МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
ДЕРЖАВНИЙ УНІВЕРСИТЕТ
«КИЇВСЬКИЙ АВІАЦІЙНИЙ ІНСТИТУТ»

Кваліфікаційна наукова
праця на правах рукопису

ГРИЦЕВ ЯРОСЛАВ ВАСИЛЬОВИЧ

УДК 629.7.058(043.3)

ДИСЕРТАЦІЯ
МЕТОД ПІДВИЩЕННЯ ЕФЕКТИВНОСТІ ФУНКЦІОНУВАННЯ НВЧ СИНТЕЗАТОРА ЧАСТОТ ДЛЯ СИСТЕМ ЗВ'ЯЗКУ З БПЛА

Спеціальність 172 "Телекомунікації та радіотехніки"
Галузь знань 17 "Електроніка та телекомунікації"

Подається на здобуття наукового ступеня доктора філософії

Дисертація містить результати власних досліджень. Використання ідей, результатів і текстів інших авторів мають посилання на відповідне джерело

_____ Я.В. Грицев
Науковий керівник:
Щербина Ольга Алімівна,
доктор технічних наук, професор кафедри ЕРМІТ

Київ – 2026

АНОТАЦІЯ

Грицев Ярослав Васильович. Метод підвищення ефективності функціонування НВЧ синтезатора частот для систем зв'язку з БПЛА – кваліфікаційна наукова праця на правах рукопису.

Дисертація на здобуття ступеня доктора філософії за спеціальністю 172 "Телекомунікації та радіотехніка" галузь знань 17 "Електроніка та телекомунікації". Державний університет Київській авіаційний інститут» Міністерства освіти і науки України. – Київ, 2026.

Дисертаційна робота присвячена дослідженню та вирішенню актуальної науково-практичної задачі, що полягає у збільшенні ефективності функціонування НВЧ синтезатора частот для систем зв'язку з безпілотними літальними апаратами (БПЛА) шляхом зниження рівня фазового шуму вихідного сигналу та покращення спектральних характеристик.

У досліджені проведено аналіз сучасних методів побудови синтезаторів, а саме аналіз чинників, які безпосередньо впливають на рівень фазового шуму. Запропоновано метод побудови синтезатора частоти, який базується на комбінованому використанні таких методів, як фазова автопідстройка частоти (PLL), прямий цифровий синтез (DDS) та діелектричний резонаторний генератор (DRO). Новий комбінований метод поєднує в собі переваги цих методів та усуває їх недоліки. Розроблено структурну та принципову схеми синтезатора частоти, який побудовано з використанням запропонованого методу з урахуванням вимог до ширини частотної смуги робочого діапазону та рівня фазового шуму.

На основі запропонованого методу було виготовлено експериментальний зразок синтезатора частоти та проведено контрольні вимірювання. Отримані експериментальні результати підтвердили зниження рівня фазового шуму та покращення спектральних характеристик у порівнянні з існуючими аналогами.

У роботі було сформульовано основні рекомендації щодо практичного застосування розробленого синтезатора у системах радіозв’язку БПЛА, зокрема у передавальних трактах Video Transmitter (VTX).

Метою дисертаційної роботи є підвищення ефективності функціонування широкосмугового синтезатора частот для роботи в X-діапазоні з дрібним кроком перебудови частоти, зниженим рівнем фазового шуму та покращеними спектральними характеристиками, здатного стабільно функціонувати для забезпечення зв’язку з БПЛА.

Для досягнення поставленої мети в дисертаційній роботі вирішуються наступні завдання:

- аналіз існуючих сучасних рішень побудови синтезаторів частоти та факторів, які впливають на рівень фазового шуму;
- розробка нового методу побудови структури синтезатора частот з покращеними характеристиками рівню фазових шумів;
- розробка структурної схеми синтезатора частот з урахуванням вимог до фазового шуму та ширини робочого діапазону;
- виготовлення та дослідження експериментального зразка синтезатора частот на базі розробленого нового методу;
- аналіз та оцінка отриманих результатів експериментального дослідження;
- розробка та експериментальне дослідження антенних пристроїв різної конструкції, для роботи у комплексі з розробленим синтезатором частот;
- формування рекомендацій щодо використання розробленого пристрою в радіоелектронних та телекомунікаційних системах;
- застосування запропонованих рішень у системах зв’язку з БПЛА.

