довжині хвилі випромінювання λ характеризує модуляційна передаточна функція MTF_{sys} (modulation transfer function, MTF) (рис. 5.18), яка визначається добутком передаточних функцій оптичної системи MTF_{opt} та матричного приймача випромінювання MTF_{det} [35, 36]:

$$MTF_{sys}(v_x) = MTF_{opt}(v_x) \times MTF_{det}(v_x), \quad (5.17)$$

де v_x — просторова частота.

Функції $MTF_{det}(v_x)$ та $MTF_{opt}(v_x)$ визначаються формулами:

$$MTF_{det}(v_x) = \frac{\sin(\pi \cdot V_d \cdot v_x)}{\pi \cdot V_d \cdot v_x}, \quad MTF_{opt}(v_x) = \begin{cases} \frac{2}{\pi} \cdot (\arccos(x) - x \cdot \sqrt{1-x^2}), & \text{at } 0 \leq x \leq 1 \\ 0, & \text{at } x > 1 \end{cases}, \quad (5.18)$$

де $x = v_x/v_c$, $v_c = 1/(\lambda \cdot F_{\#})$ — гранична просторова частота, $F_{\#}$ — діафрагмове число оптичної системи, V_d — відстань між чутливими елементами лінійчатого приймача.

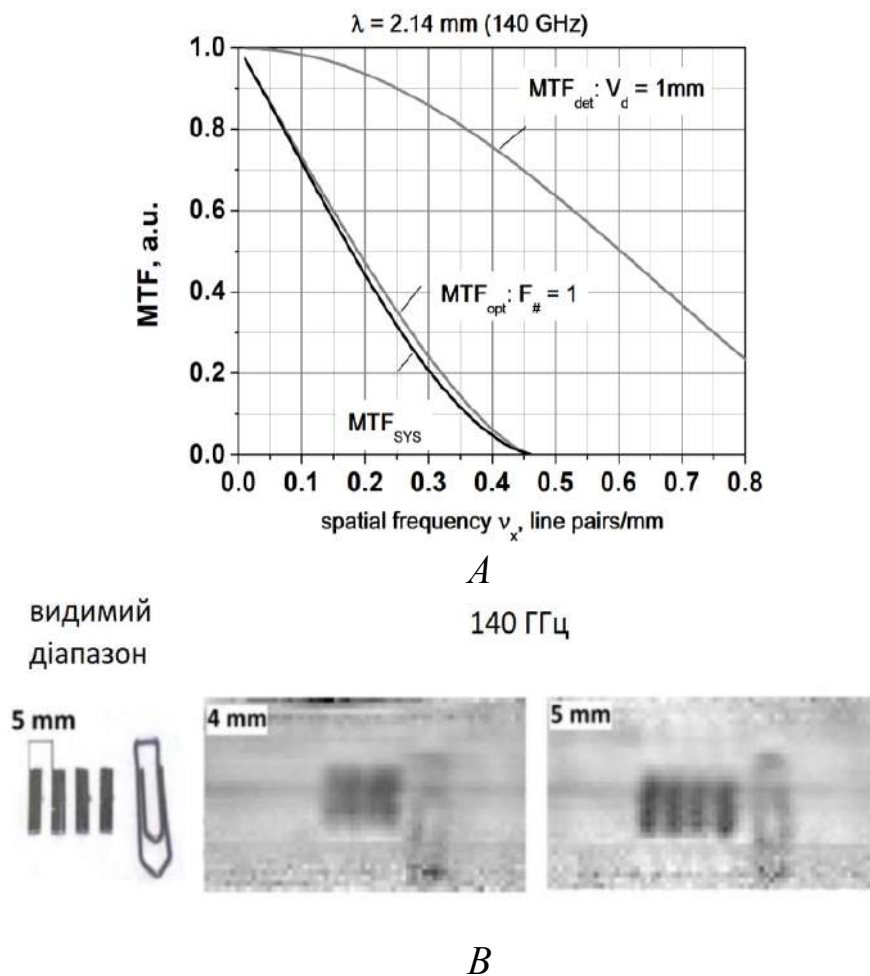


Рис. 5.18. А — МТФ функція оптичної системи; В — 140 ГГц зображення закріпки та металеві решітки з періодом 4 мм (по центру) та 5 мм (праворуч)

Результати розрахунків показують (рис. 5.18), що відстань $V_d = 1$ мм між чутливими елементами дозволяє знехтувати впливом модуляційної передаточної функції матричного приймача MTF_{det} до значень $v_x \sim 0,2$ штр/мм де просторова роздільна здатність всієї системи зору на довжині хвилі $\sim 2,14$ мм (відповідає частоті 140 ГГц) обмежується лише дифракцією. Рисунок 5.18, *B* наочно демонструє різницю в деталізації зображення при періоді решітки 4 мм ($v_x \sim 0,25$ штр/мм) та 5 мм ($v_x \sim 0,2$ штр/мм), де решітка з періодом 4 мм зливається в один суцільний прямокутник.

5.4. Застосування нейронних мереж для автоматизованої обробки зображень, отриманих у ТГц діапазоні спектру

Згорткові нейронні мережі (ЗНМ) демонструють надзвичайну здатність до розпізнавання зображень в оптичній області спектра [37]. Це справді універсальний підхід, який у майбутньому зможе замінити здатність людини виявляти об'єкти. ЗНМ складаються з кількох каскадних шарів із прихованими векторами та проміжними станами. Подібно до біологічної нейронної кори, існує кілька проміжних шарів, які діють аналогічно до системи розпізнавання людини. Нині доступно багато бібліотек і моделей для вільного використання нейронних мереж такого типу. Одним із цікавих питань є те, який результат продемонструють ці рішення у випадку з односмуговими зображеннями малого розміру. ТГц зображення мають низьку просторову роздільну здатність, виражені дифракційні обмеження та значний рівень шумів, що суттєво ускладнює застосування класичних алгоритмів цифрової обробки зображень. Це природним чином веде до використання методів комп'ютерного зору, насамперед глибинних згорткових нейронних мереж, які вже продемонстрували високу ефективність у видимому діапазоні й добре переносяться на ІЧ та ТГц області спектру. Як правило, наявні моделі були попередньо навчені на оптичних зображеннях зі звичайним оточенням. ТГц-сканер надає односмугові спекл-записи, що може вплинути на стійкість моделі. Також існує проблемне питання щодо розміру набору даних, необхідного для навчання самостійно побудованих і готових попередньо навчених моделей. Помилки людини в системах безпеки та контролю є небажаними. Для уникнення помилок під час пропускання небезпечних об'єктів використовуються автоматизовані системи. Водночас така система має бути стійкою до коректного розпізнавання шумів на знімках. У даному підрозділі показана можливість застосування згорткових нейронних мереж у терагерцовому сканері для демонстрації здатності такої системи правильно розпізнавати об'єкти різної форми та розміру (запальнички, пластикові картки, ножі,

леза тощо) навіть за низького співвідношення сигнал/шум 20–40 дБ, що забезпечується сканером.

Для виявлення об'єктів на ТГц-зображеннях можна використовувати кілька підходів, зокрема алгоритми машинного навчання та методи оброблення зображень. Прикладами алгоритмів машинного навчання, придатних для виявлення об'єктів, є метод опорних векторів, випадковий ліс та ЗНМ. Ці алгоритми можна навчати розпізнавати специфічні ознаки або шаблони в зображеннях, після чого використовувати для ідентифікації та локалізації об'єктів інтересу в межах отриманого знімка. Методи оброблення зображень зазвичай передбачають застосування фільтрів або перетворень до зображення для виділення певних ознак чи шаблонів із подальшим використанням алгоритмів для їхнього виявлення та локалізації.

У нашому попередньому дослідженні [38] було розглянуто застосування методів виявлення об'єктів та сегментації екземплярів із використанням ТГц-сканера. Для отримання зображень використовувався розроблений авторами ТГц-сканер. З метою демонстрації здатності ЗНМ виявляти об'єкти на зашумлених зображеннях для автоматичного виявлення було обрано дві моделі зі сховища моделей Tensorflow Objects Detection Model Zoo. В іншому дослідженні [39] для отримання зображень використовували ТГц-сканер і джерело Terasense, тоді як для виявлення об'єктів застосовували YOLOv5, що є подібним до підходу, використаного в нашій роботі. Однак слід зазначити, що автори [39] обрали однаковий набір зображень для навчання та тестування, що може призводити до суттєвого зміщення для такого типу задач. У нашому дослідженні використано коректний поділ на навчальну та валідаційну вибірки у співвідношенні 70% до 30%.

В іншій роботі [40] автори запропонували метод глибокого навчання для ефективного виявлення та розпізнавання підозрілих об'єктів на ТГц-зображеннях безпеки тіла людини. Вони інтегрували просторово-часову інформацію в архітектуру Faster R-CNN, розділивши процес на етапи грубого виявлення та детального розпізнавання. Наразі в дослідженні [41] продемонстровано застосування Yolov5 для виявлення прихованих об'єктів на знімках, отриманих за допомогою системи TeraSense. Запропоновано новий метод виявлення цілей на терагерцових зображеннях, що ґрунтується на підході злиття ознак за допомогою двоспрямованої пірамідної мережі ознак. Результати дослідження свідчать, що запропонований метод перевершує інші вдосконалені моделі за ефективністю виділення терагерцових ознак та класифікації, особливо при використанні наборів даних, визначених користувачем. У нашому дослідженні для виявлення прихованих об'єктів використовується сучасна модель YOLOv8 [42].

Апаратною платформою для наших досліджень є лінійний ТГц-сканер активної трансмісійної дії, в якому пакунок або конверт пе-

решується на конвеєрній стрічці крізь вузький пучок випромінювання частотою 0.14 ТГц (детальніше описаний у розділі 5.3). Принципова схема ТГц скануючої системи показана на рис. 5.19.

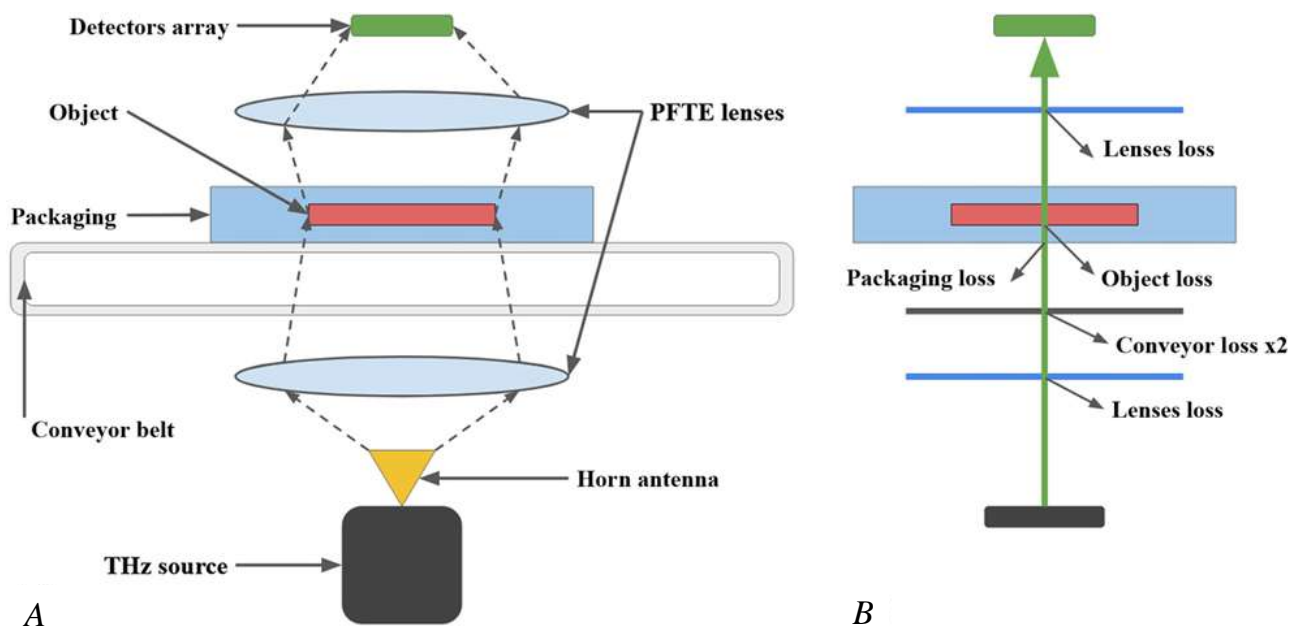


Рис. 5.19. Принципова схема активної трансмісійної ТГц- системи та діаграма енергетичних втрат (лінзи, конвеєрна стрічка, упаковка, об'єкт) у поштовому сканері

Під час проходження випромінюванням тракту виникає кілька складових втрат (рис. 5.19). До них належать: втрати в лінзах L_L , втрати в конвеєрній стрічці L_C , втрати в упаковці L_P та втрати на об'єкті L_O . Послаблення випромінювання можна описати рівнянням:

$$D = S \cdot 2L_L \cdot 2L_C \cdot L_P \cdot L_O, \quad (5.19)$$

де S — інтенсивність випромінювання від джерела, а D — інтенсивність, зареєстрована детектором. Якщо прихований об'єкт виготовлений із тонких діелектричних матеріалів, то множник L_O є співрозмірним з іншими складовими втрат (L_L , L_C , L_P). У випадку, коли об'єкт виготовлено з металу або він містить матеріал із великою діелектричною проникністю (наприклад, воду), передавання випромінювання стає неможливим. Обмеженням тут є неможливість «просвічування» таких об'єктів (приховані предмети, наприклад, можуть бути екрановані металеву фольгою). Інші складові втрат можуть бути оптимізовані. Для спектрального діапазону 140 ТГц втрати в лінзах можна зменшити, підбираючи інші матеріали та оптимізуючи технологію виготовлення. Щоб зменшити втрати в конвеєр-

ній стрічці, матеріал стрічки слід обирати якомога тоншим, але при цьому вона має витримувати механічне навантаження від пакунків.

Під час вибору нейронної мережі для детектування об'єктів на ТГц-зображеннях потрібно враховувати кілька чинників. Різні типи неромереж підходять для різних задач і дають різну якість, але для детектування об'єктів найчастіше доцільно використовувати ЗНМ, оскільки вони спеціально призначені для роботи із зображеннями й добре виділяють характерні ознаки та структури. Важливими є архітектура мережі (глибина, ширина шарів, типи блоків) і обсяг навчальних даних: потрібно мати достатню кількість розмічених зображень, репрезентативних для реальних сценаріїв, інакше мережа не узагальнюватиме коректно. Оскільки публічних датасетів із ТГц-сканерів фактично немає, авторами було сформовано власний набір із 1000 зображень розміру 1000×160 пікселів. Не менш критичними є апаратні ресурси: складніші моделі потребують більше пам'яті та обчислювальної потужності, тому архітектуру слід добирати під доступне «залізо». У наведених дослідженнях для навчання й валідації використовували ПК з GPU GeForce 2060 та процесором Intel i5-10400F.

Для проведення експериментів підготували серію конвертів із різними об'єктами (ножі, пластикові картки, леза, пігулки, папір), які розміщували на конвеєрній стрічці зі швидкістю 20 см/с і сканували терагерцовим сканером, постійно контролюючи попередній перегляд на екрані, щоб уникати артефактів та гарантувати коректний захват сцен. Після захоплення зображень виконували попередню обробку: спершу нормували інтенсивність (мін–макс або логарифмічно) для вирівнювання яскравості, далі застосовували квантільне порогування для відсікання викидів і покращення контрасту, а також додаткові методи підсилення, денойзингу та фільтрації. Зокрема, ерозію та дилатацію з ядром 3×3 використовували для зменшення шуму при збереженні деталей об'єктів; результати цих обробок наведено на рис. 5.20.

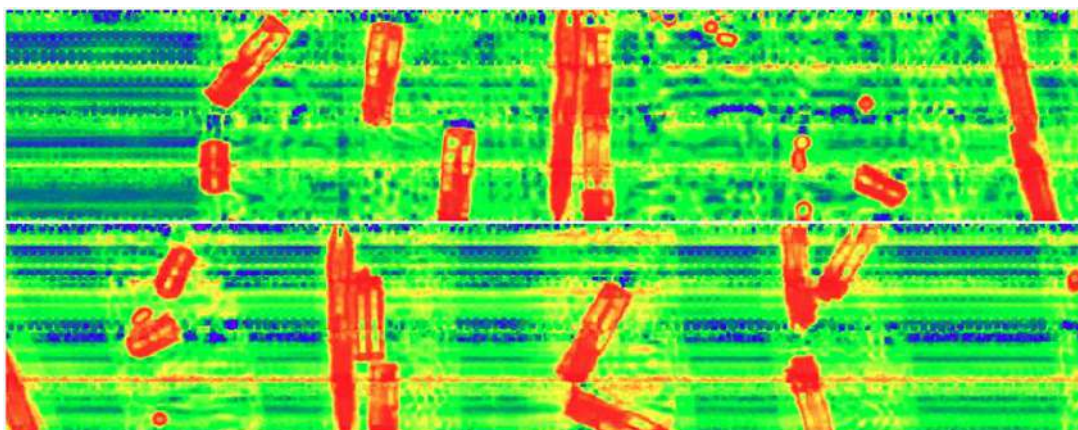


Рис. 5.20. Зображення вибірки з набору даних, який використовувався для навчання моделей

У дослідженні оцінювали якість моделі за трьома основними метриками: затримкою (latency), AUC та частотою хибнопозитивних спрацьовувань. Затримка — це час обробки одного входу; для задач реального часу її зменшують спрощенням архітектури, gruning/квантуванням і апаратним прискоренням, водночас балансуючи зі збереженням точності. AUC (area under the curve) характеризує здатність бінарного класифікатора розрізняти позитивні та негативні приклади: чим ближче до 1, тим краща модель. Частота хибнопозитивних спрацьовувань (*false positive rate*) показує, яка частка негативних прикладів помилково віднесена до позитивного класу, і зазвичай аналізується разом із true positive rate (*recall*).

У цій роботі використано датасет з понад 1000 знімків роздільною здатністю 160×820 пікселів, які розбивали на фрагменти 160×200 з перекриттям 100 пікселів (із одного рядка виходить сім зображень); частину зразків відсіяли, решту використали для тестування. На рис. 5.20 наведено приклади ТГц- зображень після перетворення із сірого в псевдокольори для зручності сприйняття людиною; вони містять добре помітні об'єкти на кшталт запальничок, ножів, пігулок і лез. Збільшення обсягу вибірки підвищує надійність моделі та робить вагомий внесок у розвиток ТГц- візуалізації, сприяючи створенню точніших і надійніших систем детектування; розподіл кількості екземплярів по класах показано на рис. 5.21.

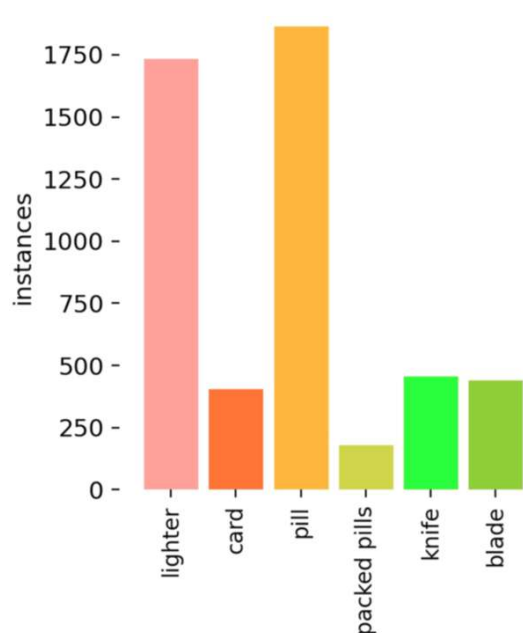


Рис. 5.21. Розподіл екземплярів наборів даних

Для задач детектування об'єктів важливо обирати таку архітектуру нейромережі, яка одночасно відповідає вимогам до точності, швидкодії та доступним обчислювальним ресурсам; на поточному етапі YOLOv8 належить до сучасного *state-of-the-art* у цій ніші, оскільки спеціально розроблена як швидкий та ефективний детектор із хорошим балансом між якістю

та ресурсомісткістю. Архітектура активно розвивається, з'являються її модифікації, орієнтовані на покращення роботи з малими об'єктами та на вбудовані системи, що робить її особливо привабливою для ТГц-застосувань у реальному часі. На рис. 5.22 подано матрицю невідповідностей для багатокласового детектування, яка наочно показує частку правильних і хибних передбачень по кожному класу: виявилось, що найскладніше мережі розпізнавати пігулки, які вона іноді плутає з фоном. Це пояснюється тим, що найменша пігулка в датасеті має діаметр близько 7 мм, тобто близький до фізичної роздільної здатності сканера; попри це, ймовірність коректного виявлення таких дрібних об'єктів залишається високою.



Рис. 5.22. Матриця невідповідностей

Вісь x — розмічені дані, вісь y — передбачення моделі YOLOv8n [42]

На рис. 5.23 показано еволюцію втрат і метрик під час навчання YOLOv8n: мережу навчали приблизно 60 хвилин на 2556 зображеннях із валідацією на 793 зразках, що демонструє прийнятну обчислювальну вартість для такої задачі.