У першому розділі проведено огляд теоретичних основ, що становлять базу для розробки НВЧ синтезаторів частоти, а саме було опрацьовано інформацію за принципами формування високочастотних сигналах у генераторах та фактори,

що впливають на рівень фазового шуму. Виконано аналіз сучасних методів побудови синтезаторів частоти, а саме методу фазового автопідстроювання частоти (PLL), методу прямого цифрового синтезу (DDS) та генераторів з діелектричним резонатором (DRO), для визначення їх переваг та недоліків. Розглянуто класифікацію основних підходів до побудови НВЧ синтезаторів частоти з урахуванням вимог до стабільності, спектральної чистоти та ширини робочого діапазону. Проведено порівняльний аналіз існуючих рішень за критеріями рівня фазового шуму, складності реалізації та можливості забезпечення дрібної сітки перебудови частоти. Отримані результати аналізу використано як основу для формування вимог та вибору напрямку подальшої розробки методу побудови синтезатора частоти.

У другому розділі сформовані вимоги до синтезатора частоти за рівнем фазового шуму, кроком перестроюванні в сітці частот, спектральної характеристики та ширини діапазону робочих частот. Згідно цих вимог було розроблено алгоритм побудови синтезатора частоти, в якому поєднано три основних методи побудови – ФАПЧ, DDS та DRO. Метод DRO використовується в якості опорного генератора, методі DDS виконує роль керуючого сигналу та ФАПЧ забезпечує роботу в широкому діапазоні частоти.

Згідно запропонованого методу було розроблено функціональну схему синтезатора частоти та описаний принцип роботи. Також було обґрунтовано вибір елементів схеми для забезпечення необхідних вимог до стабільного функціонування пристрою. Даний методу побудови синтезатора частоти виконує основне завдання – це зниження рівня фазового шуму та зберігає при цьому дрібну сітку частот в широкому діапазоні.

Для додаткового зниження рівня фазового шуму в синтезаторі частоти запропоновано фільтрацію, яка реалізована на фільтрах нижніх частота та смугових фільтрах. Це дає можливість знизити вплив паразитної складової.

У роботі окрему увагу було приділено розробці блоку з опорним генератором DRO та принцип його роботи, проведено вимірювання та аналіз рівня фазового шуму.

У третьому розділі наведено практичну реалізацію розробленого методу побудови НВЧ синтезатора частоти та результати його експериментальних досліджень. Синтезовано принципову електричну схему пристрою на основі запропонованої комбінованої структури із використанням системи фазового автопідстроювання частоти, прямого цифрового синтезу та генератора з діелектричним резонатором. Розроблено топологію друкованої плати з урахуванням особливостей роботи в НВЧ діапазоні та вимог до мінімізації паразитних впливів.

Сформовано методику експериментальних досліджень основних характеристик синтезатора, зокрема рівня фазового шуму та параметрів перебудови частоти в робочому діапазоні. Проведено вимірювання та отримано експериментальні результати, які підтверджують ефективність запропонованого методу.

Проаналізовано отримані результати та встановлено, що розроблений синтезатор забезпечує зниження рівня фазового шуму та покращення спектральних характеристик у порівнянні з альтернативними рішеннями. Оцінено відповідність отриманих параметрів поставленим вимогам. Показано вплив конструктивних та схемотехнічних рішень на якість вихідного сигналу, що має враховуватися при подальшому проєктуванні НВЧ синтезаторів частоти.

Четвертий розділ присвячено розробці та дослідженню антенних систем, призначених для роботи спільно з розробленим НВЧ синтезатором частоти в системах зв’язку з БПЛА. Розглянуто особливості побудови антен для X-діапазону з урахуванням вимог до коефіцієнта підсилення, ширини діаграми спрямованості та узгодження з фідерним трактом. Розроблено конструкції параболічної, рупорної та мікросмужкової антен з коловою поляризацією та

проведено математичне і експериментальне дослідження основних характеристик випромінювання та узгодження.

Наведено результати моделювання та експериментальних досліджень основних характеристик антен, зокрема діаграм спрямованості, коефіцієнта підсилення та узгодження в робочому діапазоні частот. Проведено оцінку ефективності інтеграції антен з розробленим синтезатором частоти, як джерелом сигналу.

Підкреслено перспективи практичного використання розроблених антенних рішень у складі радіотехнічних систем зв'язку з БПЛА, зокрема в передавальних трактах, що працюють у НВЧ діапазоні.

У дисертаційній роботі здобуто такі нові **наукові результати**:

1. Уперше запропоновано метод побудови НВЧ синтезатора частоти для X-діапазону на основі комбінованого використання системи фазового автопідстроювання частоти, прямого цифрового синтезу та генератора з діелектричним резонатором, що, на відміну від існуючих підходів, дозволяє одночасно забезпечити низький рівень фазового шуму, дрібну сітку перебудови частоти та широкосмуговість роботи.

2. Уперше розроблено структурну організацію синтезатора частоти з інтегрованим використанням PLL, DDS та DRO, у якій оптимізовано взаємодію між окремими функціональними блоками, що забезпечує покращення спектральних характеристик вихідного сигналу та зниження впливу шумових складових.

3. Отримали подальший розвиток методи зниження фазового шуму в НВЧ синтезаторах частоти шляхом удосконалення підходів до вибору елементної бази та побудови структурних схем, що дозволяє підвищити стабільність частоти та покращити спектральну характеристику сигналу в умовах зміни зовнішніх факторів.

4. Уперше запропоновано підхід до комплексного проєктування системи формування та випромінювання сигналу, який включає розробку антенних

рішень (параболічної, рупорної та антенної решітки з патч-елементів), узгоджених із характеристиками синтезатора частоти, що забезпечує підвищення ефективності функціонування радіоканалу в системах зв'язку безпілотних літальних апаратів.

Практичне значення отриманих результатів полягає у можливості використання розробленого методу побудови НВЧ синтезатора частоти при створенні сучасних радіотехнічних систем зв'язку, зокрема систем зв'язку з БПЛА.

Запропонований підхід до побудови синтезатора на основі комбінування технологій фазового автопідстроювання частоти, прямого цифрового синтезу та генератора з діелектричним резонатором дозволяє забезпечити низький рівень фазового шуму, високу спектральну чистоту та дрібну сітку перебудови частоти, що підвищує ефективність функціонування передавальних трактів у НВЧ діапазоні.

Розроблені технічні рішення можуть бути використані при проєктуванні генераторних модулів (VTX) для систем радіозв'язку, радіомоніторингу та телеметрії, а також інтегровані у складі сучасних радіоелектронних комплексів. Запропонований синтезатор частоти може застосовуватися в умовах впливу кліматичних факторів, що є важливим для забезпечення стабільності роботи в реальних умовах експлуатації.

Отримані результати можуть бути використані при розробці антенних систем для НВЧ діапазону, зокрема параболічних, рупорних та мікросмужкових антен, що узгоджуються з характеристиками синтезатора частоти та забезпечують ефективне випромінювання сигналу.

Результати роботи можуть бути впроваджені в навчальний процес закладів вищої освіти за спеціальностями, пов'язаними з телекомунікаціями та радіоелектронікою, а також використані при виконанні науково-дослідних робіт у галузі розробки НВЧ пристроїв та систем зв'язку.