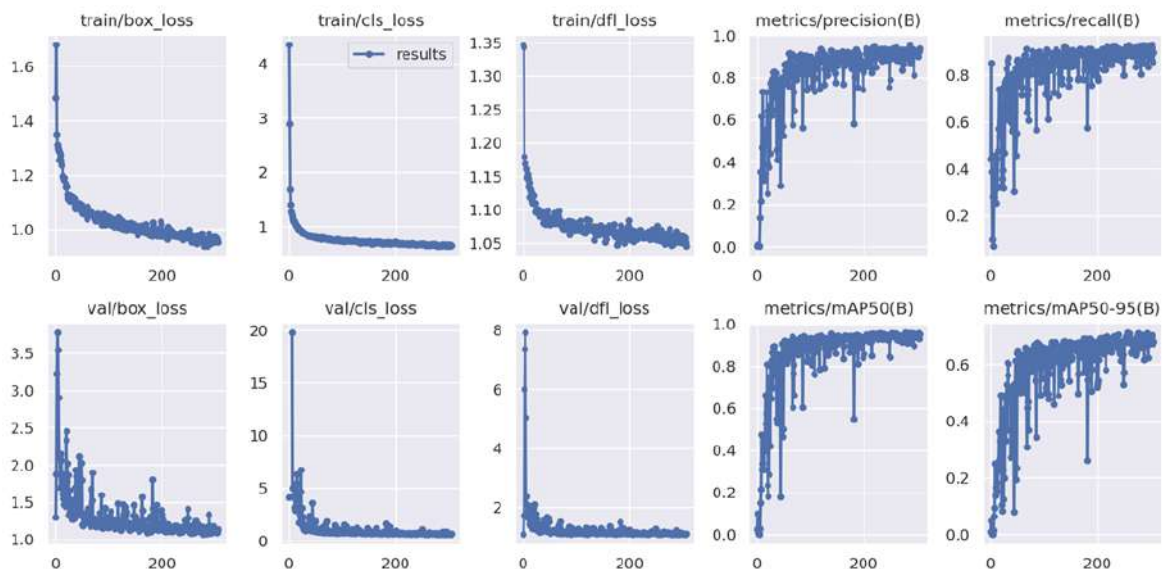


Рис. 5.23. Збіжність функції втрат та метрик моделі YOLOv8n
 X позначає епохи, Y означає величину (функцію втрат або метрику) зазначену в назві графіка [42].

Крива precision–recall (рис. 5.24) відображає, як змінюється співвідношення точності та повноти при варіюванні порогу впевненості. Це особливо корисно для аналізу моделі на незбалансованих вибірках, де кількість прикладів різних класів суттєво відрізняється.

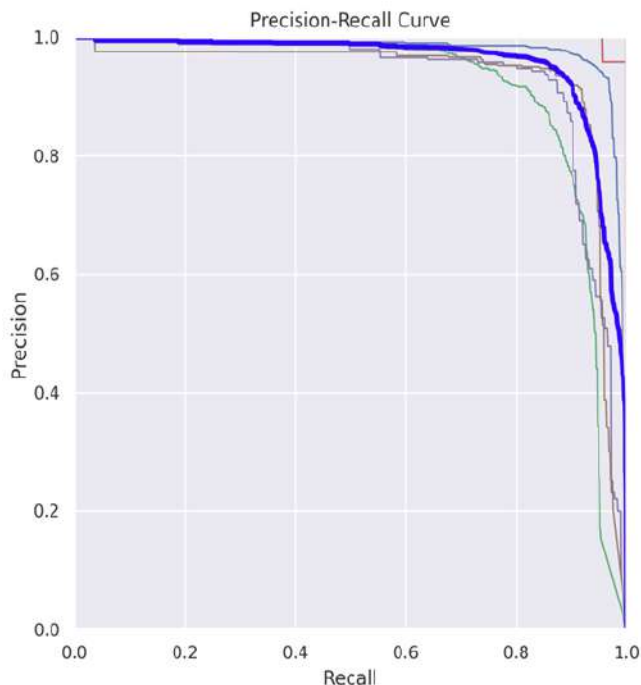
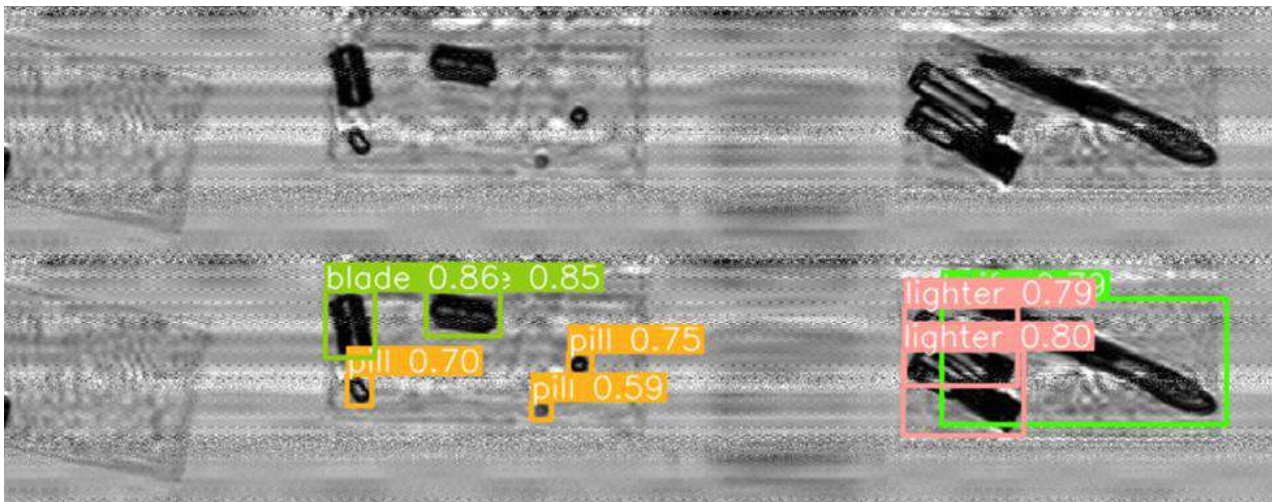


Рис. 5.24. Крива точності-повноти для моделі YOLOv8n
 Усі класи (синій) — 95,5% mAP@0,5, запальничка (світло-блакитний) — 97,8%, картки (помаранчевий) — 99,5%, пігулки (зелений) — 90,8%, упаковані пігулки — 99,3%, ножі (світло-фіолетовий) — 92,7%, леза (коричневий) — 92,9% [42]

На рис. 5.25 наведено приклад роботи натренованої моделі на реальному кадрі: мережа коректно детектує два леза, три пігулки, дві запальнички та ніж, при цьому найнижчий рівень довіри (~59%) спостерігається саме для найменшої пігулки дротаверину, тоді як леза, завдяки виразному ТГц-контрасту, розпізнаються з максимальною впевненістю. Сукупність цих результатів підтверджує придатність обраної архітектури для точного виявлення різнорідних об'єктів на ТГц-зображеннях, що робить її перспективною для застосувань у системах безпеки, відеоспостереженні, робототехніці та автоматизованому контролю якості, де надійне детектування критично впливає на безпеку та ефективність процесів.



*Рис. 5.25. Знімок з роздільною здатністю 160×820 зі сканера (вгорі)
Результати виявлення об'єктів (внизу)*

З погляду прикладних задач, розглянуті системи вже сьогодні демонструють високу зрілість для використання у сфері безпеки й логістики: автоматизоване виявлення прихованих небезпечних предметів у поштових відправленнях, багажі, на конвеєрних лініях контролю якості продукції. Вони істотно зменшують людський фактор, підвищують швидкість та об'єктивність перевірок і можуть бути поступово розширені на нові класи об'єктів шляхом донавчання моделей на додаткових наборах даних. Перспективи подальших досліджень пов'язані з вдосконаленням архітектур з урахуванням специфіки ТГц-зображень, інтеграцією етапів деконволюції в саму структуру мережі, створенням ширших і більш різноманітних відкритих датасетів та розробкою мультимодальних систем, у яких ТГц-інформація є одним із рівноправних каналів спостереження у комплексних візуальних системах.

Висновки до розділу 5

У розділі систематизовано сучасні підходи до побудови систем технічного зору в терагерцовому діапазоні та показано, що цей частотний діапазон завдяки поєднанню неіонізуючої природи випромінювання, субміліметрової просторової роздільної здатності й відносної прозорості багатьох неметалевих матеріалів є особливо перспективним для задач безпеки, неруйнівного контролю, біомедичних досліджень, фармацевтики та аналізу матеріалів. Терагерцове бачення реалізується у двох принципово різних режимах — активному й пасивному, кожен із яких має власні фізичні передумови, апаратні вимоги та прикладні переваги. Пасивне терагерцове бачення, яке ґрунтується на реєстрації власного теплового випромінювання сцени, характеризується особливо жорсткими обмеженнями за рівнем корисного сигналу, оскільки у цьому випадку відсутнє зовнішнє підсвічування, а контраст формується лише за рахунок малих відмінностей температури та емісійної здатності об'єктів і фону. У зв'язку з цим для пасивних систем визначальними параметрами стають еквівалентна шумова потужність, мінімальна розрізнявальна різниця температур, час інтеграції, а також ефективність оптичного тракту та узгодження детектора з антеною або приймальною оптикою. Показано, що для отримання придатного для практичного використання пасивного зображення в терагерцовому діапазоні необхідні надчутливі приймачі, часто з криогенним охолодженням, тоді як можливості неохолоджуваних структур у такому режимі суттєво обмежені.

Водночас активні терагерцові системи виявляються технологічно більш гнучкими, оскільки зовнішнє опромінення об'єкта дозволяє істотно підвищити рівень сигналу та використовувати простіші приймальні структури, зокрема неохолоджувані детектори на основі кремнієвих польових транзисторів і CMOS-сумісних технологій. У розділі підкреслено, що саме MOSFET- і CMOS-приймачі є одними з найбільш перспективних для створення багатопіксельних лінійних та матричних масивів завдяки сумісності зі стандартними мікроелектронними процесами, відносно низькій вартості та можливості інтеграції з цифровими схемами зчитування й обробки сигналів. Окремо відзначено, що нерезонансні польові транзистори працюють у широкому діапазоні частот і здатні здійснювати пряме детектування терагерцового випромінювання завдяки нелінійності каналу, тоді як резонансні структури потребують більш жорстких умов узгодження та точнішого налаштування. Наведені приклади лінійних і матричних приймачів демонструють реальну можливість побудови масштабованих систем реєстрації терагерцового випромінювання з високою швидкістю, що є принципово важливим для створення апаратури реального часу.

Показано також, що перспективним напрямом є використання багатоспектральних структур, зокрема на основі HgCdTe, які можуть поєднувати

функції детектування в терагерцовому та інфрачервоному діапазонах. Такі рішення відкривають можливість побудови універсальніших приймальних систем, придатних як для спеціалізованих наукових вимірювань, так і для прикладних задач, де потрібна висока чутливість у поєднанні з компактністю та можливістю інтеграції. Узагальнення наведених у розділі результатів дає підстави стверджувати, що подальший розвиток терагерцового технічного зору буде визначатися одночасним удосконаленням джерел випромінювання, підвищенням чутливості та швидкодії детекторів, розвитком мікро- і нанофотоніки, а також упровадженням алгоритмів комп'ютерної обробки, зокрема методів машинного навчання та штучного інтелекту. Саме поєднання апаратних рішень нового покоління з інтелектуальною обробкою сигналів створює передумови для переходу від повільних скануючих схем до високошвидкісних багатоканальних систем, здатних забезпечити не лише формування зображення, а й автоматичне виявлення, класифікацію та інтерпретацію об'єктів у складних сценах. Таким чином, терагерцові системи технічного зору слід розглядати як одну з найбільш динамічних і міждисциплінарних платформ сучасної оптоелектроніки, що поєднує фізику твердого тіла, електроніку, фотоніку, обчислювальні методи та прикладну інженерію в єдиному функціональному комплексі.

Література до розділу 5

1. Castro-Camus E, Koch M, Mittleman DM (2022) Recent advances in terahertz imaging: 1999 to 2021. *Appl Phys B* 128:12. doi:10.1007/s00340-021-07732-4,
2. Leitenstorfer A, Moskalenko AS, Kampftrath T et al (2023) The 2023 terahertz science and technology roadmap. *J Phys D: Appl Phys* 56:223001. doi:10.1088/1361-6463/acbe4c.
3. Qiu JH, Wang NN, Liu BJ et al (2020) Passive THz imaging technology. In: *Proceedings of the 2020 international conference on microwave and millimeter wave technology (ICMMT 2020)*, Shanghai, 20–23 Sept 2020. IEEE, Piscataway, pp 1-3.
4. Sizov F F (2020) *Detectors and Sources for THz and IR*. Materials Research Forum LLC.
5. Sun J, Zhu Y, Feng W et al (2020) High-sensitivity terahertz detector for passive imaging. *Opt Express* 28(4):4911-4920. <https://doi.org/10.1364/OE.385042>.
6. Li X, Li J, Li Y et al (2023) High-throughput terahertz imaging: progress and challenges. *Light Sci Appl* 12:233. doi:10.1038/s41377-023-01278-0.
7. Mittleman DM (2018) Twenty years of terahertz imaging. *Opt Express* 26(8):9417-9431. doi:10.1364/OE.26.009417.
8. Tian Y, Chen X, Zhang Z et al (2026) Terahertz imaging technology: progress and applications. *Opto-Electron Technol* 2:250009. doi:10.29026/oet.2026.250009.
9. Shevchik-Shekera A, Zabudsky V, Golenkov A (2018) Designing and manufacturing polystyrene lenses for the terahertz region. *SPQEO* 21(1):83-88. doi:10.15407/spqeo21.01.083.

10. Tian Y, Chen X, Zhang Z et al (2026) Terahertz imaging technology: progress and applications. *Opto-Electron Technol* 2:250009. doi:10.29026/oet.2026.250009
11. Tsybrii Z, Golenkov O, Maksimenko Z (2024) Development of terahertz approaches for optoelectronics and the SPQEO journal. *SPQEO* 27, N4:384-388. <https://doi.org/10.15407/spqeo27.04.384>.
12. Dobrovolsky V, Sizov F, Zabudsky V, Momot N (2010) Mm/sub-mm bolometer based on electron heating in narrow-gap semiconductor, *Terahertz Sci Technol* 3:33–54.
13. Araki T, Li K, Suzuki D et al (2024) Broadband photodetectors and imagers in stretchable electronics packaging. *Adv Mater* 36:2304048. <https://doi.org/10.1002/adma.202304048>.
14. Golenkov OG, Reva VP, Korinets SV et al (2024) Design and development of linear and matrix arrays based on Si-MOSFET detectors for active terahertz imaging. In: Proceedings of the VIII International Scientific and Practical Conference «Physics and chemistry of the solid state: status, achievements and prospects», Lutsk, 18–19 Oct 2024.
15. Dyakonov M, Shur M (1996) Detection, mixing, and frequency multiplication of terahertz radiation by two dimensional electronic fluid. *IEEE Trans Electron Dev* 43:380–387. <https://doi.org/10.1109/16.485650>.
16. Knap W, Kachorovskii V, Deng Y et al (2002) Nonresonant detection of terahertz radiation in field effect transistors. *J Appl Phys* 91:9346–9353. <https://doi.org/10.1063/1.1468257>.
17. Knap W, Dyakonov M, Coquillat D et al (2009) Field effect transistors for terahertz detection: physics and first imaging applications. *J Infrared Milli Terahz Waves* 30:1319–1337. <https://doi.org/10.1007/s10762-009-9564-9>.
18. Sakhno M, Golenkov A, Sizov F (2013) Uncooled detector challenges: Millimeter-wave and terahertz long channel field effect transistor and Schottky barrier diode detectors. *J Appl Phys* 114:164503. <https://doi.org/10.1063/1.4826364>.
19. Golenkov AG, Sizov FF (2016) Performance limits of terahertz zero biased rectifying detectors for direct detection. *SPQEO* 19(2):129–138. <https://doi.org/10.15407/spqeo19.02.129>.
20. Dobrovolsky V, Sizov F (2010) THz/sub-THz bolometer based on electron heating in a semiconductor waveguide. *Opto-Electron Rev* 18: 250–258. doi:10.2478/s11772-010-1033-8.
21. Volakis JL (ed) (2007) *Antenna engineering handbook*, 4th edn. McGraw-Hill, New York.
22. Sizov F, Zabudsky V, Dvoretzskii S et al (2015) Two-color detector: Mercury-Cadmium-Telluride as a terahertz and infrared detector. *Appl Phys Lett* 106:082104-1 — 182104-4. doi: 10.1063/1.4913590.
23. Dobrovolsky V, Sizov F (2007) A room temperature, or moderately cooled, fast THz semiconductor hot electron bolometer. *Semicond Sci Technol* 22:103–106. doi.org/10.1088/0268-1242/22/2/017.
24. Momot N, Zabudsky V, Tsybrii Z et al (2010) Zero bias terahertz and subterahertz detector operating at room temperature. *SPQEO* 13,N 2:166-169.
25. Sizov F, Zabudsky V, Dobrovolsky V et al (2011) THz/sub-THz detector based on electrons and holes heating by electromagnetic wave propagating along Hg_{1-x}Cd_xTe layer. *Proc SPIE* 8167B-85. DOI: 10.1117/12.896580.
26. Zabudsky V, Sizov F, Momot N et al (2012) THz/sub-THz direct detection detector on the base of electrons/ holes heating in MCT layers. *Semicond Sci Technol* 27, N4:045002 (8 pp.).

27. Sizov F, Zabudsky V, Dvoretzky S et al (2015) MCT as sub-terahertz and infrared detector. Proc. SPIE9483. doi: 10.1117/12.2176854.
28. Sizov F, Tsybrii Z, Zabudsky V et al (2015) Possibility of the detection in IR and sub/THz spectral region using MCT thin layer receivers: design of the chip, optical elements and antenna pattern. IEEE MMS 2015, Lecce (Italy), pp. 49–52.
29. Sizov F, Tsybrii Z, Zabudsky V et al (2015) Mercury–cadmium–telluride thin layers as subterahertz and infrared detectors. Optical Engineering 54(12):127102-1–127102-8. doi:10.1117/1.OE.54.12.127102.
30. Gumenjuk-Sichevska J, Golenkov O, Lysjuk I et al (2016) Two-color arrays for sub-terahertz/infrared imaging. IEEE 7th International Conference on Advanced Optoelectronics and Lasers (CAOL), Odessa, pp. 225–227. doi: 10.1109/CAOL.2016.7851436.
31. Sizov F, Tsybrii Z, Zabudsky V et al (2016) Detection of IR and sub/THz radiation using MCT thin layer structures: design of the chip, optical elements and antenna pattern. SPQEO19,N 2:149–155. doi: 10.15407/spqeo19.02.149.
32. Jokubauskis D, Minkevicius L, Seliuta D, Kasalynas I, Valusis G (2019) Terahertz homodyne spectroscopic imaging of concealed low-absorbing objects. Opt Eng 58(2):023104. <https://doi.org/10.1117/1.OE.58.2.023104>
33. Kim KW, Kim KS, Kim H et al (2012) Terahertz dynamic imaging of skin drug absorption. Opt Exp 20:9476–9484. <https://doi.org/10.1364/OE.20.009476>.
34. F. F. Sizov, V. V. Zabudsky, A. G. Golenkov, A. Shevchik-Shekera, Millimeter-wave narrow-gap uncooled hot-carrier detectors for active imaging, *Optical Engineering, Vol. 52, Issue 3, 033203 (March 2013)*. <https://doi.org/10.1117/1.OE.52.3.033203>
35. A.G. Golenkov, A.V. Shevchik-Shekera, M.Yu. Kovbasa, I.O. Lysiuk, M.V. Vuichyk, S.V. Korinets, S.G. Bunchuk, S.E. Dukhnin, V.P. Reva and F.F. Sizov / THz linear array scanner in application to the real-time imaging and convolutional neural network recognition //SPQEO, 24 (1), P. 90-99, (2021).
36. Golenkov AG, Shevchik-Shekera AV, Kovbasa MYu et al (2021) THz linear array scanner in application to the real-time imaging and convolutional neural network recognition. Semicond Phys Quantum Electron Optoelectron 24(1):90–99. <https://doi.org/10.15407/spqeo24.01.090>.
37. McCann MT, Jin KH, Unser M (2017) Convolutional neural networks for inverse problems in imaging: A review. IEEE Signal Process Mag 34(6):85–95.
38. Kovbasa M, Golenkov A, Sizov F (2020) Neural network application to the postal terahertz scanner for automated detection of concealed items. In: IEEE Ukrainian Microwave Week (UkrMW), pp 870–873.
39. Rugliancich A et al (2020) Development of a terahertz scanning apparatus with automatic object detection capabilities. In: Proc SPIE 11541, 115410I. doi: 10.1117/12.2574055.
40. Yang X et al (2019) CNN with spatio-temporal information for fast suspicious object detection and recognition in THz security images. Signal Process 160:202–214.
41. Danso SA et al (2022) Hidden dangerous object recognition in terahertz images using deep learning methods. Appl Sci 12(15):7354.
42. Kovbasa M et al (2023) Study of object detection in linear terahertz imaging systems. Opt Eng 62(8):083104. doi: 10.1117/1.oe.62.8.083104.

Розділ 6

ВИКОРИСТАННЯ ВІДКРИТИХ РЕЗОНАТОРІВ ДЛЯ СТВОРЕННЯ ДЖЕРЕЛ ТЕРАГЕРЦОВОГО ДІАПАЗОНУ ЧАСТОТ

Останнім часом виникла значна цікавість до терагерцового частотного діапазону [1–5]. Оскільки хвилі цього діапазону проникають через папір, пластмасу, одяг, вони можуть бути застосовані для огляду в місцях масового скупчення людей методами активної чи пасивної локації. Терагерцові хвилі становлять інтерес для аналізу спектрів окремих зірок і галактик. Електромагнітне випромінювання цього діапазону здатне проникати в біологічну тканину на невеликі відстані і відбиватися назад, що дозволяє діагностувати деякі форми раку за допомогою безпечніших і менш агресивних та болючих процедур. Для успішного розв'язання не тільки перерахованих, але і багатьох інших задач необхідні компактні когерентні джерела терагерцового випромінювання, що забезпечують рівні вихідної потужності, достатні для кожного конкретного практичного застосування. Однак із зростанням частоти падає вихідна потужність, як твердотільних [6–8], так і класичних електровакуумних джерел [9, 10]. У першому випадку це пов'язано із збільшенням ролі паразитних параметрів приладу і укороченням часу прольоту носіїв заряду в активній області, а в другому — зі збільшенням омичних втрат і погіршенням ефективності взаємодії електронного потоку з однією з поверхневих гармоніксповільнювальної системи при зменшенні геометричних розмірів приладу.