Ключові слова: телекомунікаційні системи, радіоелектронні системи, системи моніторингу, системи зв’язку, безпека авіації, безпілотні літальні апарати, широкосмугові радіосистеми, радіосигнали, радіочастоти, радіолокаційні сигнали, багатопроменеве поширення радіосигналу, навмисні завади, інформаціна безпека, синтезатор частоти, метод фазового автопідстроювання частоти, метод прямого цифрового синтезу, генератор з діелектричним резонатором, фазовий шум, петлі зворотного зв'язку, спектральна характеристика, паразитні складові випромінювання, сітка частот, фільтрація, обробка сигналів, антени, діаграма спрямованості, коефіцієнт підсилення, правогвинтова поляризація, коефіцієнт відбиття, вхідний імпеданс.

ABSTRACT

Yaroslav Vasylovych Hrytsiv. Method for increasing the efficiency of the microwave frequency synthesizer for UAV communication system – a qualifying scientific thesis in manuscript form.

Doctoral dissertation for the degree of Doctor of Philosophy in the specialty 172 "Telecommunications and Radio Engineering," field of knowledge 17 "Electronics and Telecommunications." State University "Kyiv Aviation Institute" of the Ministry of Education and Science of Ukraine. – Kyiv, 2026.

This dissertation is devoted to the study and solution of a pressing scientific and practical problem, which consists in increasing the efficiency of a microwave frequency synthesizer for unmanned aerial vehicle (UAVs) by reducing the phase noise level of the output signal, improving spectral characteristics, and developing antenna devices.

The study analyzes modern methods of synthesizer design, specifically the factors that directly influence the phase noise level. A method for constructing a frequency synthesizer is proposed, based on the combined use of methods such as phase-locked loop (PLL), direct digital synthesis (DDS), and dielectric resonator oscillator (DRO). The new combined method combines the advantages of these methods and eliminates their disadvantages. Structural and schematic diagrams of a frequency synthesizer have been developed, which is constructed using the proposed method, taking into account the requirements for the bandwidth of the operating range and the phase noise level.

Based on the proposed method, a prototype frequency synthesizer was constructed and validation measurements were performed. The experimental results confirmed a reduction in phase noise and an improvement in spectral characteristics compared to existing counterparts.

The paper formulates key recommendations for the practical application of the developed synthesizer in UAV radio communication systems, particularly in Video Transmitter (VTX) transmission paths.

The aim of this dissertation is to improve the performance of a broadband frequency synthesizer designed for operation in the X-band, featuring fine frequency tuning, reduced phase noise, and improved spectral characteristics, capable of stable operation to support communication with UAVs.

To achieve the stated objective, this dissertation addresses the following tasks:

- analysis of existing modern designs for frequency synthesizers and the factors that influence phase noise levels;
- development of a new method for designing a frequency synthesizer structure with improved phase noise performance;
- development of a block diagram for a frequency synthesizer, taking into account requirements for phase noise and operating bandwidth;
- fabrication and investigation of an experimental prototype of a frequency synthesizer based on the newly developed method;
- analysis and evaluation of the obtained measurement results, including an analysis of the experimental study results;
- development and experimental investigation of antenna devices of various designs for use in conjunction with the developed frequency synthesizer;
- formulation of recommendations regarding the use of the obtained results in radio-electronic systems;
- application of the proposed solutions in radio communication systems for unmanned aerial vehicles.

The first chapter provides an overview of the theoretical foundations underlying the development of microwave frequency synthesizers, specifically examining the principles of high-frequency signal generation in oscillators and the factors affecting phase noise levels. An analysis of modern methods for constructing frequency synthesizers was performed, specifically the phase-locked loop (PLL) method, the direct digital synthesis (DDS) method, and dielectric resonator oscillators (DROs), to

determine their advantages and disadvantages. The classification of the main approaches to the design of microwave frequency synthesizers is considered, taking into account requirements for stability, spectral purity, and operating bandwidth. A comparative analysis of existing solutions is conducted based on criteria such as phase noise level, implementation complexity, and the ability to provide a fine frequency tuning grid. The results of this analysis are used as a basis for formulating requirements and selecting the direction for further development of a frequency synthesizer design method.

The second chapter outlines the requirements for the frequency synthesizer in terms of phase noise level, tuning step in the frequency grid, spectral characteristics, and operating frequency range. Based on these requirements, an algorithm for constructing a frequency synthesizer was developed, combining three main methods: PLL, DDS, and DRO.

The DRO method is used as the reference oscillator, the DDS method serves as the control signal, and the PLL ensures operation across a wide frequency range. Based on the proposed method, a functional block diagram of the frequency synthesizer was developed and its operating principle described. The selection of circuit components to meet the requirements is also justified. This method of constructing a frequency synthesizer fulfills the primary objective—reducing phase noise while maintaining a fine frequency resolution across a wide range.

To further reduce the phase noise level in the frequency synthesizer, a filtering scheme is proposed, implemented using low-pass and bandpass filters. This makes it possible to reduce the influence of the parasitic component.

A detailed description is also provided of the block with a DRO reference generator and its operating principle. Measurements and analysis of its phase noise level were also conducted.

Chapter 3 presents the implementation of the developed method for constructing a microwave frequency synthesizer and the results of its experimental studies. A conceptual electrical circuit of the device was synthesized based on the proposed

combined structure, utilizing a phase-locked loop, direct digital synthesis, and a dielectric resonator generator. A printed circuit board topology was developed, taking into account the specific features of operation in the microwave range and the requirements for minimizing parasitic effects.

A methodology was established for experimental studies of the synthesizer's main characteristics, in particular the phase noise level and frequency tuning parameters within the operating range. Measurements were performed and experimental results were obtained, confirming the effectiveness of the proposed method.

The results were analyzed, and it was established that the developed synthesizer provides a reduction in phase noise and improved spectral characteristics compared to traditional solutions. The compliance of the obtained parameters with the specified requirements was assessed. The influence of structural and circuit design solutions on the quality of the output signal was demonstrated, which should be taken into account in the further design of microwave frequency synthesizers.

Chapter 4 is devoted to the design and study of antenna systems intended for use in conjunction with the developed microwave frequency synthesizer in unmanned aerial vehicle communication systems. The paper examines the design features of X-band antennas, taking into account requirements for gain, directivity, and matching with the transmission path. Designs for parabolic, horn, and patch antennas have been developed, their main geometric parameters have been determined, and an analysis of their radiation characteristics has been conducted. The stages of antenna design and modeling are described, taking into account the conditions of their practical application.

The results of modeling and experimental studies of the main antenna characteristics are presented, in particular, radiation patterns, gain, and matching in the operating frequency range. The effectiveness of integrating the antennas with the developed frequency synthesizer as a signal source has been evaluated.

The prospects for the practical use of the developed antenna solutions as part of UAV radio communication systems are highlighted, particularly in transmission paths operating in the microwave band.

The dissertation presents the following new scientific findings:

1. For the first time, a method is proposed for constructing an X-band microwave frequency synthesizer based on the combined use of a phase-locked loop, direct digital synthesis, and a dielectric resonator generator, which, unlike existing approaches, simultaneously ensures low phase noise, fine frequency tuning steps, and wideband operation.

2. For the first time, a structural organization of a frequency synthesizer has been developed that integrates the use of PLL, DDS, and DRO, in which the interaction between individual functional blocks has been optimized, ensuring improved spectral characteristics of the output signal and a reduction in the influence of noise components.

3. Methods for reducing phase noise in microwave frequency synthesizers have been further developed by refining approaches to component selection and circuit design, which allows for increased frequency stability and improved signal spectral characteristics under changing external conditions.

4. For the first time, an approach to the integrated design of a signal generation and transmission system has been proposed, which includes the development of antenna solutions (parabolic, horn, and microstrip antennas) coordinated with the characteristics of the frequency synthesizer, which ensures improved radio channel performance in unmanned aerial vehicle communication systems.

The practical significance of the obtained results lies in the possibility of using the developed method for constructing a microwave frequency synthesizer in the creation of modern radio communication systems, in particular communication systems for unmanned aerial vehicles. The proposed approach to synthesizer design, based on a combination of phase-locked loop (PLL) technology, direct digital synthesis, and a dielectric resonator generator, ensures low phase noise, high spectral

purity, and a fine frequency tuning step size, which improves the efficiency of transmission paths in the microwave band.