Одним із можливих способів вирішення цих проблем є використання суматорів потужності. У НВЧ діапазоні найбільш широко використовуються мостові схеми та складання потужностей окремих джерел в одному резонансному обсязі [11]. З переходом до субтерагерцового ($0.1 < f < 0.3$ ТГц), і тим більше, терагерцового діапазонів частот ($0.3 < f < 3$ ТГц) [12] вимоги до точності виробництва бази елементів збільшуються. З іншого боку, для отримання в об'ємі резонатора одномодового режиму, їх геометричні розміри повинні бути такого ж масштабу як і робоча довжина хвилі. Це призводить до зменшення обсягу, зайнятого робочими коливаннями, і, отже, добротності, що в кінцевому підсумку вплине на коефіцієнт підсумовування потужностей окремих джерел. Тому в цих діапазонах частот необхідно переходити до відкритих резонаторів (ВР), які використовуються для підсумовування потужностей твердотільних джерел у діапазоні вкрай високих частот (ВВЧ) [13–17]. У всіх цих роботах джерела коливань розташовані в резонансному обсязі. У цьому випадку існує сильний зв'язок генераторів із загальним резонатором і, як наслідок, між собою. Це спричиняє труднощі у налаштуванні суматора потужності та робить такі системи критичними для розкиду параметрів окремих джерел, навіть з не-

великою їх кількістю [18]. У зв'язку з цим найбільш перспективними є ВР з джерелами, що винесені з резонансного обсягу [19, 20]. У цьому випадку забезпечується синхронізація активних елементів, а зв'язок між ними стає слабшим. Усі джерела, що складаються, пов'язані з коливаннями резонатора за допомогою щілинних елементів зв'язку.

Для підсумовування потужностей твердотільних джерел у ВР використовується, як правило, основне коливання TEM_{00q} [15, 16, 19]. В цьому випадку всі щілинні елементи зв'язку повинні бути розташовані в межах плями поля основного коливання ВР на плоскому дзеркалі. Для підсумовування потужностей твердотільних джерел найперспективнішим є використання вищих коливань резонатора, які описуються функціями Ерміта-Гауса, як це зроблено у роботі [20]. У резонаторі збуджується перше вище аксіально-несиметричне коливання TEM_{10q} , яке характеризується двома плямами поля робочого коливання на плоскому дзеркалі. У центрі кожної плями поля на дзеркалі ВР виконаний щілинний елемент зв'язку. У резонаторі підсумовуються потужності двох джерел. Застосування інших вищих аксіально-несиметричних коливань TEM_{20q} чи TEM_{30q} , на перший погляд, здається недоцільним. Використання зазначених коливань дозволить скласти потужності трьох (TEM_{20q} коливання) чи чотирьох (TEM_{30q} коливання) джерел у ВР. Однак у цих випадках для отримання малих дифракційних втрат необхідно збільшувати апертури дзеркал резонатора. Це пов'язано зі збільшенням обсягу, що займають кожен із цих коливань. У результаті це призведе до збільшення геометричних розмірів суматора потужності. Застосування зазначених коливань для вирішення поставленого завдання вимагає проведення додаткових досліджень.

Представляє практичний інтерес проаналізувати підсумовування потужностей двох діодів Ганна в напівсферичному ВР, у якому збуджується вище аксіально-несиметричне коливання TEM_{10q} . Актуальність цих досліджень пов'язана також з можливістю складання потужностей у ВР на гармоніках основної частоти діодів Ганна. Такі джерела становлять значний інтерес для перспективних систем зв'язку 6G завдяки можливості ефективного складання потужностей великої кількості активних елементів у субтерагерцовому діапазоні частот. Використання ВР дає змогу знизити втрати, характерні для традиційних хвилевідних і мікросмужкових схем складання потужності, що є особливо важливим при переході до діапазону (100–300) ГГц. Висока добротність таких резонансних систем сприяє покращенню спектральної чистоти та зниженню фазових шумів сформованого сигналу, що є критично важливим для надширококутних систем зв'язку та високоточної просторово-часової синхронізації в мережах 6G. Крім того, просторове складання потужності у ВР відкриває можливості створення компактних високоефективних передавальних модулів з інте-

грованими антенними системами та електронним керуванням діаграмою спрямованості.

6.1. Підсумування потужностей окремих джерел у ВР, що збуджується щілинними елементами зв'язку

Всі конструкції генераторів при розташуванні діодів з струмовводами або випромінюючих елементів на поверхні одного з дзеркал або в канавках, виконаних на його поверхні, мають один загальний недолік. Оскільки геометричні розміри всіх цих елементів можна порівняти з робочою довжиною хвилі, то мають місце додаткові дифракційні втрати для такої резонансної системи. І це, крім додаткових омичних втрат. Ці втрати призводять до зниження навантаженої добротності резонансної системи і, як наслідок, зменшення ефективності складання потужностей окремих джерел в резонансному обсязі. При розташуванні окремих джерел у загальному резонансному обсязі має місце сильний зв'язок між ними. Це викликає труднощі в налаштуванні таких суматорів потужності і робить такі системи критичними до розкидання параметрів окремих джерел навіть за малої кількості [21]. У свою чергу, заходи, спрямовані на усунення цих явищ, призводять до суттєвого ускладнення конструкції самої схеми складання окремих джерел у єдиному резонансному обсязі [22].

Тому перспективнішими, як показано в [18], є системи складання потужностей окремих джерел, які розташовані поза резонансним об'ємом. У цьому випадку зв'язок між активними елементами буде слабшим, ніж у схемах складання потужностей джерел, розташованих у резонансному обсязі [23, 24]. Завдяки цьому схеми складання потужностей окремих джерел, винесених з резонансного обсягу, характеризуються простотою налаштування та малою критичністю до розкидання параметрів активних елементів.

6.1.1. Експериментальний стенд

Блок-схема експериментального стенду, з допомогою якого проводилися дослідження з підсумовування потужностей твердотільних джерел у напівсферичному ВР, наведено на рис. 6.1, а її зовнішній вигляд показаний на рис. 6.2 та рис. 6.3.

ВР утворений плоским дзеркалом 19 з апертурою 38 мм та сферичним фокусуєчим дзеркалом 22 з радіусом кривизни $R = 39$ мм та апертурою 38 мм [25, 26]. На плоскому дзеркалі виконані два щілинні елементи зв'язку. Відстань від осі цього дзеркала до центру кожного з двох щілинних елементів зв'язку дорівнює 3.5 мм. Обидва елементи зв'язку є плав-

ними переходами 18 з меншого перерізу 3.6×0.15 мм на основний переріз прямокутного хвилеводу 3.6×1.8 мм (рис. 6.4). За допомогою цих елементів зв'язку в резонаторі збуджується перше вище аксіально-несиметричне коливання TEM_{10q} . На сферичному дзеркалі резонатора також виконані два щілинні елементи зв'язку. Вони є плавними переходами 24 з меншого перерізу 3.6×0.15 мм на основний переріз прямокутного хвилеводу 3.6×1.8 мм (рис. 6.5). Відстань від центру сферичного дзеркала до центрів кожного з двох щілинних елементів зв'язку, розташованих на цьому дзеркалі, дорівнює 5.5 мм. Ця відстань, як і у випадку плоского дзеркала (3.5 мм) визначається максимальним значенням напруженості електричного поля коливання TEM_{10q} ($L/R \approx 0,6$) на обох дзеркалах резонатора. Сигнал з резонатора виводиться за допомогою щілинного елемента зв'язку 24, в ланцюг якого, через відрізок прямокутного хвилеводу 10, під'єднаний поляризаційний атенюатор 6 (рис. 6.3). До стандартного виходу другого хвилеводу 24 через відрізок зігнутого хвилеводу 10 підключений короткозамикаючий поршень 25.

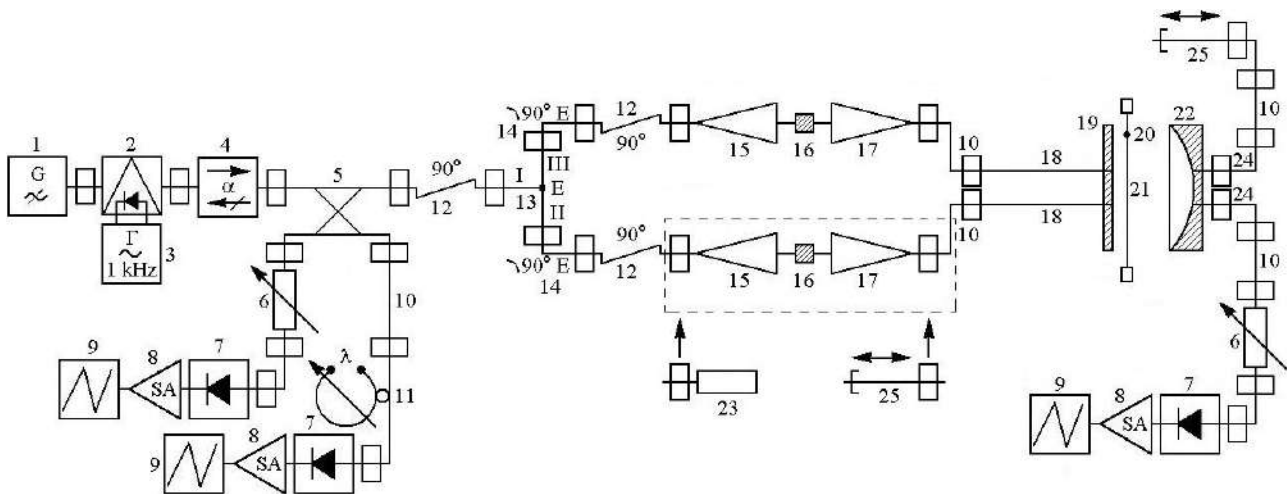


Рис. 6.1. Блок-схема експериментального стенду.

Як твердотільне джерело 1 використовується діод Ганна 3A728B (рис. 6.1), що працює на другій гармоніці основної частоти. Частота генератора дорівнює 74.935 ГГц, вихідна потужність становить 37 мВт. Для розширення динамічного діапазону в схему включений р-і-п модулятор 2, за допомогою якого частотою 1 кГц від звукового генератора 3 ГЗ-106 модулюються ВВЧ коливання, що генеруються діодом Ганна. Для розв'язки генератора та резонатора у схему включений вентиль 4.

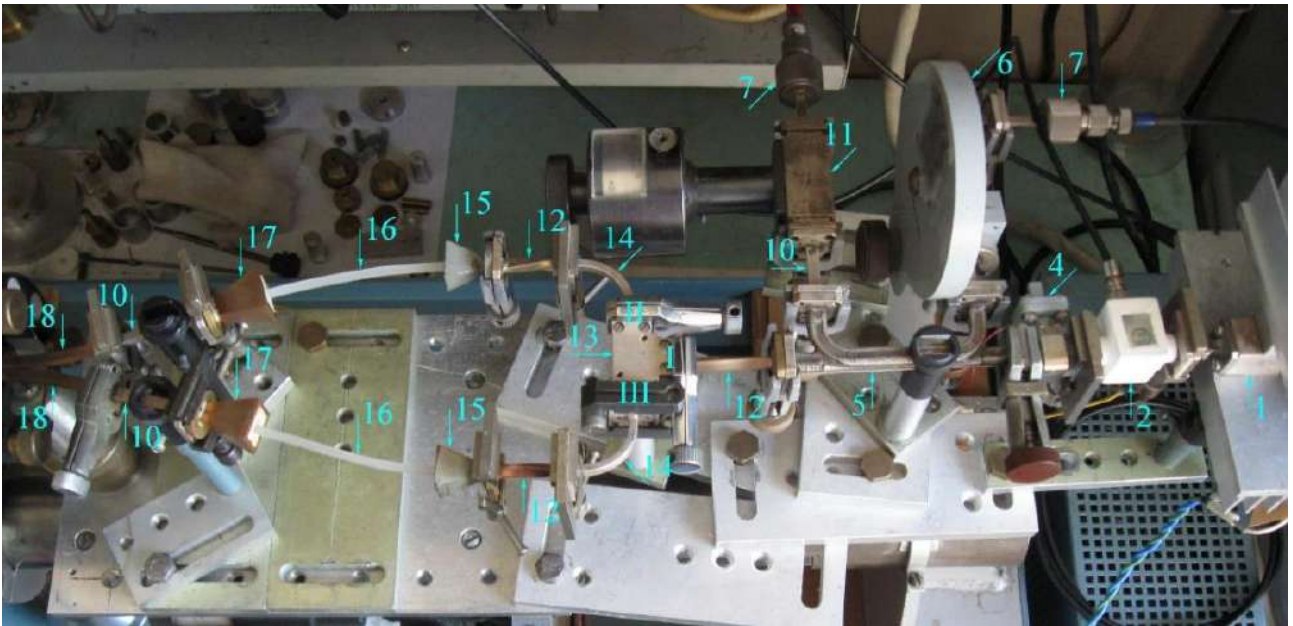


Рис. 6.2. Зовнішній вигляд експериментального стану без резонатора.

У схему включений спрямований відгалужувач 5, що дозволяє контролювати частоту генератора Ганна. У цей тракт входять: відрізок хвилеводу 10, хвилемір 11, детектор 7, резонансний підсилювач 8 (У2-6) і осцилограф 9 (С1-83) (рис. 6.1). До складу спрямованого відгалужувача 5 також включений тракт, що дозволяє вимірювати коефіцієнт відбиття Γ від резонатора. Він включає в себе: поляризаційний атенюатор 6, детектор 7, резонансний підсилювач 8 і осцилограф 9 (рис. 6.1).

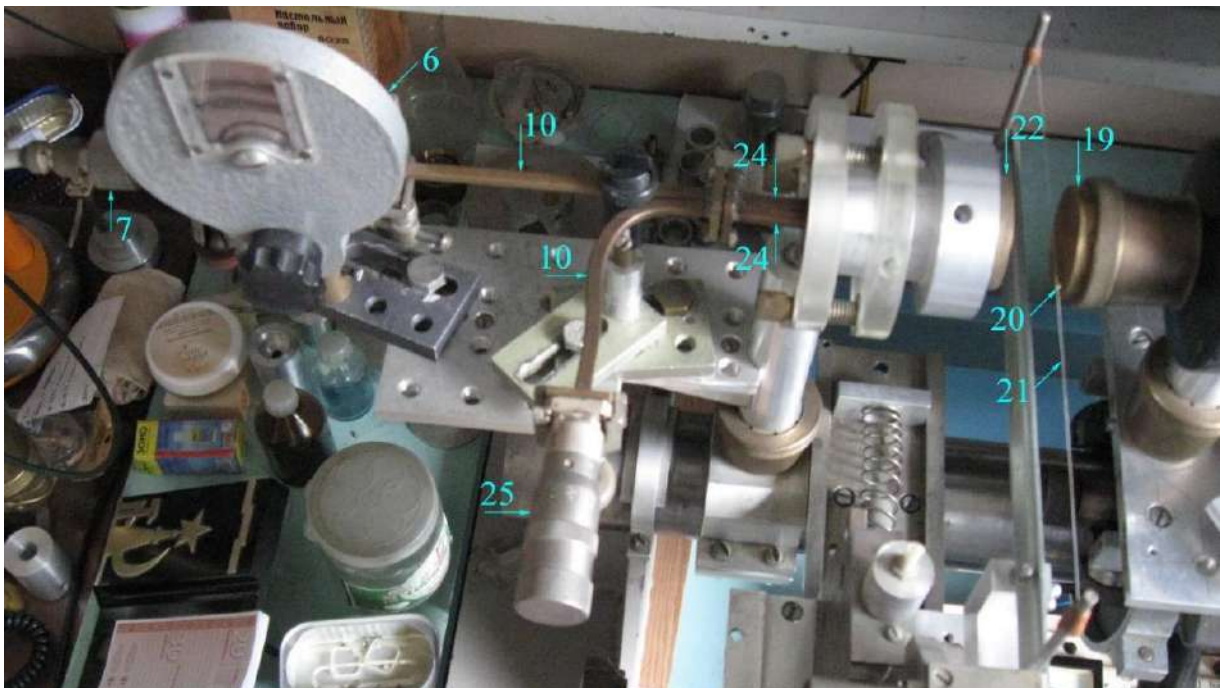


Рис. 6.3. Зовнішній вигляд напівсферичного резонатора, що досліджується

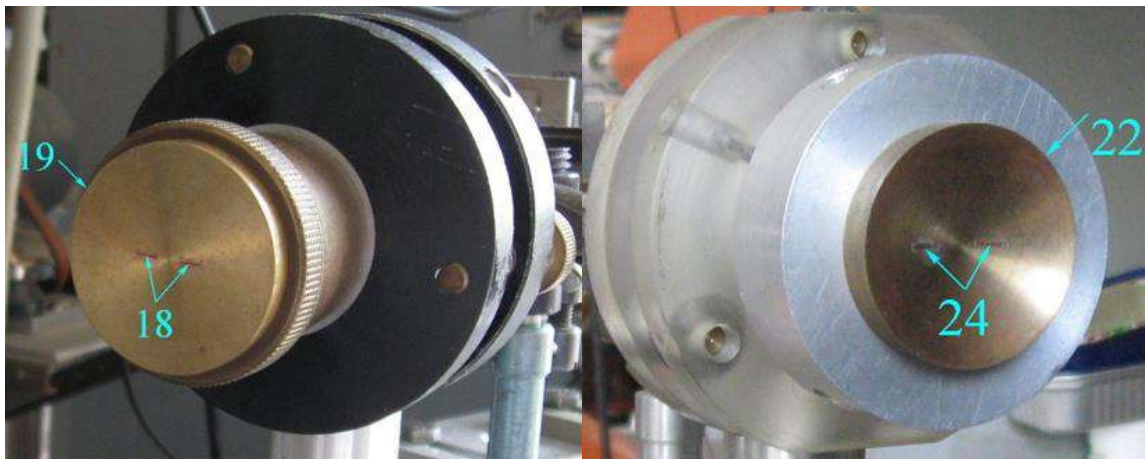


Рис. 6.4. Щілинні елементи зв'язку на плоскому дзеркалі ВР. **Рис. 6.5. Щілинні елементи зв'язку на сферичному дзеркалі ВР**

Відмінна особливість аналізованої блок-схеми полягає в тому, що вона дозволяє за допомогою одного генератора 1 досліджувати підсумовування потужностей двох джерел ВР. Для цього в схему включений хвилевідний E -трійник 13, який з'єднаний із спрямованим відгалужувачем 5 за допомогою хвилевідної скрутки 12 (рис. 6.1, рис. 6.2). Для коливання TEM_{10q} , що збуджується в напівсферичному ВР, що розглядається, вектори напруженостей електричних полів у сусідніх плямах поля протифазні [27]. Якщо в плече I хвилевідного трійника 13 подати сигнал (хвиля TE_{10} прямокутного хвилеводу), то потужність цієї хвилі поділиться порівну між плечима II і III. При цьому на однаковій відстані від розгалуження (це 20 мм для хвилевідного трійника зперерізом 3.6×1.8 мм) електричні поля хвиль TE_{10} у плечах II і III будуть протифазні. Якщо елементи, що підключаються до плечей II і III, а саме: хвилевідні вигини в E -площині 14, хвилевідні скручування 12, пірамідальні рупори 15, відрізки діелектричних хвилеводів 16, пірамідальні рупори 17 та відрізки прямокутних хвилеводів 10 будуть мати однакову довжину, то електричні поля хвиль TE_{10} , що поширюються обома трактами (плечі II і III), на вході в резонатор будуть протифазні. При цьому необхідно, щоб втрати в обох описаних трактах (рис. 6.1, рис. 6.2) були однакові. Тоді амплітуди сигналів на вході до резонатора також будуть однаковими. Хвилевідні переходи 18 з меншого перерізу на стандартний мають однакову довжину. А це якраз і потрібно для збудження в резонаторі коливання TEM_{10q} з високою ефективністю. Діелектричні хвилеводи 16 мають поперечний переріз 3.6×2.0 мм. Розкрити рупорів 15 становлять 14.5×11.5 мм за довжини 19.5 мм, а рупорів 17 — 14.5×10.5 мм за довжини 26.5 мм.

Сигнал з резонатора, як було сказано вище, виводиться за допомогою одного з двох щілинних елементів зв'язку 24 через поляризаційний атенюатор 6 надходить на детектор 7, а далі через резонансний підсилювач 8 на осцилограф 9 (рис. 6.1, рис. 6.3). Для знаходження резонансного коефі-

цієнта передачі K_{transm} використовуємо наступну процедуру. Після налаштування системи в резонанс за допомогою стрілочного приладу селективного підсилювача 8 фіксуємо за допомогою вимірювального поляризаційного атенюатора 6 рівень сигналу на виході ВР. Нехай він дорівнює N_1 (дБ). Після проведення всього циклу вимірювань на виході спрямованого відгалужувача 5 замість хвилевідного E -трійника підключаємо приймальний тракт, що складається з фазообертача, поляризаційного атенюатора 6, детектора 7 і селективного підсилювача 8. За допомогою фазообертача досягаємо максимального рівня сигналу по стрілочному приладі селективного підсилювача 8. Змінюючи внесене в тракт згасання, використовуючи атенюатор 6, досягаємо того ж рівня сигналу по підсилювачу 8. Нехай рівень сигналу в цьому випадку буде дорівнює N_2 (дБ). Тоді коефіцієнт передачі по полю $K_{transm} = 10^{-\Delta N/20}$, де $\Delta N = N_2 - N_1$ (дБ).

Оцінимо втрати в елементах тракту, що наведений на рис. 6.1. Вимірювання проводилися за допомогою панорамного вимірювача КСХН та згасання Р2-69. Спочатку оцінимо прямі та зворотні втрати феритового вентиля ФВВ1-37Г, який включений у хвилевідний тракт для розв'язування генератора та хвилевідного тракту. На рис. 6.6 наведені прямі втрати вентиля, що розглядається, в смузі частот 74–76 ГГц. Як бачимо, на частоті генератора 74.935 ГГц прямі втрати становлять величину -0.53 дБ.

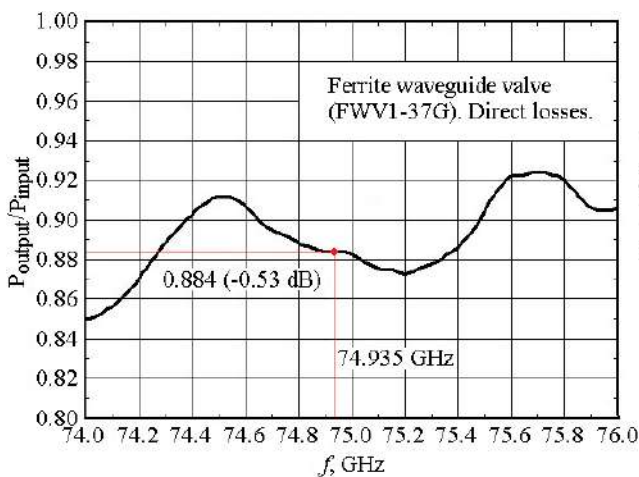


Рис. 6.6. Прямі втрати феритового вентиля у смузі частот

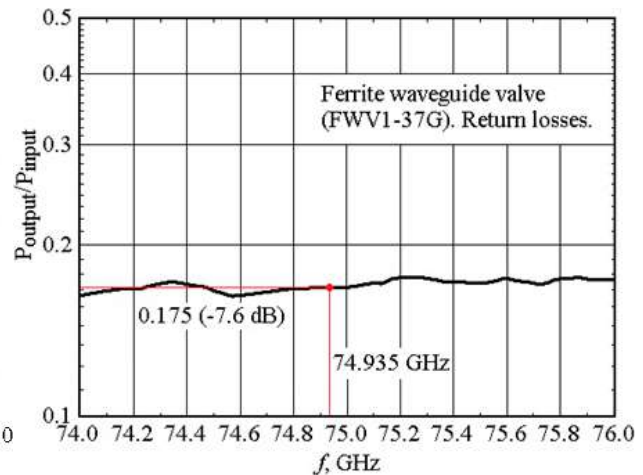


Рис. 6.7. Зворотні втрати феритового вентиля у смузі частот

На рис. 6.7 наведено залежність зворотних втрат хвилевідного вентиля, що розглядається, від частоти. З рисунка видно, що на частоті генератора на діоді Ганна зворотні втрати феритового вентиля ФВВ1-37Г становлять -7.6 дБ, тобто, відбитий у бік генератора сигнал послаблюється більше, ніж у 5.7 раз по потужності. Це достатня величина, щоб забезпечити розв'язку генератора із хвилевідним трактом.

Тепер ми оцінимо втрати в плечах хвилевідного E -трійника $I \rightarrow II$ та $I \rightarrow III$, зовнішній вигляд яких показаний на рис. 6.8. Результати вимірювань згасань, що вносяться в кожному з плечей хвилевідного трійника за допомогою панорамного вимірювача КСХН і згасання Р2-69 представлені на рис. 6.9 та рис. 6.10.

Як легко помітити з наведених рисунків, на робочій частоті 74.935 ГГц за допомогою досліджуваного хвилевідного трійника в E - площині сигнал ділиться практично навпіл між плечима II і III. Це за умови, що основна хвилевідна хвиля TE_{10} надходить у плече I (рис. 6.8). Відмінність втрат у плечах II та III трійника не перевищує 0.03 дБ.

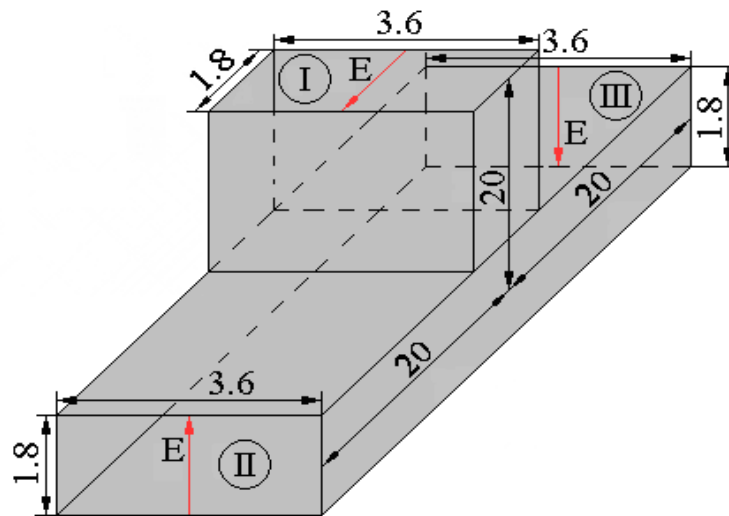


Рис. 6.8. Зовнішній вигляд хвилевідного трійника 4-х мм діапазону довжин хвиль в E -площині

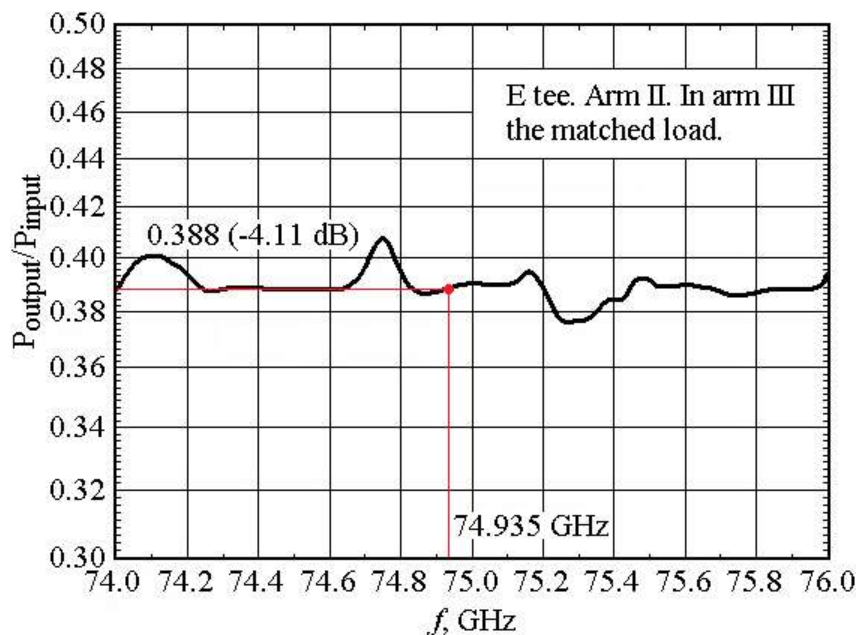


Рис. 6.9. Втрати в плечі хвилевідного E - трійника $I \rightarrow II$

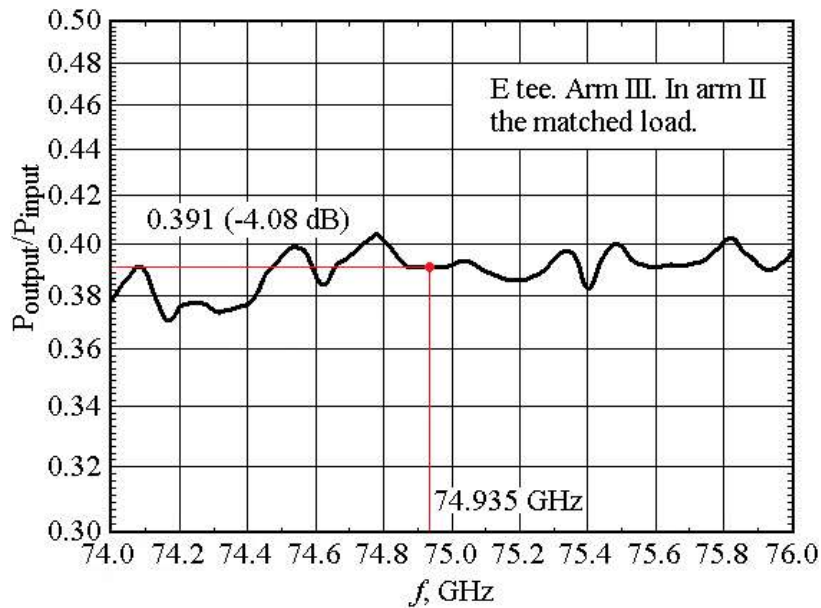


Рис. 6.10. Втрати в плечі хвилевідного E - трійника $I \rightarrow III$

Як легко помітити з наведених рисунків, на робочій частоті 74.935 ГГц за допомогою досліджуваного хвилевідного трійника в E -площині сигнал ділиться практично навпіл між плечима II і III. Це за умови, що основна хвилевідна хвиля TE_{10} надходить у плече I (рис. 6.8). Відмінність втрат у плечах II та III трійника не перевищує 0.03 дБ.

Як наступний крок, визначаємо втрати, які вносяться частиною хвилевідного тракту, показаного на рис. 6.1. Зовнішній вигляд вимірювального стенда показаний на рис. 6.11. На цьому рисунку блок генератора позначається цифрою 27, а цифрою 28 позначається індикаторний блок панорамного вимірювача КСХН та згасання P2-69. Цифра 29 позначає оптичну лавку, на якій збирається вимірювальна установка. На рис. 6.11 цифрою 26 позначається хвилевідний згин в H - площині. Усі інші позначення такі ж, як на рис. 6.1. Ми оцінювали втрати, введені частиною хвилевідного тракту (рис. 6.11), що включає: сегменти хвилеводів 10 (за винятком сегмента хвилеводу, підключеного безпосередньо до блоку генератора 1), хвилевідний вентиль 4, хвилевідні скрутки 12, хвилевідний трійник в E -площині 13, хвилевідний згин в E -площині 14, пірамідальні рупори 15 і 17, сегмент діелектричного хвилеводу 16. Рис. 2.12 показує загальні втрати зазначених елементів тракту при підключенні до плеча II хвилевідного трійника 13 узгодженого навантаження 23 через згин хвилеводу 14.

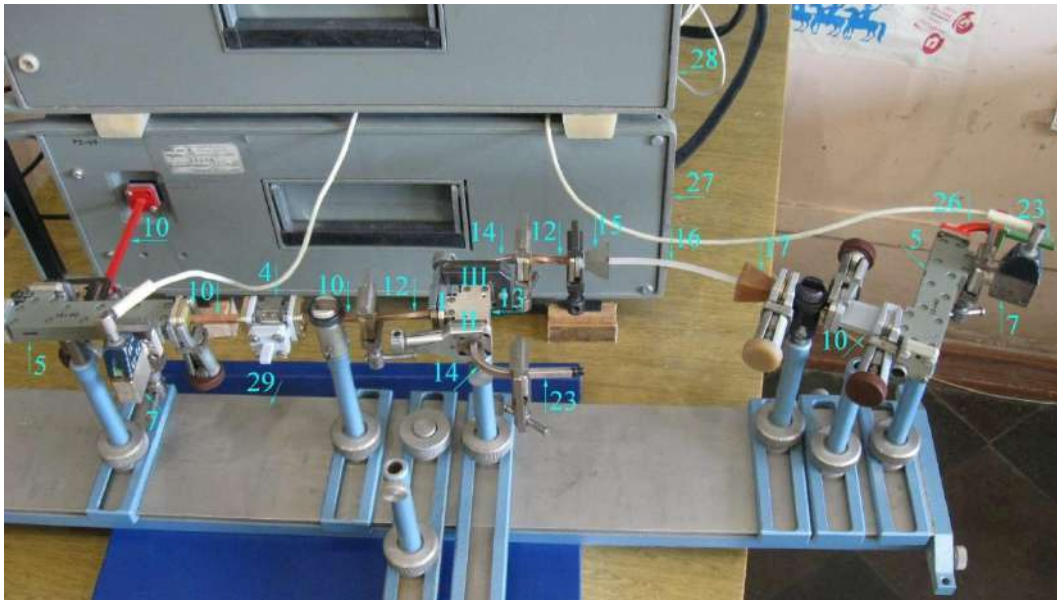


Рис. 6.11. Стенд для визначення втрат в елементах вимірювального тракту

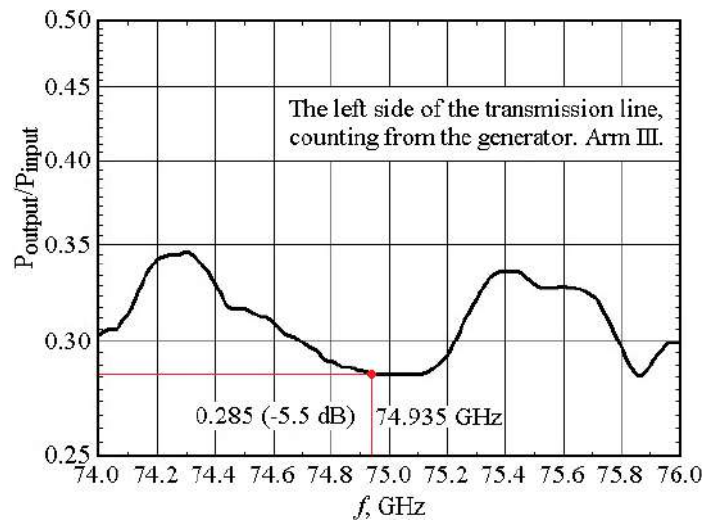


Рис. 6.12. Загальні втрати в сегменті тракту, що включає плече I → III хвильовідного E-трійника

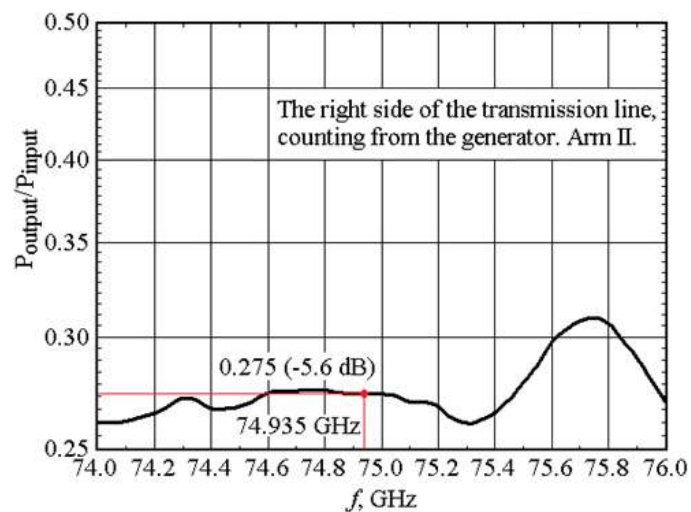


Рис. 6.13. Загальні втрати в сегменті тракту що включає плече I → II хвильовідного E-трійника

З наведеного рисунка бачимо, що на частоті 74.935 ГГц сумарні втрати становлять -5.5 дБ. Як було зазначено вище, прямі втрати вентиля становлять -0.53 дБ (рис. 6.6). Втрати у плечі I→III хвилевідного трійника на зазначеній частоті становлять -4.08 дБ (рис. 6.10). Сумарні втрати у вентилі та плечі III хвилевідного трійника становлять -4.61 дБ. Таким чином, втрати в частині тракту, що включає пірамідальні рупори 15, 17 і діелектричний хвилевід 16, складають -0.89 дБ. Втратами у відрізках хвилеводів 10 нехтуємо. Це говорить про гарне узгодження діелектричного хвилеводу 16 з обома пірамідальними рупорами 15 і 17. І це завдяки заповненню пінопластом розкривів пірамідальних рупорів, що розглядаються.

Тепер проаналізуємо сумарні втрати зазначених елементів тракту при підключенні узгодженого навантаження 23 до плеча III хвилевідного трійника 13 знову ж таки через хвилевідний згин в *E*-площині 14. До плеча II хвилевідного трійника в цьому випадку підключаються: хвилевідний згин в *E*-площині 14, пірамідальні рупори 15 і 17, відрізок діелектричного хвилеводу 16, відрізок хвилеводу 10 (рис. 6.11).

Як видно з рис. 6.13, загальні втрати на частоті генератора на діоді Ганна в цьому випадку становлять -5.6 дБ. Втрати в зазначеному плечі хвилевідного трійника становлять -4.11 дБ (рис. 2.9). Як показано вище, прямі втрати у хвилевідному вентилі -0.53 дБ (рис. 6.6). Отже, загальні втрати в пірамідальних рупорах 15, 17, і діелектричному хвилеводі 16 становлять — 0.96 дБ. У цьому випадку ми також можемо говорити про гарне узгодження. Втрати в обох плечах відрізняються лише на -0.07 дБ. Таким чином, у нас майже рівні втрати у двох трактах, які включають, з одного боку, плече I→II хвилевідного трійника, а з іншого плече I→III хвилевідного трійника. У той же час, сигнали біля входу в резонатор (хвилеводи 18, рис. 6.2), крім того, що мають однакові амплітуди, будуть протифазні. Це особливість хвилевідного трійника в *E*-площині (рис. 6.8). Отже, ми можемо говорити про ефективне збудження першого вищого аксіально-несиметричного коливання TE_{M10q} у напівсферичному ВР за допомогою щільних елементів зв'язку, здійснених на плоскому дзеркалі. У цьому випадку використовується запропонована схема подачі збудження резонатора, яка показана на рис. 6.1.

6.1.2. Вивчення підсумовування потужностей у ВР

На першому етапі, в плечі II хвилевідного *E*-трійника, після хвилевідного згину в *E*-площині 14 та хвилевідної скрутки 12, розташоване узгоджене навантаження 23. До виходу відрізка прямокутного хвилеводу 10, що входить до цієї частини хвилевідного тракту, приєднується короткозамикаючий поршень 25 (рис. 6.1, рис. 6.2). Результати вимірювання показані на рис. 6.14 (крива 2). Як видно з приведеного графіку, резонансний

коефіцієнт передачі $K_{transm}^{(III)}$ зростає в міру зменшення відстані між дзеркалами.

Це пов'язано зі зменшенням дифракційних та омичних втрат для коливань, що розглядаються, коли дзеркала резонатора наближаються одне до одного. Різке падіння $K_{transm}^{(III)}$ при $L/R = 0.49$ пов'язане з напівконфокальною геометрією резонатора, що розглядається. У цьому випадку коливання TEM_{109} взаємодіє з одним з найвищих коливань у резонаторі. У цьому випадку ми говоримо про коливання TEM_{309} , яке має той самий клас симетрії, що і наше коливання. При $L/R = 0.331$ коливання TEM_{106} взаємодіє з якимось ще вищим коливанням, що збуджується в півсферичному резонаторі, використовуючи один щілинний елемент зв'язку. Це також призводить до зменшення $K_{transm}^{(III)}$.

Тепер змінюємо схему експериментальної установки. У плечі III хвилевідного E -трійника після хвилевідного згину в E -площині 14 і хвилевідної скрутки 12 розташовується узгоджене навантаження 23 (рис. 6.1). До виходу відрізка прямокутного хвилеводу 10, що входить до цієї частини хвилевідного тракту, приєднується короткозамикаючий поршень 25. Резонатор збуджується через другий щілинний елемент зв'язку, підключений до хвилевідного тракту, з'єднаного з плечем II хвилевідного трійника. Результати вимірів показано на рис. 6.14 (крива 3).

З наведеного рисунка видно, що поведінка $K_{transm}^{(II)}$ при зменшенні відстані між дзеркалами резонатора повністю повторює поведінку $K_{transm}^{(III)}$. Відмінність полягає в тому, що в діапазоні зміни відстаней між дзеркалами резонатора $L/R = 0.172-0.651$ $K_{transm}^{(II)}$ трохи менше, ніж $K_{transm}^{(III)}$. Це пов'язано, мабуть, з відмінністю сумарних втрат у трактах, що включають плечі II (-5.6 дБ) або III (-5.5 дБ) хвилевідного трійника 13.

Тепер збуджуємо резонатор двома щілинними елементами зв'язку, виконаними на плоскому дзеркалі (рис. 6.1, рис. 6.4). Залежність резонансного коефіцієнта передачі $K_{transm}^{(I)}$ від зміни нормованої відстані L/R між дзеркалами ВР також показано на рис. 6.14 (крива 1). Загальна поведінка $K_{transm}^{(I)}$ аналогічна поведінці $K_{transm}^{(II)}$ та $K_{transm}^{(III)}$. Відмінність полягає в тому, що при збудженні резонатора за допомогою двох щілинних елементів зв'язку резонансний коефіцієнт передачі стає суттєво вищим у всьому діапазоні перебудови ВР.

Проаналізуємо, як поводитиметься коефіцієнт підсумовування потужностей двох джерел K_{summ}^2 при зміні відстані між дзеркалами резонатора. Для знаходження коефіцієнта підсумовування потужностей скористаємося формулою $K_{summ}^2 = [K_{transm}^{(I)}]^2 / [K_{transm}^{(II)2} + K_{transm}^{(III)2}]$. Результати розрахунку подано на рис. 6.15.