The developed technical solutions can be used in the design of transmitter modules (VTX) for radio communication, radio monitoring, and telemetry systems, as well as integrated into modern radio-electronic systems. The proposed frequency synthesizer can be used in environments subject to climatic factors, which is important for ensuring stable operation under real-world operating conditions.

The results obtained can be used in the design of antenna systems for the microwave band, in particular parabolic, horn, and microstrip antennas, which are compatible with the characteristics of the frequency synthesizer and ensure efficient signal radiation.

The results of this work can be incorporated into the curriculum of higher education institutions in fields related to telecommunications and radio electronics, as well as used in research and development work in the field of microwave devices and communication systems.

Keywords: telecommunication systems, electronic systems, monitoring systems, communication systems, aviation safety, unmanned aerial vehicles, wideband radio systems, radio signals, radio frequencies, radar signals, multipath propagation of radio signals, jamming, information security, frequency synthesizer, phase-locked loop method, direct digital synthesis method, dielectric resonator oscillator, phase noise, feedback loops, spectral characteristics, parasitic radiation components, frequency grid, filtering, signal processing, antennas, radiation pattern, gain, right-handed polarization.

Список публікацій здобувача за темою дисертації

1. Sibruk L., Gritsev Ya. Frequency Synthesizer of X Band. *Ostroumov, I., Marais, K., Zaliskyi, M. (eds) Advances in Civil Aviation Systems Development. ACASD 2025. Lecture Notes in Networks and Systems*, 2025, Vol. 1418, P. 251-261. DOI: 10.1007/978-3-031-91992-3_16.

2. Hrytsev Ya. V. About the Phase Noise of Frequency Synthesizers *Electronics and Control Systems*, 2025, Vol. 3, No. 85, P. 80–84, DOI: 10.18372/1990-5548.85.20435.

3. Hrytsev Ya., Shcherbyna O. Broadband parabolic antenna with spiral radiator for UAV communication system, *Наукоємні технології*. 2026. № 1 (69). С. 87–93. DOI: 10.18372/2310-5461.69.20939.

Матеріали доповідей та конференціях, які засвідчують апробацію результатів дисертації.

1. Грицев Я. Синтезатор частоти з низьким рівнем фазового шуму. *ABIA-2023*: матеріали XVI міжнародної науково-технічної конференції (м. Київ, 18–20 квітня 2023 р.). Київ : НАУ, 2023. С. 7.40–7.44.

2. Hrytsev Ya., Shcherbyna O. The Principle of Matching Patch Elements in Broadband Antenna Array. *2026 IEEE 18th International Conference on Advanced Trends in Radioelectronics, Telecommunications and Computer Engineering (TCSET)*, Lviv, Ukraine, 2026, pp. 1-4. DOI: 10.1109/TCSET65181.2026.11461114.

ЗМІСТ

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ СКОРОЧЕНЬ……...18

ВСТУП……20

РОЗДІЛ 1. АНАЛІЗ ІСНУЮЧИХ РІШЕНЬ ТА МЕТОДІВ ПОБУДОВИ НВЧ СИНТЕЗАТОРІВ ЧАСТОТИ……..……26

1.1 Класифікація сучасних методів побудови НВЧ синтезаторів частоти..26

1.2 Метод побудови фазового автопідстроювання частоти……..……...28

1.3 Метод побудови синтезатору прямого цифрового синтезу…..…….35

1.4 Генератор з діелектричним резонатором……..……...41

1.5 Висновок до першого розділу……..….46

РОЗДІЛ 2. РОЗРОБКА МЕТОДУ ПОБУДОВИ СИНТЕЗАТОРА ЧАСТОТИ ДЛЯ Х ДІАПАЗОНУ З НИЗЬКИМ РІВНЕМ ФАЗОВОГО ШУМУ……..48

2.1 Опис вимог для НВЧ синтезатора частоти на Х-діапазон…….……48

2.2 Розробка алгоритму методу побудови синтезатора частоти ……50

2.3 Розробка структурної схеми синтезатора частоти і принцип роботи……....54

2.4 Вибір структурних компонент розробленої схеми синтезатора частот…….....59

2.5 Висновок до другого розділу…….……...73

РОЗДІЛ 3. РЕАЛІЗАЦІЯ ЗАПРОПОНОВАНОГО МЕТОДУ ТА ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНІ ДОСЛІДЖЕННЯ ЙОГО ЗАСТОСУВАННЯ……75