З рисунка видно, що максимальний коефіцієнт підсумовування потужностей дорівнює 0.719 при $L/R = 0.596$ та $L/R = 0.384$. У той самий час має місце різке падіння коефіцієнта підсумовування потужностей, коли у резонаторі робоче коливання взаємодіє з коливанням TEM_{309} ($L/R = 0.49$). При $L/R = 0.225$ падіння K_{summ}^2 обумовлено поведінкою $K_{transm}^{(I)}$, $K_{transm}^{(II)}$ та $K_{transm}^{(III)}$. Таким чином, для ефективного підсумовування потужностей у ВР, в останньому має збуджуватися лише робоче коливання.

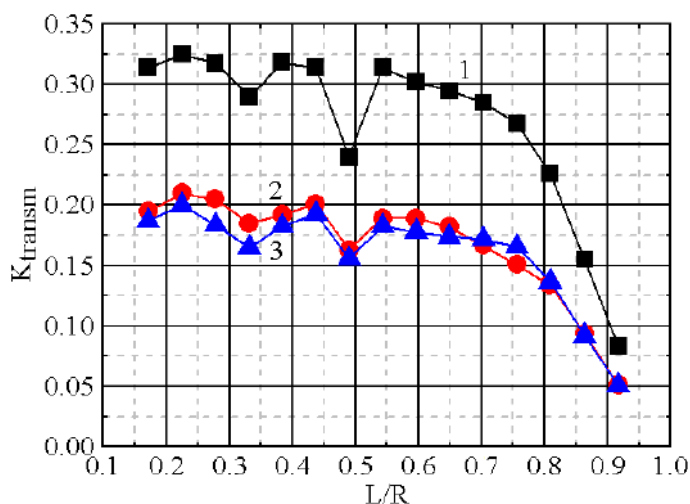


Рис. 6.14. Графік залежностей K_{transm} від L/R при збудженні коливання TEM_{10q} за допомогою щілинних елементів зв'язку

Щоб зрозуміти, які відстані між дзеркалами ВР ($L/R < 0,5$ або $L/R > 0,5$) доцільно використовувати для підсумовування потужностей окремих джерел, необхідно визначити навантажені добротності Q_H для обох зазначених відстаней. Це пов'язано з тим, що чим більше добротність резонансної системи, тим нижчий рівень фазових шумів вихідного сумарного сигналу [28, 29].

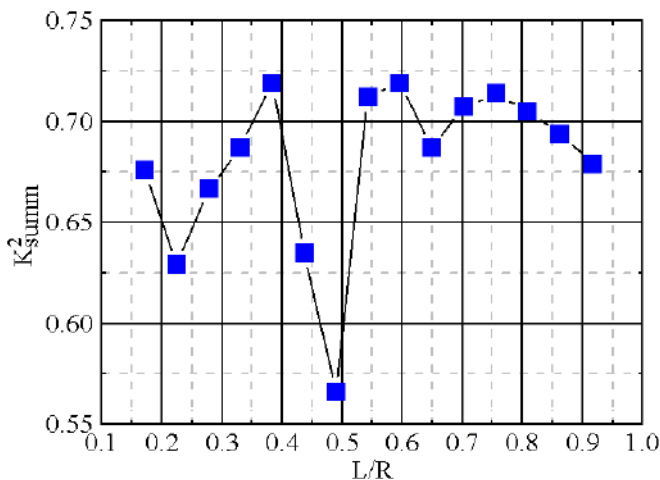


Рис. 6.15. Поведінка коефіцієнта підсумовування потужностей двох джерел у ВР при зміні відстані між дзеркалами

Оскільки ми працюємо на фіксованій частоті, то знаходження навантажених добротностей Q_H коливань TEM_{1011} ($L/R = 0.596$) і TEM_{107} ($L/R = 0.384$) скористаємося формулою $Q_H = L/\Delta l$ [30]. Тут L — це резонансна відстань, що відповідає максимальному значенню коефіцієнта передачі, $\Delta l = L_1 - L_2$. Значення L_1 та L_2 відповідають відстаням між дзеркалами резонатора, при яких коефіцієнт передачі зменшується на -3дБ. В результаті проведених експериментальних досліджень було встановлено, що навантажена добротність коливання TEM_{1011} дорівнює 528, а навантажена добротність коливання TEM_{107} становить 332. На підставі сказаного вище, обираємо відстань між дзеркалами резонатора, що відповідає максимальному значенню навантаженої добротності робочого коливання. Для коливання TEM_{00q} , що збуджується в напівсферичному ВР, режим максимального значення навантаженої добротності має місце при $L/R = 0.7-0.75$ [31, 32], а для коливання TEM_{10q} цьому режиму відповідає $L/R \approx 0.6$ [33].

Як було показано вище, такій відстані між дзеркалами резонатора, що розглядається, відповідає коливання TEM_{1011} . Розглянемо структуру поля цього коливання у ВР. І тому скористаємося методом пробного тіла [27]. Розподіл поля вимірюватимемо за допомогою пробного тіла 20, закріпленого на капроновій нитці 21 (рис. 6.1, рис. 6.3). Діаметр пробного тіла, що є металевою кулькою, дорівнює 1 мм. Вимірювання проводяться в площині векторів \vec{H} хвиль TE_{10} в щілинних елементах зв'язку 18, виконаних на плоскому дзеркалі (рис. 6.4), у першій пучності електричної компоненти поля стоячої хвилі в резонаторі, рахуючи від зазначеного дзеркала. Результати вимірювань показано на рис. 6.16 (крива 1). Для того, щоб побудувати розрахунковий розподіл поля коливання TEM_{1011} на плоскому дзеркалі резонатора, необхідно визначити резонансну відстань, що відповідає коливанню TEM_{0011} . Це пов'язано з тим, що амплітудний розподіл всіх вищих коливань ВР описується через розмір плями поля w_0 основного коливання. Як виявилось, це коливання збуджується у ВР при $L/R = 0.58$ ($R = 39$ мм). Для обчислення радіуса плями поля w_0 коливання TEM_{0011} на плоскому дзеркалі скористаємося формулою [34]:

$$w_0 = \sqrt{\frac{\lambda}{\pi} R \sqrt{\frac{L}{R} \left(1 - \frac{L}{R}\right)}}. \quad (6.1)$$

Тут $\lambda = 4.003$ мм ($f = 74.935$ ГГц). Після підстановки у вираз (6.1) числових значень отримаємо, що $w_0 = 4.953$ мм. Для побудови розрахункового розподілу поля коливання TEM_{1011} на плоскому дзеркалі резонатора використовуємо вираз

$$|E/E_{\max}| = \left| \frac{\sqrt{2} e^x}{w_0} \exp \left[-(x/w_0)^2 \right] \right|. \quad (6.2)$$

Результати розрахунку за формулою (6.2) подано на рис. 6.16 (крива 2).

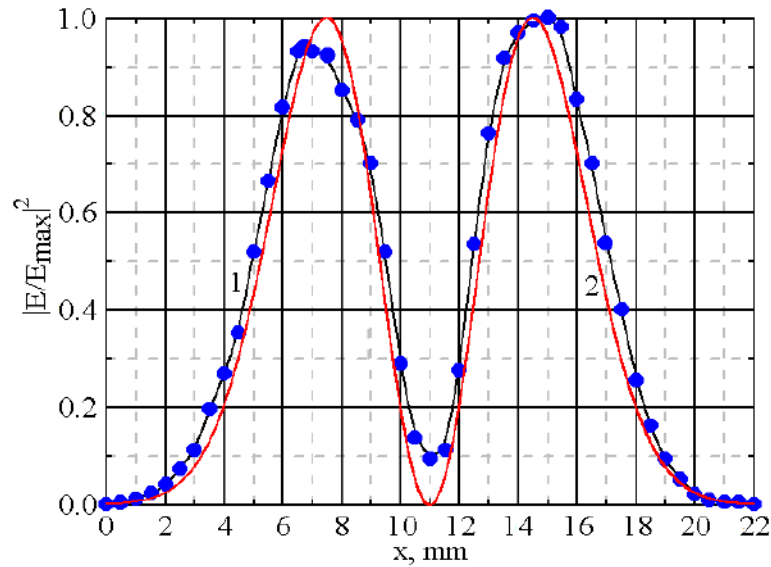


Рис. 6.16. Структура поля коливання TEM_{1011} на плоскому дзеркалі напівсферичного ВР

З наведеного рисунка бачимо хороший якісний збіг розрахунку та експерименту. Відносна похибка відмінності розрахункового значення амплітудного розподілу поля коливання TEM_{1011} , що розглядається, від виміряного не перевищує 25%. Така відмінність зумовлена наступним. Як сказано вище, ми використовуємо пробне тіло, що розсіює, діаметром 1 мм. Навантажена добротність коливання, що розглядається, дорівнює 528. У роботі [35] наведено рівняння, що описує експериментальну залежність діаметра розсіюючого зонда s від навантаженої добротності Q_H резонатора

$$\frac{s}{\lambda} = 10^{0.062 - \frac{\lg Q_H}{4.938}} \quad (6.3)$$

Як видно з рівняння (6.3), при заданих λ та Q_H можна вибрати діаметр розсіюючого зонда s , що забезпечує графічний збіг виміряного і розрахункового розподілів полів досліджуваного коливання у ВР. Для зазначених значень навантаженої добротності Q_H і резонансної частоти $f = 74.935$ ГГц діаметр пробного тіла повинен дорівнювати 1.3 мм. Саме цим і зумовлено відмінність розрахунку та експерименту.

6.2. Складання потужностей у ВР з апертурними елементами зв'язку

У попередньому підрозділі проведено дослідження з підсумовування потужностей двох джерел у відкритому напівсферичному резонаторі, включеному в хвилевідну лінію передачі. У резонаторі за допомогою двох щілинних елементів зв'язку, розташованих на плоскому дзеркалі, збуджувався перший вище аксіально-несиметричне коливання TEM_{10q} . Було показано, що коефіцієнт підсумовування у цьому разі не перевищує 72% [25]. Але тут є один важливий момент. При щілинному способі збудження ВР завжди з'являється випромінювання у зовнішній простір [36]. Це пов'язано з тим, що ширина діаграми спрямованості щілинного елемента зв'язку, виконаного на одному з дзеркал резонатора, завжди ширше апертури протилежного дзеркала. Це випромінювання впливатиме не тільки на зв'язок резонатора із хвилевідною лінією передачі, але і призводить до додаткових втрат для такої резонансної системи. Іноді ВР повинен використовуватись у металевому екрані. Це стосується тих випадків, коли потрібно працювати з високими рівнями потужності. Наприклад, під час підсумовування в резонаторі потужностей кількох магнетронів, при побудові на базі ВР компресорів електромагнітних імпульсів [37]. Металевий екран при щілинному способі збудження коливань в ВР призведе до згущення спектра коливань за рахунок збудження додаткових коливань у такій резонансній системі [38]. Ще один із недоліків щілинного способу збудження полягає в складності створення ВР з наперед заданими значеннями коефіцієнтів відбиття або передачі. Тому, при використанні резонатора у складі хвилевідної лінії передачі доцільно застосовувати апертурний спосіб збудження коливань у ВР [39].

Основна перевага такого способу збудження коливань в резонаторі полягає в тому, що він дозволяє розділити функції узгодження по полю та зв'язку. Обираючи певним чином геометричні розміри елементів зв'язку, можна узгодити структури збуджуючого E_e (хвилевідна хвиля) і робочого E_w (коливання резонатора) полів. Зв'язок резонатора з хвилевідною лінією передачі регулюється параметрами одновимірних E -поляризованих дифракційних решіток, що розташовуються в розкривах апертурних елементів зв'язку. Такі елементи зв'язку через зменшення втрат на випромінювання повинні забезпечити більш високий коефіцієнт підсумовування потужностей окремих джерел у ВР. Поляризаційні дротяні решітки також використовуються в ряді пристроїв та схем в області більш вищих частот [40]. Наприклад, у терагерцевому діапазоні частот підсумовування потужностей було реалізовано в схемі поляризаційного інтерферометра Майкельсона [41], де замість хвилевідного трійника і хвилевідних елементів використовувалися поляризаційні решітки, встановлені в квазіоптичному дільнику

променя разом з функціональними елементами на основі порожнього діелектричного променеводу.

З іншого боку, при апертурному способі збудження коливань в резонаторі повинна мати місце кутова селекція спектра. Тому представляє практичний інтерес розглянути підсумовування потужностей двох джерел у напівсферичному ВР. У резонаторі за допомогою апертурних елементів зв'язку збуджується, як і в попередньому розділі, перше вище аксіально-несиметричне коливання TEM_{10q} . Дослідженню цього питання і присвячено цей підрозділ.

6.2.1. Опис експериментального стенду

Блок-схема експериментального стенду, за допомогою якого проводилися дослідження щодо підсумовування потужностей окремих джерел у напівсферичному ВР, докладно описана у підрозділі 6.1.1 (рис. 6.1). Всі елементи, що входять до схеми, ті самі, що й у попередньому підрозділі. Радіус кривизни R сферичного дзеркала 22 з двома щілинними елементами зв'язку дорівнює 39 мм (рис. 6.17). Відрізняється лише плоске дзеркало із елементами зв'язку. Апертура цього дзеркала, як і раніше, дорівнює 38 мм. Симетрично щодо осі резонатора розташовані два апертурні елементи зв'язку (рис. 6.17), які являють собою пірамідальні рупори [42, 43]. Довжини таких елементів зв'язку 18 дорівнюють 85 мм (рис. 6.18). Їхні геометричні розміри в площині дзеркала 19 $a' \times b = 6.9 \times 9.6$ мм (рис. 6.19). Цифрами II та III на рис. 6.17 позначені плечі хвилевідного E -трійника, як і на рис. 6.1.

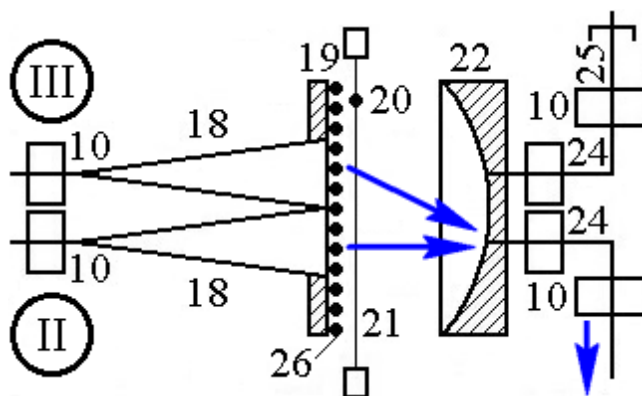


Рис. 6.17. ВР з апертурними елементами зв'язку

Усі позначення на рис. 6.17 ті самі, що й у підрозділі 6.1. Тут цифрами 18 позначені два апертурні елементи зв'язку. У їх розкриттях розташована одновимірніа E -поляризована дифракційна решітка 26. Вона являє собою металеве кільце, зовнішній діаметр якого дорівнює 50 мм,

внутрішній — 40 мм, висота — 5 мм. На цьому кільці намотана решітка вольфрамовим дротом діаметром 0.02 мм (рис. 6.19).

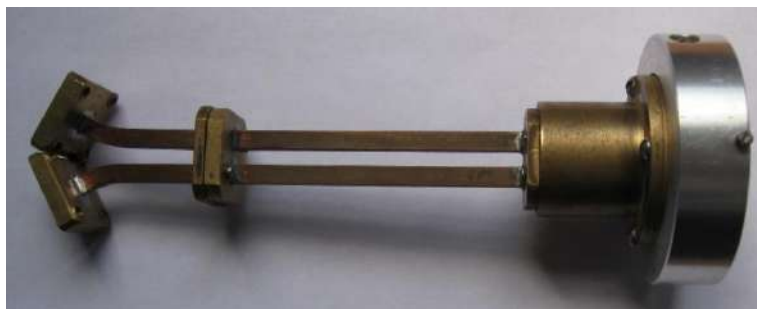


Рис. 6.18. Плоске дзеркало резонатора з підводним хвилеводом

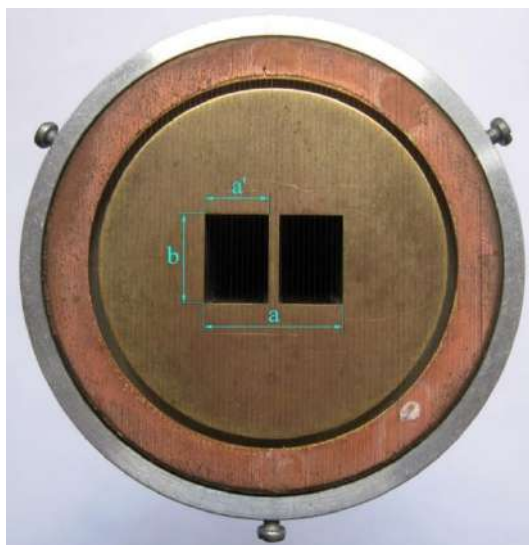


Рис. 6.19. Плоске дзеркало резонатора з апертурними елементами зв'язку

Відомо, що для отримання високого значення коефіцієнта використання поверхні (КВП) дзеркальних антен необхідно узгодити поля у фокальній площині рефлектора та в розкритті опромінювача [44]. З фізичної точки зору це аналогічно узгодженню поля резонатора з полем хвилі, що поширюється по хвилеводу, розташованому в центрі плоского дзеркала. З урахуванням сказаного визначимо ефективність збудження η першого вищого аксіально-несиметричного коливання TE_{10q} в напівсферичному ВР за допомогою прямокутного хвилеводу перетином $a \times b$ (рис. 6.19). Хвилевід розташований у центрі плоского дзеркала і по ньому поширюється хвиля TE_{20} , як показано на рис. 6.20, А.

Для цього скористаємося співвідношенням [45]

$$\eta = \left| \int_{-a/2}^{a/2} \int_{-b/2}^{b/2} \vec{E}_e(x, y) \vec{E}_w^*(x, y) dx dy \right|^2 / \left(\|\vec{E}_e(x, y)\|^2 \|\vec{E}_w(x, y)\|^2 \right). \quad (6.4)$$

Позначка *) позначає комплексно-сполучену функцію. У співвідношенні (6.4) електрична компонента поля хвилі TE₂₀ у хвилеводі ($\overset{1}{E}_e$) визначається виразом [45]

$$\overset{1}{E}_e(x, y) = \overset{1}{E}_{20}(x, y, 0) = C_0 \overset{r}{e}_{20}(x, y). \quad (6.5)$$

Тут $\overset{r}{e}_{20}(x, y)$ — поперечна власна функція хвилі TE₂₀, яка має вигляд [46]

$$\overset{r}{e}_{20}(x, y) = \frac{1}{N_{20}} \left(\frac{2\pi}{a} \sin \frac{2\pi x}{a} y_0 \right), \quad (6.6)$$

де $C_0 = ik_0 W_0 \mu_0$, $k_0 = \omega \sqrt{\varepsilon_0 \mu_0}$, [М⁻¹], $\omega = 2\pi f$ — кругова частота, [Гц], $W_0 = \sqrt{\mu_0 / \varepsilon_0} = 120\pi$, [Ом], $\varepsilon_0 = 10^{-9} / (36\pi)$, [Ф/м], $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7}$, [Гн/м], $N_{20} = \chi_{20} \sqrt{ab/2}$ — константа нормування, $\chi_{20}^2 = (2\pi/a)^2$.

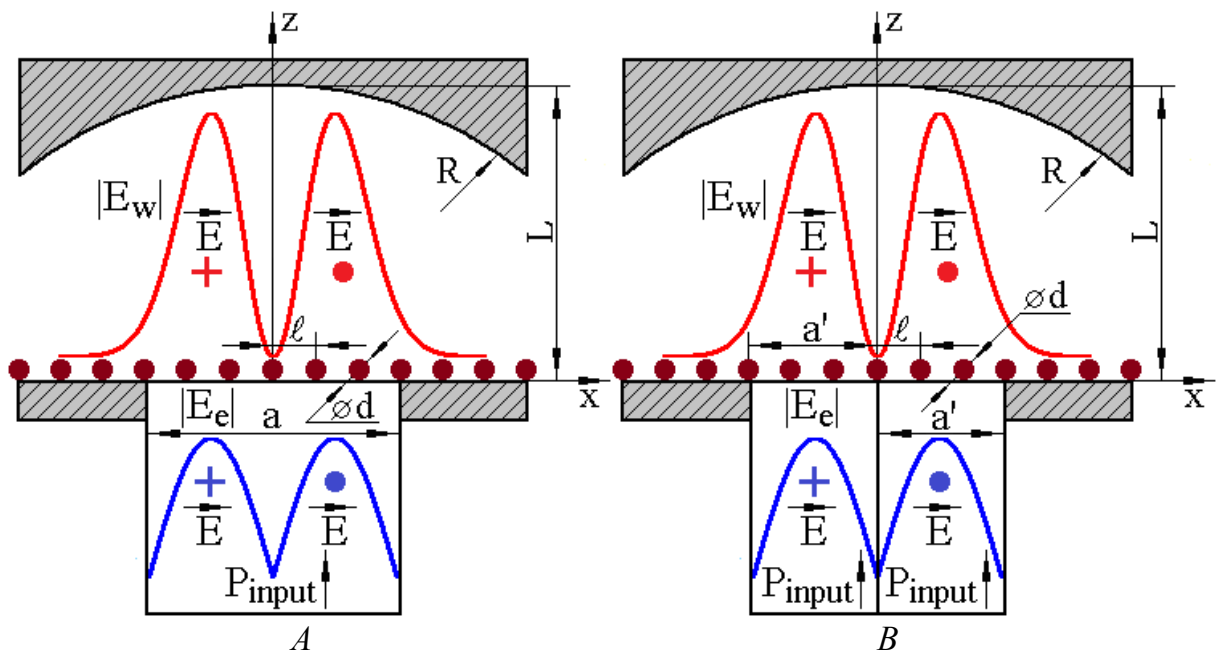


Рис. 6.20. Модель ВР, що розглядається

Запишемо розподіл електричної компоненти поля робочого коливання TEM_{10q} у площині $z = 0$ [47]

$$\overset{r}{E}_w(x, y) = A_{10} \frac{2\sqrt{2}}{w_0} x \exp\left(-\frac{x^2 + y^2}{w_0^2}\right) \overset{r}{y}_0. \quad (6.7)$$

Тут A_{10} — амплітудний коефіцієнт, w_0 — як і вище, радіус плями поля основного коливання резонатора TEM_{00q} на плоскому дзеркалі.

Величини $\|\vec{E}_e(x,y)\|^2$ та $\|\vec{E}_w(x,y)\|^2$, що входять до співвідношення (6.4) — це квадрати норм функцій полів, що збуджується та робочого, які визначаються виразами

$$\|\vec{E}_e(x,y)\|^2 = |C_0|^2, \quad (6.8)$$

$$\|\vec{E}_w(x,y)\|^2 = A_{10}^2 \pi w_0^2. \quad (6.9)$$

Після підстановки (6.5), (6.7), (6.8), (6.9) в (6.4) та, пропускаючи проміжні розрахунки, отримуємо співвідношення для величини η в аналітичному вигляді

$$\eta = \frac{4\pi^3}{\tilde{a}^3 \tilde{b}} \Phi^2\left(\frac{\tilde{b}}{2}\right) e^{-2\left(\frac{\pi}{\tilde{a}}\right)^2} \left[2 + e^{\left(\frac{\pi}{\tilde{a}}\right)^2 - \left(\frac{\tilde{a}}{2}\right)^2} (W(g) + W^*(g)) \right]^2. \quad (6.10)$$

Тут $\tilde{a} = a/w_0$, $\tilde{b} = b/w_0$, $\Phi(\tilde{b}/2)$ — інтеграл імовірності, $W(g)$ — інтеграл імовірності комплексного аргументу, $g = (\pi/\tilde{a}) + j(\tilde{a}/2)$. Значок $*$), як і вище, позначає комплексно-спряжену функцію. Проведені розрахунки показали, що максимальна ефективність збудження коливання, що розглядається, за допомогою хвилевідної хвилі TE_{20} (рис. 6.20, А) дорівнює 0.867 при $\tilde{a} = 3.338$ та $\tilde{b} = 1.98$ (рис. 6.21) [45].

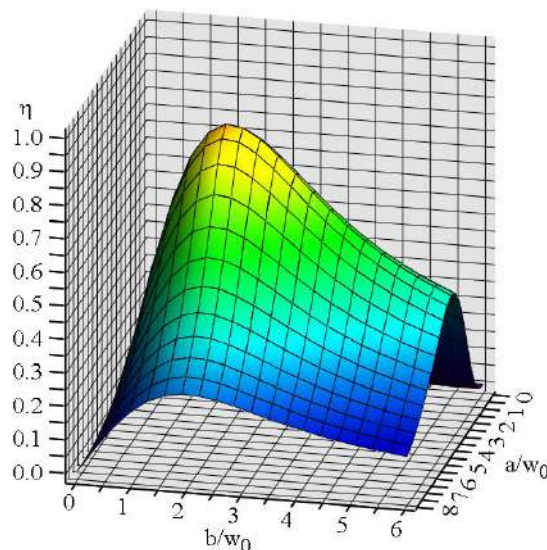


Рис. 6.21. Графік ефективності збудження коливання TEM_{10q} у ВР за допомогою хвилі TE_{20} при зміні нормованих розмірів хвилеводу

Якщо в центрі прямокутного хвилеводу перетином $a \times b$ розташувати металеву площину (рис. 6.19), то отримуємо два прямокутних хвилеводи

перетином $a' \times b$. У кожному з цих хвилеводів поширюватиметься основна хвилевідна хвиля TE_{10} (рис. 6.20, *B*). При цьому максимальна ефективність збудження у ВР коливання TEM_{10q} за допомогою такої хвилі складе $\eta = 0.4335$ при розмірах прямокутного розкриття $\tilde{a}' \times \tilde{b} = 1.669 \times 1.98$ [45]. Ефективність збудження розглянутого коливання за допомогою двох прямокутних хвилеводів зазначених розмірів збільшиться в два рази і буде співпадати зі значенням η , наведеним вище. Як бачимо, у будь-якому випадку ефективність збудження коливання TEM_{10q} у ВР висока ($\sim 87\%$). Внаслідок малих втрат на випромінювання ($\sim 13\%$) це має привести до куткової селекції спектру коливань резонатора при аналізованому способі збудження коливання TEM_{10q} .

Як було зазначено вище, довжини двох рупорних випромінювачів 18 (рис. 6.17) дорівнюють 85 мм. Добре відомо, що максимальна фазова помилка ψ_{\max} у розкриві пірамідального рупора визначається його геометричними розмірами. При цьому її допустима величина повинна відповідати таким умовам. У площині вектору \hat{H} основної хвилі TE_{10} прямокутного хвилеводу [48]

$$\psi_{\max}^H = \frac{\pi a'^2}{4\lambda R_H} \leq \frac{3}{4}\pi. \quad (6.11)$$

а в площині вектора \hat{E} цієї же хвилевідної хвилі [48]

$$\psi_{\max}^E = \frac{\pi b^2}{4\lambda R_E} \leq \frac{\pi}{2}. \quad (6.12)$$

У виразах (6.11) та (6.12) R_H і R_E — відстані від розкриття до точки, в якій сходяться ребра пірамідального рупора в площинах H і E відповідно. Для прямокутного хвилеводу перетином 3.6×1.8 мм та розмірах розкриття 6.9×9.6 мм $R_H = 92.727$ мм, $R_E = 19.615$ мм. Після підстановки чисельних значень у вирази (6.11) і (6.12) переконаємося, що вони виконуються для апертурних елементів зв'язку, що використовуються. Так у площині вектора \hat{H} $\psi_{\max}^H = 0.101 < 2.356$, а у площині вектора \hat{E} $\psi_{\max}^E = 0.922 < 1.571$. Ці оцінки розподілу фази хвилі TE_{10} в розкривах апертурних елементів зв'язку необхідно зробити тому, що вони розташовані на плоскому дзеркалі ВР, поблизу якого фазовий фронт робочого коливання плоский. А відмінність фаз хвилевідної хвилі та робочого коливання у площині розгляду призведе до зниження ефективності збудження резонатора [49]. При проведенні експериментальних досліджень щодо підсумовування потужностей окремих джерел у напівсферичному ВР в розкриттях апертурних елементів зв'язку розташовуються одновимірні E -поляризовані дифракційні решітки з пері-

одами 1 рівними 0.2 мм, 0.4 мм і 0.6 мм. Всі решітки намотані вольфрамовим дротом діаметром 0.02 мм.

6.2.2. Вивчення підсумовування потужностей окремих джерел у ВР

На першому етапі, як і в підрозділі 6.1.1, в плечі II хвилевідного E -трійника після хвилевідного згину 14 в E -площині і хвилевідної скрутки 12 розташовується узгоджене навантаження 23. До виходу відрізка прямокутного хвилеводу 10, що входить в цю частину хвилевідного тракту і з'єднаний з апертурним елементом зв'язку 18, приєднується короткозамикаючий поршень 25 (рис. 6.1). У розкривах обох апертурних елементів зв'язку розташовується одновимірний E -поляризована дифракційна решітка 26 (рис. 6.17). Період решітки дорівнює 0.2 мм. Розглядаємо збудження у резонаторі першого вищого аксіально-несиметричного коливання TEM_{10q} за допомогою одного апертурного елемента зв'язку 18. Результати вимірювання резонансного коефіцієнта передачі $K_{transm}^{(III)}$ при зменшенні нормованої відстані L/R між дзеркалами ВР наведені на рис. 6.22 (крива 2). В цьому випадку, як і при збудженні цього коливання у ВР за допомогою щілинного елемента зв'язку, в міру зменшення відстані між дзеркалами L/R від 0.916 до 0.702 коефіцієнт передачі резонатора зростає. Це пов'язано із зменшенням омичних та дифракційних втрат для такої резонансної системи. При подальшому зменшенні $L/R K_{transm}^{(III)}$ ВР практично не змінюється. У цьому випадку дифракційні втрати стають малі і втрати в резонаторі визначаються, в основному, омичними втратами. Максимального значення 0.22 коефіцієнт передачі ВР досягає при $L/R = 0.224$ (коливання TEM_{104}). Зменшення $K_{transm}^{(III)}$ до значення 0.2 має місце при напівконфокальній геометрії резонатора ($L/R = 0.491$). Це пов'язано з тим, що в цьому випадку, як описано і в підрозділі 6.1.2, коливання TEM_{109} взаємодіє з іншим аксіально-несиметричним коливанням резонатора TEM_{309} . Зменшення $K_{transm}^{(III)}$ для коливання TEM_{106} ($L/R = 0.331$) пов'язане із взаємодією з якимось ще вищим коливанням, яке не вдалося ідентифікувати.

Змінимо схему експериментальної установки. Тепер узгоджене навантаження 23 розташовується в плечі III хвилевідного трійника (рис. 6.1). Короткозамикаючий поршень 25 приєднується до виходу відрізка прямокутного хвилеводу 10, який входить до цієї частини хвилевідного тракту і з'єднується з елементом зв'язку 18. Резонатор збуджується через другий апертурний елемент зв'язку, підключений до хвилевідного тракту 10, з'єданого з плечем II хвилевідного трійника (рис. 6.4). Результати вимірів показано на рис. 6.22 (крива 3). Із рисунка бачимо, що поведінка $K_{transm}^{(II)}$ повторює поведінку $K_{transm}^{(III)}$ при зменшенні L/R . Різниця в тому, що у всьому

діапазоні зміни відстані між дзеркалами резонатора $K_{transm}^{(II)}$ менше, ніж $K_{transm}^{(III)}$. Аналогічну картину ми бачили при збудженні в резонаторі коливання TEM_{10q} за допомогою щілинних елементів зв'язку (рис. 6.14). При $L/R = 0.383$ (коливання TEM_{107}) $K_{transm}^{(III)} = 0.216$, а $K_{transm}^{(II)} = 0.209$. Їх різниця для вказаного коливань складає 0.007. При збудженні резонатора через плече II хвилевідного трійника максимальне значення $K_{transm}^{(II)} = 0.212$ для коливання TEM_{104} ($L/R = 0.224$). При збудженні резонатора через плече III хвилевідного трійника $K_{transm}^{(III)} = 0.22$ (коливання TEM_{104}). Відмінність значень резонансних коефіцієнтів передачі при цьому L/R між дзеркалами ВР становить 0.008. Ця різниця залишається практично незмінною при зміні відстані між дзеркалами резонатора.

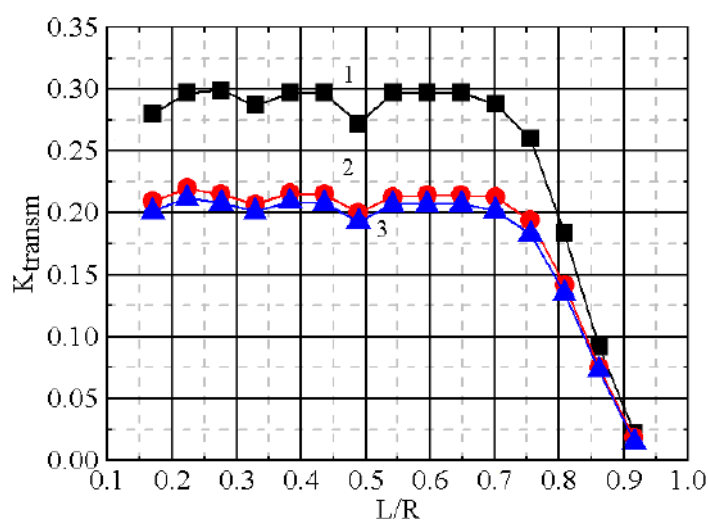


Рис. 6.22. Графіки залежностей K_{transm} від L/R для ВР з періодом E -поляризованої решітки в розкривах апертурних елементів зв'язку рівним 0.2 мм

Тепер збуджуватимемо в резонаторі коливання TEM_{10q} двома апертурними елементами зв'язку (рис. 6.17). Поведінка резонансного коефіцієнта передачі $K_{transm}^{(I)}$ за зміни нормованої відстані L/R між дзеркалами ВР показана на рис. 6.22 (крива 1). З наведеного рисунка бачимо, що резонансний коефіцієнт передачі $K_{transm}^{(I)}$ веде себе аналогічно до поведінки $K_{transm}^{(II)}$ та $K_{transm}^{(III)}$ у всьому діапазоні перебудови резонатора. Тільки в цьому випадку резонансний коефіцієнт передачі стає істотно вищим за рахунок збудження у ВР коливання за допомогою двох апертурних елементів зв'язку. У діапазоні перебудови $L/R = 0.224-0.649$ $K_{transm}^{(I)} = 0.297$ крім двох точок. При $L/R = 0.491$ зменшення $K_{transm}^{(I)}$, як сказано вище, пов'язане із взаємодією коливання TEM_{109} з коливанням TEM_{309} . У разі $L/R = 0.331$ $K_{transm}^{(I)}$ зменшується тому, що в цьому випадку коливання TEM_{106} взаємодіє з іншим вищим коливанням ВР.

У розкритих апертурних елементів зв'язку розташуємо одновимірну E -поляризовану дифракційну решітку з періодом $l = 0.4$ мм. Результати вимірювань представлені на рис. 6.23. Крива 2 показує поведінку резонансного коефіцієнта передачі $K_{transm}^{(III)}$ при зменшенні нормованої відстані L/R між дзеркалами ВР. В цьому випадку резонатор збуджується через плече III хвилевідного трійника (рис. 6.1, рис. 6.17). Як бачимо, у міру зменшення L/R від 0.916 до 0.542, резонансний коефіцієнт передачі резонатора зростає. Це, як було сказано вище, пов'язано зі зменшенням дифракційних та омичних втрат для коливання TEM_{10q} , що розглядається. При подальшому зменшенні відстані між дзеркалами резонатора від 0.542 до 0.277 $K_{transm}^{(III)}$ практично не змінюється і залишається рівним 0.24. Виняток становить значення $L/R = 0.491$, яке відповідає напівконфокальній геометрії ВР. Тут, як і вище, коливання TEM_{109} взаємодіє із коливанням TEM_{309} . При цьому $K_{transm}^{(III)} = 0.203$. У міру збільшення періоду одновимірної E -поляризованої дифракційної решітки 26 у розкриті апертурного елемента зв'язку 18 (рис. 6.17) зростає коефіцієнт передачі через неї [50]. Тому збільшується $K_{transm}^{(III)}$ резонатора (криві 2, рис. 6.22, рис. 6.23). При цьому зростають амплітуди всіх коливань, які збуджуються в резонаторі [51]. Основна причина цього у збільшенні зв'язку збуджуваних у ВР коливань з підводним хвилеводом 10. Як і в попередньому випадку, розглянемо коливання TEM_{107} ($L/R = 0.383$). Для цього коливання $K_{transm}^{(III)} = 0.24$.

Тепер збуджуватимемо резонатор через плече II хвилевідного E -трійника (рис. 6.1, рис. 6.17). При проведенні вимірювань у плечі III хвилевідного E -трійника розташовується узгоджене навантаження 23. На рис. 6.23 цифрою 3 позначено криву, яка описує поведінку $K_{transm}^{(II)}$ при зміні відстані між дзеркалами ВР у цьому випадку.

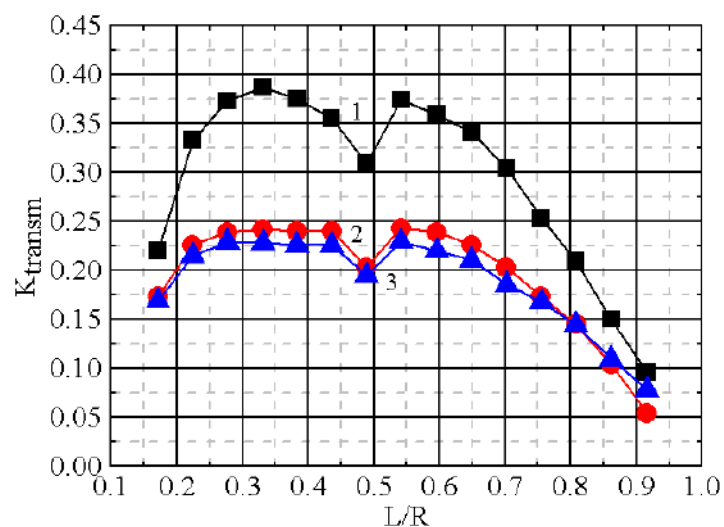


Рис. 6.23. Графіки залежностей K_{transm} від L/R для ВР з періодом E -поляризованої решітки в розкритих апертурних елементів зв'язку рівним 0.4 мм

Як бачимо, поведінка резонансного коефіцієнта передачі при зміні L/R практично повторює поведінку кривої 2. У міру зменшення відстані між дзеркалами ВР від 0.916 до 0.542 $K_{transm}^{(II)}$ зростає, так як зменшуються дифракційні та омичні втрати для коливання, що розглядається TEM_{10q} . У діапазоні зміни L/R від 0,542 до 0,277 $K_{transm}^{(II)}$ залишається рівним 0.226. При нормованій відстані між дзеркалами, що дорівнює 0.491 $K_{transm}^{(II)} = 0.195$. Це напівконфокальна геометрія ВР. З наведеного рисунка бачимо, що як і у разі густішої решітки ($l = 0.2$ мм), крива 3 йде нижче за криву 2 (рис. 6.23). Розглянемо те саме коливання TEM_{107} ($L/R = 0.383$). У цьому випадку $K_{transm}^{(II)} = 0.226$. Різниця резонансних коефіцієнтів передачі для коливання TEM_{107} (криві 2,3) у разі решітки з періодом 0.4 мм зростає і становить 0.014.

Розглянемо тепер збудження у ВР коливання TEM_{10q} за допомогою двох апертурних елементів зв'язку (рис. 6.17). Як поводить ся $K_{transm}^{(I)}$ за зміни L/R , показано на рис. 6.23 (крива 1). У всьому діапазоні зміни L/R $K_{transm}^{(I)}$ повторює поведінку $K_{transm}^{(II)}$ та $K_{transm}^{(III)}$. Як бачимо з наведеного рисунка, резонансний коефіцієнт передачі стає суттєво вищим за рахунок збудження у ВР коливання TEM_{10q} за допомогою двох елементів зв'язку. Зменшення $K_{transm}^{(I)}$ до значення 0.309 при $L/R = 0.491$ відповідає напівконфокальній геометрії резонатора. Тут коливання TEM_{109} , як і в попередніх випадках, взаємодіє з коливанням TEM_{309} . Максимального значення, що дорівнює 0.387, $K_{transm}^{(I)}$ досягає при $L/R = 0.331$. Збільшення періоду одновимірної E -поляризованої дифракційної решітки у розкривах апертурних елементів зв'язку з 0.2 мм до 0.4 мм веде до суттєвого збільшення максимального значення $K_{transm}^{(I)}$ з 0.297 до 0.387.

Помістимо в розкривах обох елементів зв'язку одновимірну E -поляризовану дифракційну решітку, період l якої дорівнює 0.6 мм (рис. 6.19). Результати вимірювання резонансних коефіцієнтів передачі $K_{transm}^{(III)}$, $K_{transm}^{(II)}$ та $K_{transm}^{(I)}$ показані на рис. 6.24. Спочатку розглянемо поведінку $K_{transm}^{(III)}$ за зміни нормованої відстані L/R між дзеркалами ВР (крива 2). Резонатор збуджується через плече III хвилевідного E -трийника (рис. 6.1, рис. 6.17). З рисунка бачимо, що збільшення зв'язку резонатора з підводним хвилеводом веде до зміни в поведінці кривої. При зменшенні L/R від 0.916 до 0.487, резонансний коефіцієнт передачі резонатора зростає. Тепер взаємодія коливання TEM_{10q} з іншими коливаннями відбувається при $L/R = 0.434$ (коливання TEM_{108} , $K_{transm}^{(III)} = 0.256$) і при $L/R = 0.222$ (коливання TEM_{104} , $K_{transm}^{(III)} = 0.243$). Максимального значення, що дорівнює 0.312, $K_{transm}^{(III)}$ досягає при $L/R = 0.168$. Якби не взаємодія з іншими коливаннями, то можна було б сказати, що в усьому діапазоні зменшення відстані між дзерка-

лами ВР резонансний коефіцієнт передачі зростає. Це спостерігається тільки у разі розглянутої нами рідкісної одновимірної дифракційної решітки, період якої $l > 0.1\lambda$.

Як наступний крок будемо збуджувати резонатор через плече II хвилевідного E -трійника (рис. 6.17). Поведінка $K_{transm}^{(II)}$ показана на рис. 6.24 (крива 3). Як видно, хід цієї кривої повністю повторює хід кривої 2. Тільки крива 3, як і в двох розглянутих вище випадках, йде нижче за криву 2. Розглянемо знову коливання TEM_{107} ($L/R = 0.383$). У цьому разі $K_{transm}^{(III)} = 0.262$, а $K_{transm}^{(II)} = 0.24$. Різниця у значеннях резонансних коефіцієнтів передачі дорівнює 0.022. Взаємодія коливання TEM_{10q} з іншими збуджуваними у ВР коливаннями також має місце при $L/R = 0.434$ (коливання TEM_{108} , $K_{transm}^{(II)} = 0.234$) та при $L/R = 0.222$ (коливання TEM_{104} , $K_{transm}^{(II)} = 0.18$). Максимального значення, що дорівнює 0.257, $K_{transm}^{(II)}$ досягає при $L/R = 0.168$.