3.1 Виготовлення експериментального зразку НВЧ синтезатора частоти ……..75

3.2 Методика вимірювання основних параметрів НВЧ синтезатора частоти……....……77

3.3 Аналіз результатів вимірювання параметрів

НВЧ синтезатора частоти……..……82
3.4 Висновок до третього розділу……..……85
РОЗДІЛ 4. РОЗРОБКА ТА ДОСЛІДЖЕННЯ АНТЕННИХ ПРИСТРОЇВ НАЗЕМНОГО СЕГМЕНТУ КОМПЛЕКСУ БПЛА ……...……87
4.1 Вимоги до антенного блоку комплекту зв’язку з БПЛА ……87
4.2 Рупорна антена з коловою поляризацією……..……..91
4.3 Параболічна антена з коловою поляризацією…….……96
4.4 Антенна решітка з патч-елементів з колової поляризацією…….……105
4.5 Висновок до четвертого розділу……..……...113
ЗАГАЛЬНІ ВИСНОВКИ…….115
СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ……118

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ СКОРОЧЕНЬ

АЧХ – амплітудно-частотна характеристика

АЦП – аналогово-цифровий перетворювач

БПЛА – безпілотні літальні апарати

ВЧ – високі частоти

ГУН – генератор керованої напруги

КСХН – коефіцієнт стоячої хвилі за напругою

НВЧ – надвисокі частоти

ПЗП - постійний запам’ятовуючий пристрій

РЕБ – радіоелектронна боротьба

РЕП – радіоелектронна підтримка

СГП – спектральна густина потужності

ЦАП – цифровий аналоговий перетворювач

ФАПЧ – фазове автопідлаштування частоти

BPF – Band Pass Filter

CP – Current Pump

DDS – Direct Digital Synthesizer

DRO – Dielectric Resonator Oscillator

DMTI – Digital Modulation Techniques and Information

FCW – Frequency Control Word

GMTI – Ground Moving Target Indicator

LF – Loop Filter

LO – Local Oscillator

LPF – Low Pass Filter

PA – Phase Accumulator

PAC – Phase to Amplitude Converter

PD – Phase Detector

PFD - Phase Frequency Detector

PLL – Phase-Locked Loop

RHCP – Right-Hand Circular Polarization

SAR – Synthetic Aperture Radar

SFDR – Spurious Free Dynamic Range

VCO - Voltage-Controlled Oscillator

VSWR – Voltage Standing Wave Ratio

VTX – Video Transmitter

ВСТУП

Актуальність. Розвиток систем радіозв’язку, радіолокаційних та навігаційних систем, а також прецизійного вимірювального обладнання вимагає застосування джерел сигналу з високою добротністю та стабільністю сигналу, які при цьому мають низький рівень фазового шуму. Критичність цього параметру спричинена забезпеченням якості визначення швидкості цілі, її дальності та розміщення в просторі. Фазовий шум може значно впливати на завадостійкість всієї системи зв’язку через появу паразитних складових навколо несучого сигналу, що, в свою чергу, спричиняє появу небажаних бічних смуг смуг.

Дисертаційна робота присвячена дослідженню та вирішенню актуальної науково-практичної задачі, що полягає у підвищенні ефективності функціонування НВЧ синтезатора частоти для систем зв’язку з БПЛА шляхом зниження рівня фазового шуму вихідного сигналу, покращення спектральних характеристик та розробки антенних пристроїв.