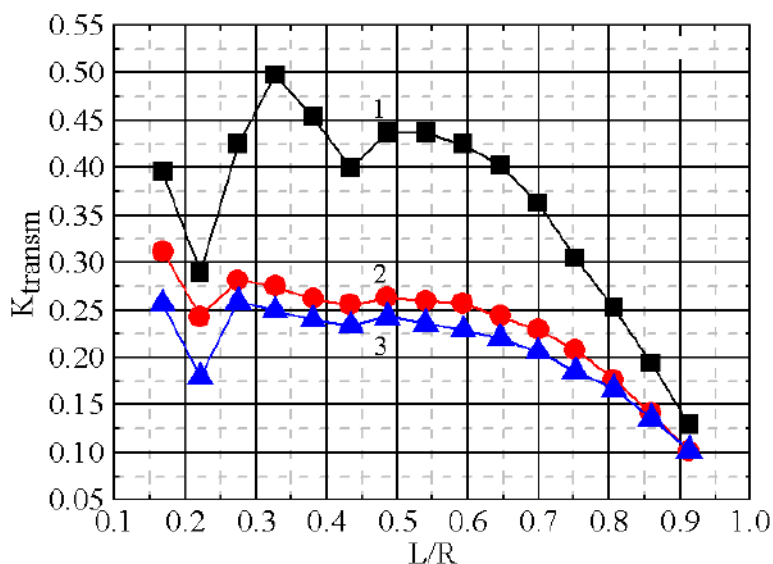


Рис. 6.24. Графіки залежностей K_{transm} від L/R для ВР з періодом E -поляризованої решітки в розкривах апертурних елементів зв'язку рівним 0.6 мм

Будемо збуджувати резонатор через два апертурні елементи зв'язку 18. Результати вимірювань резонансного коефіцієнта передачі коливання TEM_{10q} при зміні L/R також наведені на рис. 6.24 (крива 1). Загальна поведінка $K_{transm}^{(I)}$ при зміні відстані між дзеркалами ВР повторює поведінку кривих 2 і 3. Тільки в цьому випадку крива залежності резонансного коефіцієнта передачі від відстані між дзеркалами резонатора йде значно вище. При зменшенні L/R від 0.916 до 0.487 $K_{transm}^{(I)}$ зростає. Розглянуте коливання TEM_{10q} взаємодіє з іншими коливаннями резонатора при $L/R = 0.434$ (коливання TEM_{108} , $K_{transm}^{(I)} = 0.4$) і при $L/R = 0.222$ (коливання TEM_{104} , $K_{transm}^{(I)} = 0.29$).

Максимального значення, що дорівнює 0.498, $K_{transm}^{(1)}$ досягає при $L/R = 0.327$.

Оцінімо поведінку коефіцієнту підсумовування потужностей двох джерел K_{summ}^2 за зміни відстані між дзеркалами резонатора. Для знаходження коефіцієнта підсумовування потужностей скористаємося, як і у розділі 2, формулою $K_{summ}^2 = [K_{transm}^{(1)}]^2 / [K_{transm}^{(II)2} + K_{transm}^{(III)2}]$. Результати розрахунку за результатами вимірювань представлені на рис. 6.25.

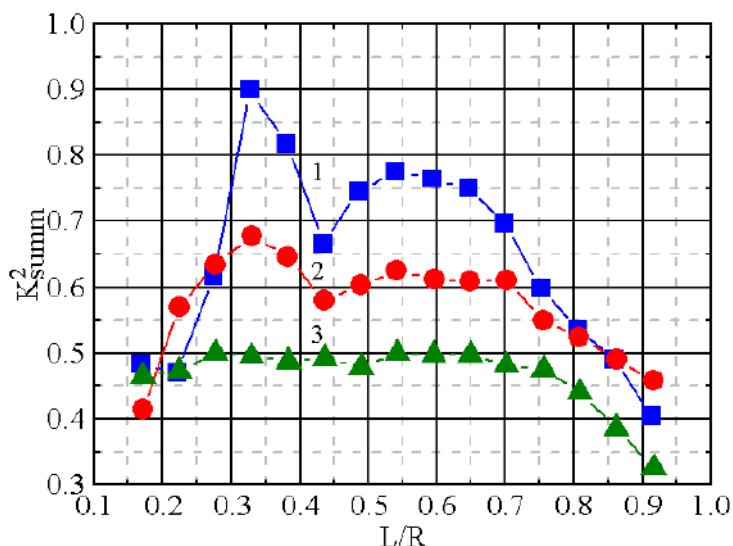


Рис. 6.25. Поведінка коефіцієнтів підсумовування потужностей двох джерел у ВР за різних періодів E -поляризованих решіток у розкривах апертурних елементів зв'язку при зміні відстані між дзеркалами

З рисунка бачимо, що загальна поведінка K_{summ}^2 для всіх трьох періодів одновимірних E -поляризованих дифракційних решіток у розкривах апертурних елементів зв'язку при зміні L/R приблизно однаково. Чим більший період дифракційної решітки 1 у розкривах елементів зв'язку, тим більше K_{summ}^2 . Для $l = 0.2$ мм коефіцієнт підсумовування потужністю двох джерел досягає максимальних значень, рівних 0.5, при $L/R = 0.542$ (коливання TEM_{1010}) і $L/R = 0.276$ (коливання TEM_{105}) (крива 3). Провал цієї кривої має місце при $L/R = 0.491$ (коливання TEM_{109}), що відповідає напівконфокальній геометрії ВР. При збільшенні періоду одновимірної дифракційної решітки 1 до 0.4 мм максимальні значення K_{summ}^2 дорівнюють 0.625 ($L/R = 0.542$, коливання TEM_{1010}) та 0.678 ($L/R = 0.331$, коливання TEM_{106}) (крива 2). У разі подальшого збільшення періоду одновимірної дифракційної решітки до 0.6 мм максимальні значення коефіцієнта підсумовування за потужністю двох окремих джерел зростають до 0.776 (коливання TEM_{1010} , $L/R = 0.542$) та до 0.9 (коливання TEM_{106} , $L/R = 0.331$) (рис. 6.25, крива 1). Провали на наведених кривих 1 і 2 ($L/R = 0.434$) пов'язані зі збільшенням зв'язку всіх збуджуваних у ВР коливань з хвилевідними трак-

тами. У результаті це призводить до взаємодії коливання TEM_{108} з одним із вищих коливань ВР.

У підрозділі 6.1.2 показано, що при щілинному способі збудження коливання TEM_{10q} у ВР максимальний K_{sum}^2 дорівнює 0.719 при $L/R = 0.596$ (коливання TEM_{1011}) і $L/R = 0.384$ (коливання TEM_{107}). Таким чином, апертурний спосіб збудження коливання TEM_{10q} у ВР дозволяє отримати більш високий коефіцієнт підсумовування потужностей двох окремих джерел. При цьому для регулювання зв'язку з підводними хвилеводами необхідно використовувати рідкісні одновимірні E -поляризовані дифракційні решітки.

Представляє практичний інтерес виміряти навантажені добротності Q_H ВР з апертурними елементами зв'язку, в розкривах яких розташовані різні одновимірні E -поляризовані дифракційні решітки. Для цього скористаємося методикою, яка докладно описана у підрозділі 6.1.2. Там було показано, що при збудженні в резонаторі коливання TEM_{1011} ($L/R = 0.596$) за допомогою двох щілинних елементів зв'язку $Q_H = 528$. Тому оцінимо навантажені добротності коливання TEM_{1011} у аналізованому ВР ($L/R = 0.595$). Як виявилось, при $l = 0.2$ мм $Q_H = 1658$, $l = 0.4$ мм $Q_H = 749$, а при $l = 0.6$ мм $Q_H = 453$. Зменшення навантаженої добротності одного й того ж коливання із збільшенням періоду одновимірної решітки пов'язане із зменшенням добротності зв'язку ВР з хвилевідними трактами. Таким чином, навіть рідкісна решітка з періодом $l = 0.6$ мм у смузі перебудови $L/R = 0.3-0.67$, за винятком точки $L/R = 0.434$ (рис. 6.25, крива 1), забезпечує коефіцієнт підсумовування потужностей двох джерел вище, ніж у разі збудження резонатора двома щілинними елементами зв'язку.

Вище було сказано, що узгоджене збудження коливання TEM_{10q} у ВР повинне вести до кутової селекції спектра коливань. У нас же в резонаторі, як показали виміри $K_{transm}^{(II)}$ та $K_{transm}^{(III)}$ (рис. 6.23, рис. 6.24), крім коливання, що розглядається, збуджуються інші вищі коливання. Це, особливо, відноситься до періодів одновимірних дифракційних решіток у розкривах апертурних елементів зв'язку, періоди яких дорівнюють 0.4 мм та 0.6 мм. Тому представляє практичний інтерес розглянути склад коливань, які мають однакову частоту $f = 74.935$ ГГц, при зміні відстані між дзеркалами ВР [42]. У розкривах апертурних елементів зв'язку розташована одновимірною E -поляризована дифракційна решітка з періодом, рівним 0.6 мм (рис. 6.19). Ця решітка обрана тому, що завдяки сильному зв'язку з підвідними хвилеводами в резонаторі повинна збуджуватися максимальна кількість коливань. У діапазон змін відстані між дзеркалами резонатора потрапляє коливання TEM_{1011} , для якого ми вимірювали Q_H . Результати вимірів показано на рис. 6.26.

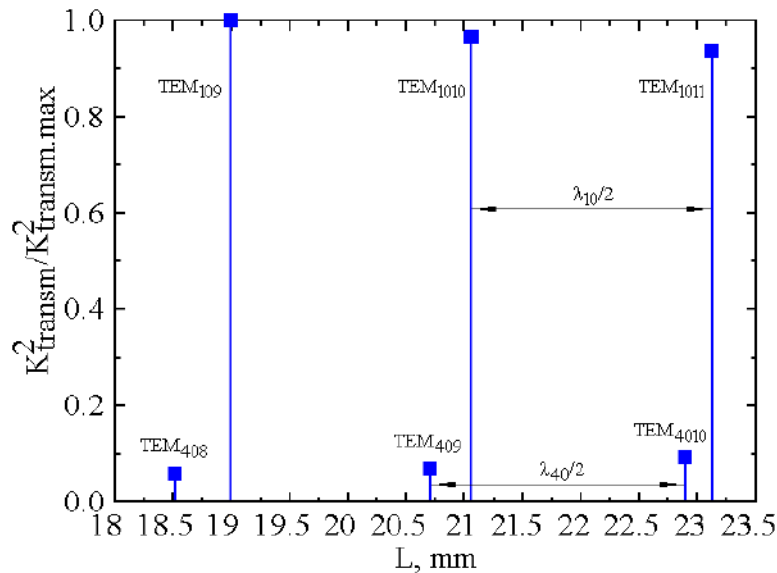


Рис. 6.26. Відносні амплітуди електричних полів коливань ВР, що збуджується двома апертурними елементами зв'язку, при зміні відстані L між дзеркалами

Вище сказано, що при певних розмірах апертурних елементів зв'язку ефективність збудження коливання TEM_{10q} в резонаторі може досягати 87%. Тому цікаво оцінити ефективність збудження η коливання TEM_{1011} у ВР з допомогою двох аналізованих апертурних елементів зв'язку (рис. 6.19), зазначених вище геометричних розмірів. Для цього необхідно обчислити радіус плями поля w_0 коливання TEM_{0011} на плоскому дзеркалі ВР. Як показано в підрозділі 6.1.2, для даних $\lambda = 4.003$ мм та $L/R = 0.58$ $w_0 = 4.953$ мм. Використовуючи вираз (6.10), знайдемо, що при $\tilde{a} = a/w_0 = 14.8/4.953 = 2.988$, $\tilde{b} = b/w_0 = 9.6/4.953 = 1.938$, ефективність збудження в резонаторі коливання TEM_{1011} становить 0.815. Отже, втрати на збудження аналізованого коливання становлять 18,5%. Тому, мабуть, у ВР поряд із коливанням TEM_{10q} і збуджується інше вище аксіально-несиметричне коливання TEM_{40q} .

Представляє також практичний інтерес порівняти наведений склад коливань при зміні відстані між дзеркалами ВР (рис. 6.26) з складом коливань цього ж резонатора, збуджуваного двома щілинними елементами зв'язку та розглянутого в підрозділі 6.1.2. Результати вимірювань наведено на рис. 6.27. Як бачимо з рисунка, склад коливань у вказаному діапазоні перебудови резонатора по відстані L густий. Це пов'язано з неузгодженим збудженням коливань у ВР за допомогою щілинних елементів зв'язку. У ряді випадків на резонатор необхідно надягати металевий екран. А це призведе до ще більшого згущення спектру коливань. Тому апертурний спосіб збудження коливань у ВР найбільш перспективний для складання потужностей окремих джерел, особливо якщо ці джерела мають високі рівні вихідної потужності.

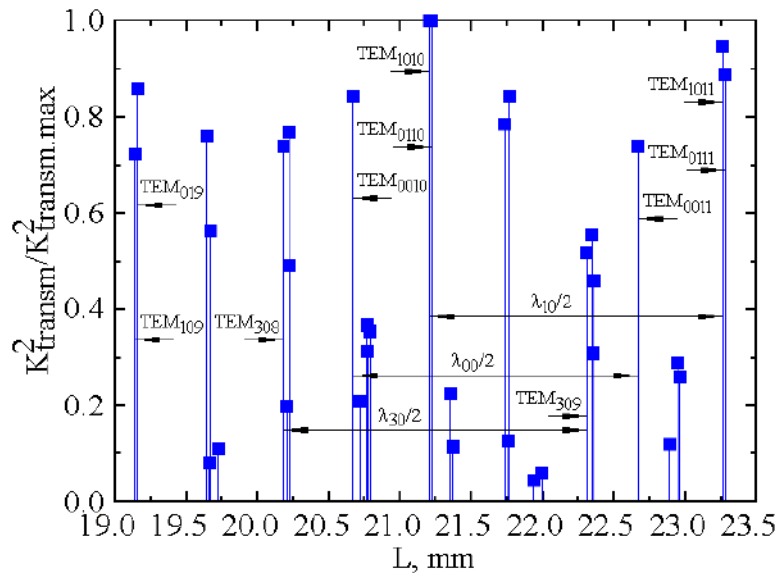


Рис. 6.27. Відносні амплітуди електричних полів коливань ВР, що збуджуються двома щілинними елементами зв'язку, при зміні відстані L між дзеркалами

Проведені дослідження з вимірювання резонансного коефіцієнта передачі ВР, в якому збуджується перше вище аксіально-несиметричне коливання TEM_{10q} , дозволяють зробити важливий практичний висновок. При збудженні резонатора за допомогою двох апертурних елементів зв'язку 18 (рис. 6.17), які підключаються по черзі до плечей III та II хвилевідного E -трійника 13 (рис. 6.1), $K_{transm}^{(III)}$ (рис. 6.22–6.24, крива 2) завжди більше $K_{transm}^{(II)}$ (рис. 6.22–6.24, крива 3). Що цікаво, чим більший коефіцієнт передачі через одновимірну E -поляризовану дифракційну решітку, тим більша різниця у значеннях резонансних коефіцієнтів передачі для кожного значення L/R . Це наочно продемонстровано для коливання TEM_{107} , для якого різниця у значеннях $K_{transm}^{(III)}$ і $K_{transm}^{(II)}$ становить: 0.007 ($l = 0.2$ мм), 0.014 ($l = 0.4$ мм), 0.022 ($l = 0.6$ мм). Таку поведінку резонансних коефіцієнтів передачі можна пояснити наступним. При збудженні резонатора за допомогою апертурного елемента зв'язку, підключеного до плеча III хвилевідного E -трійника, щілинний елемент зв'язку 24, розташований на сферичному дзеркалі 22 навпроти цього елемента зв'язку, навантажений на короткозамикаючий поршень 25 (рис. 6.1, рис. 6.17). Тому додаткових втрат потужності немає. Коли ВР збуджується через апертурний елемент зв'язку, підключений до плеча II хвилевідного трійника, щілинний елемент зв'язку 24, розташований на сферичному дзеркалі 22 навпроти апертурного елемента зв'язку, навантажений на приймальний тракт (рис. 6.1, рис. 6.17). Тому мають місце додаткові втрати, пов'язані з попаданням частини потужності, що йде на збудження у резонаторі коливання TEM_{10q} , у приймальний тракт. І чим більший коефіцієнт передачі через одновимірну решітку, тим більші ці втрати потужності. Тому залежності $K_{transm}^{(III)}$ і $K_{transm}^{(II)}$

від L/R так і поводяться. А оскільки коефіцієнт підсумовування потужностей у ВР визначається формулою $K_{summ}^2 = [K_{transm}^{(I)}]^2 / [K_{transm}^{(II)2} + K_{transm}^{(III)2}]$, такі додаткові втрати потужності при збудженні резонатора призводять до зменшення K_{summ}^2 . Аналогічна ситуація має місце при збудженні в резонаторі аксіально-несиметричного коливання TEM_{10q} за допомогою щілинних елементів зв'язку (рис. 6.14). Тому для підсумовування потужностей окремих джерел у ВР доцільно використовувати коливання, які мають на дзеркалах три плями поля та більше. При використанні коливання TEM_{20q} через бічні плями полів за допомогою апертурних елементів зв'язку у резонатор надходять сигнали від двох окремих джерел. Сумарний сигнал повинен виводитися з ВР за допомогою елемента зв'язку, виконаного в центрі третьої плями поля, розташованого на осі, як показано на рис. 6.28 для коливання TEM_{2011} .

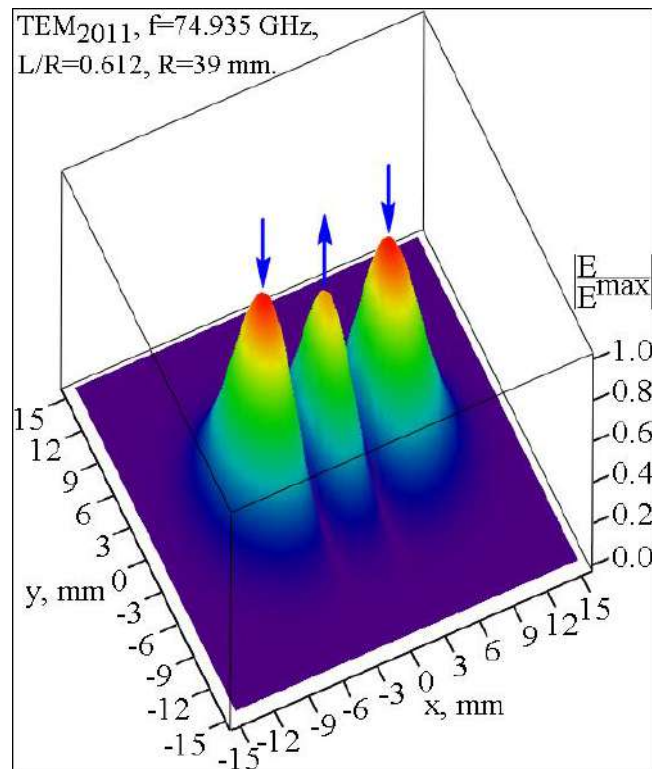


Рис. 6.28. Структура електричної компоненти поля коливання TEM_{2011} у ВР аналізованої геометрії

Висновки до розділу 6

Виконані у цьому розділі експериментальні дослідження дозволяють зробити низку важливих практичних висновків.

1. Використовуючи хвилевідний трійник можна дослідити підсумовування потужностей двох джерел у ВР, в якому збуджується перше вище аксіально-несиметричне коливання TEM_{10q} . При цьому як генератор використовується лише одне джерело.

2. Максимальний коефіцієнт підсумовування потужностей двох джерел в ВР з двома щілинними елементами зв'язку дорівнює 0.719. Цей результат знаходиться у добрій відповідності з даними роботи [19], в якій при складанні потужностей у ВР за допомогою двох щілинних елементів зв'язку отримано коефіцієнт підсумовування, що дорівнює 0.79. Таким чином, можна сказати, що при щілинному способі збудження резонатора отримати коефіцієнт підсумовування потужностей двох джерел вище 0,8 неможливо.

3. Для отримання максимального коефіцієнта підсумовування потужностей у резонаторі повинне збуджуватись лише робоче коливання. При цьому відстань між дзеркалами резонатора повинна відповідати максимальній величині навантаженої добротності робочого коливання для зниження фазових шумів вихідного сигналу.

4. Максимальний коефіцієнт підсумовування потужностей двох джерел у ВР з апертурними елементами зв'язку, в якому існує коливання TEM_{10q} , дорівнює 0.9. При цьому в розкривах елементів зв'язку має бути рідкісна ($1 > 0,1\lambda$) одновимірною E -поляризована дифракційна решітка. Таким чином, для більш ефективного складання потужностей окремих джерел, винесених з резонансного об'єму, необхідно використовувати апертурний спосіб збудження робочого коливання у ВР.

5. Апертурний спосіб збудження коливань в резонаторі забезпечує кутову селекцію спектра, на відміну від щілинного способу збудження. Це пов'язано з малими втратами на збудження, які за оптимальних геометричних розмірів апертурних елементів зв'язку при збудженні в резонаторі коливання TEM_{10q} не перевищують 13%. Це має важливе практичне значення під час підсумовування потужностей окремих джерел у ВР. З іншого боку, рідкий спектр коливань дозволяє використовувати резонатори в металевих оболонках. Це особливо важливо під час роботи з джерелами, що мають високі рівні вихідної потужності.

6. Для складання потужностей двох джерел, винесених із резонансного об'єму, використовується коливання TEM_{10q} . Це дозволяє отримати високий коефіцієнт підсумовування потужностей. Однак у цьому випадку при складанні потужностей у резонаторі виникають додаткові втрати, які пов'язані з безпосереднім попаданням частини потужності, що надходить у резонансний об'єм, у приймальний тракт. Тому при складанні потужно-

стей двох джерел у резонаторі замість коливання TEM_{10q} доцільно використовувати коливання TEM_{20q} , що характеризується вже трьома плямами поля на дзеркалах резонатора. Через елементи зв'язку, виконані в бічних плямах полів, у резонатор надходять сигнали від двох джерел. Сумарний сигнал виводиться з резонатора через елемент зв'язку, виконаний у центральній плямі поля коливання TEM_{20q} на протилежному дзеркалі.

7. Джерелана основі ВР з апертурним зв'язком становлять значний інтерес для перспективних систем зв'язку 6G завдяки можливості ефективного складання потужностей великої кількості активних елементів у суб-терагерцовому діапазоні частот. Використання ВР дасть можливість знизити втрати, характерні для традиційних хвилевідних і мікросмужкових схем складання потужностей.

На закінчення автор вважає приємним обов'язком висловити подяку Музичишину Б.І. за допомогу у проведенні експериментальних досліджень.

Література дорозділу 6

1. Jornet, J.M., Knightly, E.W. and Mittleman, D.M., "Wireless communications sensing and security above 100 GHz," *Nature Communications*, vol. 14, article number: 841, pp. 1-10, February 2023. DOI: 10.1038/s41467-023-36621-x
2. Petrov, V., Bodet, D., and Singh A., "Mobile near-field terahertz communications for 6G and 7G networks: Research challenges," *Frontiers in Communications and Networks*, vol. 4, no. 1, pp. 1-7, March 2023. <https://doi.org/10.3389/frcmn.2023.1151324>
3. Jiang, W., Zhou, Q., Jiguang He, J., and [et al.], "Terahertz Communications and Sensing for 6G and Beyond: A Comprehensive Review," *Electrical Engineering and Systems Science*, arXiv:2307.10321v2 [eess.SP], pp. 1-56, May 2024. <https://doi.org/10.48550/arXiv.2307.10321>
4. Yu, J., and Zhou, Ye., "Photonic Terahertz for 6G Communication," *Sensors*, vol. 26, no. 5, article number: 1575, pp. 1-21, March 2026. <https://doi.org/10.3390/s26051575>
5. Li, M., Jornet, J.M., Mittleman, D.M., and Han, C., "Beam manipulation for terahertz communications," *Communications Engineering*, vol. 5, no. 1, pp. 1-18, May 2026. DOI: 10.1038/s44172-026-00676-7
6. Авдєєнко, Г.Л., Бичок, А.В., Наритник, Т.М., Карушкін, Н.Ф., Крючкова, Л.П., "Твердотільні потужні напівпровідникові джерела міліметрових хвиль на напівпровідникових діодах елементів," *Матеріали Міжнародної науково-технічної конференції "Інформаційно-комунікаційні технології та кібербезпека," (ІКТК-2024), 13-14 листопада 2024, Україна, Харків, 2024. С. 36-49.*
7. Авдєєнко, Г.Л., Наритник, Т.М., Бичок, А.В., Буглак, А.О. "Приймально-передавальний модуль в терагерцовому діапазоні частот," *Матеріали Міжнародної науково-технічної конференції "Інформаційно-комунікаційні техноло-*

гії та кібербезпека,” (ІКТК-2024), 13-14 листопада 2024, Україна, Харків, 2024. С. 50-56.

8. Авдєєнко, Г.Л., Бичок, А.В., Карушкін, Н.Ф., Наритник, Т.М., Крючкова, Л.П., Буглак, А.О. “Транзисторні джерела генерації міліметрових хвиль,” Матеріали Міжнародної науково-технічної конференції “Інформаційно-комунікаційні технології та кібербезпека” (ІКТК-2024), 13-14 листопада 2024, Україна, Харків, 2024. С. 57-67.

9. Zhang, L., Donaldson, C.R., Clarke, J., and [et al.], “Beam dynamic study of a Ka-band microwave undulator and its potential drive sources,” *Scientific Reports*, vol. 12, no. 1, pp. 1-10, April 2022. DOI: 10.1038/s41598-022-11101-2

10. Kesari, V., Basu B.N., “Microwave Vacuum Electronic Devices: Enabling Concepts,” Boca Raton, London, New York: Published CRC Press, 2025. 476 p., November 2025. ISBN 9781032982489. DOI: 10.1201/9781003601319

11. Karushkin, N., Kasatkin, L., and Malcev S., “Experience in Development of High Power IMPATT Diode Sources for MM-Wave Range,” 16th International Crimean Conference “Microwave Engineering and Telecommunication Technologies”, September 11-15, Ukraine, Sevastopol, 2006. Vol. 1. P. 135–137. <http://dx.doi.org/10.1109/CRMICO.2006.256331>

12. Nie H., Nao F., Wang L., and [et al.], “Application of Terahertz Nondestructive Testing Technology in the Detection of Polyethylene Pipe Defects,” *ACS Omega*, vol. 8, no. 30, pp. 27323-27332, July 2023. DOI: 10.1021/acsomega.3c02701

13. Borodkin A.I., Bulgakov B.M., Matveeva V.A., and [et al.], “Semiconductor millimeter-wave oscillator with a quasi-optical resonant system,” *Technical Physics Letters*, vol. 5, no. 5, pp. 285–288, March 1979.

14. Ovechkin S.M., Rebrov S.I., Sazonov V.P., Sinitsyn V.V., Tager A.S. “Power addition of Gunn diodes in an open microwave resonator,” *Technical Physics Letters*, vol. 10, no. 6, pp. 367–370, March 1984.

15. Mizuno, K., Ajikata, T., Hieda, M., and Nakayama, M. “Quasi-Optical Resonator for Millimetre and Submillimetre Wave Solid State Sources,” *Electronics Letters*, vol. 24, no. 13, pp. 791–793, July 1988. DOI: 10.1049/el:19880538

16. Bae, J., Aburakawa, Y., Kondo H., Tanaka, T., and Mizuno, K., “Millimeter and Submillimeter Wave Quasi-Optical Oscillator with Gunn Diodes,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. 1993. vol. 41, no. 10, pp. 1851–1855. October 1993. DOI: 10.1109/22.247932

17. Judaschke, R., Hoft, M., and Schunemann, K., “Quasi-Optical 150-GHz Power Combining Oscillator,” *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 2005. vol. 15, no. 5, pp. 300–302, June 2005. DOI: 10.1109/LMWC.2005.847660

18. Dvornikov A.A., Utkin G.M., “On the addition of the capacities of many self-generators,” *Radiotekhnika i elektronika*, vol. 19, no. 3, pp. 550–559, March 1974.

19. Arkhipov, A.V., Belous, O.I., Bulgakov, B.M., and Fisun, A.I. “Millimeter Wave Power Combiner Based on a Half-Open Resonator.” *International Journal of Infrared and Millimeter Waves*, 2002. vol. 23, no. 3, pp. 507-516, March 2002. DOI: 10.1023/A:1015054124268

20. Tyagi, R.K., Singh, D., “Quasi-optical resonator для PowerCombining на W-band,” *International Journal of Infrared and Millimeter Waves*, 1996. vol. 17, no. 2, pp. 385-391 February 1996. DOI: 10.1007/BF02088161
21. Riezenman, M.J., “4 atmicrowave symposium tell how togethigh power from low,” *Electronics Design*, vol. 19, no 13, pp. 30-32, July 1971.
22. Kurokawa, K., Magalhaes, F.M., “An X — Band 10 wattmultiple — IMPATT oscillator,” *Proc. IEEE*. 1971. vol. 19, no. 1, pp. 102-103, January 1971. DOI: 10.1109/PROC.1971.8109
23. Utkin, G.M. “On the theory of self-oscillators with a volumetric structure,” *Radiotekhnika i elektronika*, vol. 15, no. 4, pp. 741-749, April 1970.
24. Dvornikov, A.A., Utkin, G.M., “On the theory of self-oscillating power addition systems,” *Radiotekhnika i elektronika*, vol. 18, no. 8, pp. 1657-1666, August 1973.
25. Kuzmichev, I.K., Muzychishin, B.I., and Popkov, A.Y., “Summation of Powers in Open Resonator with Slotted Coupling Elements,” *Advanced Electromagnetics*, vol. 10, no. 3, pp. 7 — 13, September, 2021. DOI: 10.7716/aem.v10i3.1721
26. Muzychishin, B.I., Kuzmichev, I.K., Narytnyk, T.M., Popkov, A. Yu., and Voyitovych, O.A. “Quasi-Optical Resonator of the Extremely High Frequency Range for Power Summation,” 2022 IEEE 41st International Conference on Electronics and Nanotechnology (ELNANO), October 10-14, Ukraine, Kyiv, 2022. P. 524-528. DOI: 10.1109/ELNANO54667.2022.9927061
27. Valitov, R.A. (ed.), Dyubko, S.F., Kamyshan, V.V., and [et al.], “Submillimeter Wave Technique,” Edited by R.A. Valitov. Moskow, USSR: Sovetskoe radio Publ., 1969, pp. 219-229.
28. Cui, T., Liu, D., Liu, F., and [et al.], “Tunable Optoelectronic Oscillator Based on a High-Q Microring Resonator,” *Optics Communications*, vol. 536, article 129299, 1 June 2023. URL: <https://doi.org/10.1016/j.optcom.2023.129299>
29. Sadreghaeni, S.M.A., Banai, A., Farzaneh, F., “An analytical method for phase noise evaluation in a microwave VCO stabilized by an interferometry structure,” *AEU — International Journal of Electronics and Communications*, vol. 171, article 154922, November 2023. URL: <https://doi.org/10.1016/j.aeue.2023.154922>
30. Yang, Z., Lin, C., and Zho, Y., “A Method for Measurement of Q-Factor at Millimeter Wavelength,” 10th International Conference on Infrared and Millimeter Waves, December 9-13, Lake Buena Vista, Fla, USA, 1985. P. 350-351. DOI: 10.1109/IRMM.1985.9126718
31. Arkhipov, A.V., Kuzmichev, I.K., Reznik, I.I., and Seleznev D.G., “Microstrip Grating in an Open Resonator,” *Physics of Wave Processes and Radio Systems*, vol. 7, no. 4, pp. 7-11, December 2004.
32. Soohoo, R.F., “Nonconfocal Multimode Resonators for Masers,” *Proceedings of the IEEE*, 1963. vol. 51, no. 1, pp. 70-75, January 1963. DOI: 10.1109/PROC.1963.1661
33. Arkhipov, A.V., Belous, O.I., Kuzmichev, I.K., and Tishchenko, A.S., “Quasi-Optical Resonance System for Solid-State Oscillator,” *Telecommunications*

and Radio Engineering, vol. 61, no. 6, pp. 476-484, June 2004. <http://dx.doi.org/10.1615/TelecomRadEng.v61.i6.30>

34. Group VIII, volume 1: Laser Physics and Applications. Subvolume A: Laser Fundamentals. Part 2. Ed.: Weber H., Herziger G., Poprawe R. Berlin, Germany: Springer-Verlag, Berlin, Heidelberg, New York, 2006. P. 149-161 (307 p.).

35. Kuzmichev I. K., "The Probe Diameter Choosing for the Investigation of the Field Distribution in the Small Aperture Open resonator," *Telecommunications and Radio Engineering*, vol. 58, no. 7-8, pp. 59-63. August 2002. DOI: 10.1615/TelecomRadEng.v58.i7-8.50

36. Veremey, V., Kostenko, A., Kuz'michev, I., Poyedinchuk, A., and Khlopov, G., "Excitation Loss of Open Resonators," *International Journal of Infrared and Millimeter Waves*, vol. 15, no. 7, pp. 1283-1295, July 1994. DOI: <https://doi.org/10.1007/BF02096082>

37. Avgustinovich, V. A., Augustinovich, L. Ya., Artemenko, S. N., and Yushkov Yu. G., "Study of a hemispherical resonator for energy storage," *Izv. vuzov. Radioelektronika*, 1987. vol. 30. no. 2, pp. 90-92.

38. Вертій А. А., Деркач В. Н., Попенко Н. А., Шестопапов В. П. Експериментальне дослідження характеристик відкритих резонаторів у циліндричних окулярах. *Український фізичний журнал*. 1987. Т. 23, № 10. С. 1666-1672.

39. Кузьмичов, І.К., Хлопов, Г.І. Узгоджене збудження квазіоптичних відкритих резонаторів. *Квазіоптична техніка міліметрового та субміліметрового діапазонів хвиль: зб. наук. пр. Харків: Ін-т радіофізики та електроніки НАН України, 1989. С. 149–156.*

40. Belyaeva, A., Galuza, A., Kolenov, I., and [etal.], "Developments in Terahertz Ellipsometry: Portable Spectroscopic Quasi-Optical Ellipsometer-Reflectometer and Its Applications," *Journal of Infrared, Millimeter, and Terahertz Waves*, vol. 42, no. 2, pp. 130–153, February 2021. DOI: 10.1007/s10762-020-00762-7

41. Kostenko, A., "Quasioptical combiner with one-dimension al diffracting gratings," *Telecommunications and Radio Engineering*, vol. 52, no. 11, pp. 45-50, November 1998. DOI: 10.1615/TelecomRadEng.v52.i11.100

42. Muzychishin, B. I., Kuzmichev, I. K., Voitovych, O. A., and [et al.], "Spectrum of OR Oscillations with Aperture Excitation Method," 2022 IEEE 2nd Ukrainian Microwave Week (UkrMW), November 10-14, Ukraine, Kharkiv, 2022. P. 31-34 DOI: 10.1109/UkrMW58013.2022.10037094

43. Kuzmichev, I. K., Muzychishin, B. I., Popkov, A. Y., and Mizrakhy, S. V., "Power Summation in an Open Resonator with Aperture Coupling Elements," *Advanced Electromagnetics*, vol. 13, no. 1, pp. 25-32. March 2024. DOI: 10.7716/aem.v13i1.2088

44. Kay, A., "Near — field gain of aperture antennas," *IRE Trans. On Antennas and Propagation*, vol. 8, no. 6, pp. 586-593, June 1960. DOI: 10.1109/TAP.1960.1144905

45. Louksha, O., Piosczyk, B., Sominski, G., Thumm, M., and Samsonov, D., "On Potentials of Gyrotron Efficiency Enhancement: Measurements and

Simulation on a 4-mm Gyrotron,"IEEE Transactions on Plasma Science, 2006. vol. 34, no. 3, pp. 502-511,DOI: 10.1109/TPS.2006.875779

46. Wainshtein L. A., "Electromagnetic Waves," Moscow, USSR: Radio isvyaz' Publish., 1988. 440 p.

47. Kogelnik, H., "Coupling and conversion coefficients for optical modes," In: Quasi-Optics. Symposium on Quasi-Optics Proceedings. Brooklyn, NY: Polytechnic Press, 1964. P. 333-347.

48. Grineva K. Antennas and microwave devices. Design of phase darray antennas. Ed. D.I. Voskresensky. M.: Radio i svyaz', 1972. P. 149-197.

49. Kuzmichev, I.K., "Excitation Efficiency of Quasi-Optical Resonance Systems," Telecommunications and Radio Engineering, vol. 68, no. 1, pp. 49-63, January 2009. DOI: 10.1615/TelecomRadEng.v68.i1.30

50. Wainshtein, L.A., "On the Electrodynamics Theory of Lattice," In: High-Power Electronics. Issue 2. Moscow, USSR: Nauka, 1963. Part 1. P. 26-56.

51. Tarasov, L.V., "Physics of processes in generators of coherent optical radiation," Moscow, USSR: Radio i svyaz', 1981. 440 p.

Відомості про авторів



Наритник Теодор Миколайович - директор інституту електроніки та зв'язку Української академії наук, академік Української академії наук, тричі Лауреат Державних премій в галузі науки і техніки СРСР, УРСР та України, Автор 417 наукових праць, 23 монографій та навчальних посібників, 123 патентів України на винаходи та корисні моделі. Сфера наукових інтересів охоплює мікрохвильові і терагерцові системи та технології в електронних комунікаціях, радіолокації та супутниковому зв'язку.

Email: t.narytnyk@ukr.net



Романюк Борис Миколайович – завідувач відділу Інституту фізики напівпровідників ім. В.Є.Лашкарьова НАН України, доктор фіз. мат. наук, професор, сфера наукових інтересів охоплює фізику та технологію напівпровідникових матеріалів, впровадження інноваційних технологій у сфері виробництва напівпровідникових приладів і пристроїв. Лауреат Державної премії України, нагороджений орденом «За заслуги» 3 ступеня

Email: borys.rombik@gmail.com.



Цибрій Зіновія Федорівна – доктор фізико-математичних наук, старший дослідник, завідувачка відділу ІЧ та ТГц електроніки Інституту фізики напівпровідників ім. В. Є. Лашкарьова НАН України. Сфера наукових інтересів охоплює фізику та технологію напівпровідникових матеріалів, гетероструктур і приладів. Авторка понад 200 наукових праць, присвячених актуальним проблемам сучасної напівпровідникової електроніки.

Email: tsybrii@isp.kiev.ua



Авдєєнко Гліб Леонідович, к.т.н., доцент кафедри телекомунікацій навчально-наукового інституту телекомунікаційних систем Національного технічного університету України «КПІ імені Ігоря Сікорського». Закінчив НТУУ «КПІ» в 2005 році. Викладає освітні компоненти «Передавальні та приймальні пристрої», «Схемотехніка», «Інфокомунікаційні безпроводові технології та їх застосування». Загальна кількість публікацій понад 100

Email: avdieienko.hlib@lil.kpi.ua; django2006@ukr.net



Корсун Володимир Іванович – генеральний директор Українського державного центру радіочастот, кандидат техн. наук. Сфера наукових інтересів охоплює електромагнітну сумісність в електронних комунікаціях. Автор та співавтор більш ніж 15 наукових праць, в тому числі 2-х монографій та 4-х винаходів.

Email: korsun@ucrf.gov.ua



Сайко Володимир Григорович – доктор технічних наук, професор, професор Військового інституту телекомунікацій та інформатизації імені Героїв Крут, дійсний член Української Академії Наук, заступник Голови Ради Товариства винахідників і раціоналізаторів України, нагороджений державною відзнакою Міністерства оборони. Автор більш ніж 300 наукових праць, в тому числі 6-и монографій, 50 винаходів, 5-х підручників і 6-и навчальних посібників.

Email: vgsaiko@gmail.com



Кузьмичов Ігор Костянтинівич – доктор фізико-математичних наук, професор, завідувач відділу Інституту радіофізики та електроніки ім. О.Я. Усикова НАН України, нагороджений відзнакою Національної академії наук України. Автор та співавтор більш ніж 200 наукових праць, в тому числі 4-х монографій та 20 винаходів.

E-mail: kuzmichev.igr@gmail.com



Дубіковський Олександр Володимирович – завідувач відділу Інституту фізики напівпровідників ім. В.Є. Лашкарьова НАН України, PhD, старший дослідник, член робочої групи з питань розвитку цифрових інновацій та технологій у сфері виробництва напівпровідників Міністерства цифрової трансформації України, відзначений державною нагородою України – медаллю «За працю і звитягу».

E-mail: dubikovsky_o@ukr.net.



Голенков Олександр Геннадійович – старший науковий співробітник Інституту фізики напівпровідників ім. В.Є.Лашкарьова НАН України, кандидат фізико-математичних наук. Автор більш ніж 120 наукових публікацій, в тому числі 8 патентів (4 патенти на винахід). Наукова діяльність пов'язана з розробленням приймачів випромінювання і експериментальних систем радіобачення в видимому, інфрачервоному та терагерцовому діапазонах спектру.

Email: golenkov@isp.kiev.ua



Забудський Вячеслав Володимирович – старший науковий співробітник Інституту фізики напівпровідників ім. В.Є.Лашкарьова НАН України, кандидат фіз. мат. наук, автор численних наукових робіт та патентів у сфері фізики напівпровідників, ІЧ та ТГц досліджень, що об'єднують експериментальні та теоретичні підходи для впровадження у сучасні електронні та оптоелектронні технології.

Email: zv1968@yahoo.com

Навчальне видання

Наритник Теодор Миколайович
Романюк Борис Миколайович
Цибрій Зіновія Федорівна
Авдєєнко Гліб Леонідович
Корсун Володимир Іванович
Сайко Володимир Григорович
Кузьмичов Ігор Костянтинович
Дубіковський Олександр Володимирович
Голенков Олександр Геннадійович
Забудський Вячеслав Володимирович

**ТЕРАГЕРЦОВІ ТЕХНОЛОГІЇ
В ЕЛЕКТРОННИХ КОМУНІКАЦІЯХ,
РАДІОЛОКАЦІЇ ТА РАДІОБАЧЕННІ
Основи і реалізація**

Монографія

*За загальною редакцією академіка Української академії наук
Т.М. Наритника*

Друкується у авторській редакції

Комп'ютерне верстання — Мележик О. В.
Дизайн обкладинки — Стецкова А. С.

Підписано до друку 03.06.2026 р.
Формат 60x84/16. Ум. друк. арк. 15,1
Наклад 100 прим. Зам. №

*Видавець і виготовлювач Університет «Україна»
03115, Київ, вул. Львівська, 23,
тел./факс (044) 424-40-69, 424-56-26
E-mail: ukraine.vdk@email.ua.*

Свідоцтво суб'єкта видавничої справи ДК № 405 від 06.04.2001