Розвиток систем радіозв’язку, радіолокаційних та навігаційних систем вимагає застосування джерел сигналу з високою добротністю та стабільністю сигналу з низьким рівнем фазового шуму. Критичність цього параметру спричинена необхідністю забезпечення високої якості визначення швидкості цілі, її дальності та розміщення в просторі. Також фазовий шум впливає на завадостійкість всього комплексу зв’язку через виникнення паразитних складові у складі корисного сигналу, що в свою чергу спричиняє появу небажаних бічних смуг.

У даному досліджені було проведено аналіз сучасних методів побудови синтезаторів, а саме аналіз чинників, які безпосередньо вносять вплив на рівень фазового шуму. Було запропоновано метод побудови синтезатора частоти, який базується на комбінованому використанні фазової автопідстройки частоти (PLL),

прямого цифрового синтезу (DDS) та діелектричного резонаторного генератора (DRO), що поєднує в собі переваги цих методів та усуває їх недоліки.

Отже, створення методу підвищення ефективності функціонування НВЧ синтезатора частоти для систем зв’язку з БПЛА шляхом зниження рівня фазового шуму вихідного сигналу є особливо актуальною темою, яка дозволить підвищити надійність зв'язку.

Також синтезатори частоти широко використовуються у системах з радіолокаторами, таких як:

- радіолокатори з синтезатором апертури (SAR);
- радіолокатори з індукцією рухомих наземних цілей (GMTI);
- радіолокатори рухомих цілей (DMTI).

Стабільність частоти та рівень фазового шуму мають значний вплив на визначення дальності до цілей, визначення їх швидкості пересування в просторі. Тому поява будь-яких випадкових помилок може призвести до отримання недостовірних даних, що є неприпустимим у таких системах.

Мета і задачі дослідження. Метою дисертаційної роботи є підвищення ефективності роботи функціонування НВЧ синтезатора частоти для системи зв’язку з БПЛА за допомогою комбінування методів побудови PLL, DDS та DRO для зниження рівня фазового шуму.

Для досягнення поставленої мети були поставленні та вирішенні такі **завдання**:

- аналіз існуючих сучасних рішень побудови синтезаторів частоти та факторів, які впливають на рівень фазового шуму;
- розробка нового методу побудови структури синтезатора частоти з покращеними характеристиками рівня фазових шумів;
- розробка структурної схеми синтезатора частоти з урахуванням вимог до фазового шуму та ширини робочого діапазону;
- виготовлення та дослідження експериментального зразка синтезатора частоти на базі розробленого нового методу;

- аналіз та оцінка отриманих результатів вимірювання з аналізом результатів експериментального дослідження;
- розробка та експериментальне дослідження антенних пристроїв різної конструкції, для роботи у комплексі з розробленим синтезатором частоти;
- формування рекомендацій щодо використання отриманих результатів в радіоелектронних системах;
- застосування запропонованих рішень у системах радіозв'язку з БПЛА.

Об'єкт дослідження – це процес зниження рівня фазового шуму синтезатора частоти.

Предметом дослідження є методи та алгоритми побудови проєктування синтезатора частоти з пониженням рівня фазового шуму за рахунок комбінації методів PLL, DDS та DRO.

Методи дослідження. У роботі використовувалися методи спектрального аналізу сигналу, методи побудови синтезаторів частоти, методи математичного моделювання, методи проєктування виробів, методи експериментальних вимірювань характеристик випромінювання та узгодження з використанням спектрального та векторного аналізаторів, методи обробки результатів вимірювань.

Наукова новизна одержаних результатів.

1. Уперше запропоновано метод побудови НВЧ синтезатора частоти для X-діапазону на основі комбінованого використання системи фазового автопідстроювання частоти, прямого цифрового синтезу та генератора з діелектричним резонатором, що, на відміну від існуючих підходів, дозволяє одночасно забезпечити низький рівень фазового шуму, дрібну сітку перебудови частоти та широкосмуговість роботи.
2. Уперше розроблено структурну організацію синтезатора частоти з інтегрованим використанням PLL, DDS та DRO, у якій оптимізовано взаємодію між окремими функціональними блоками, що забезпечує покращення

спектральних характеристик вихідного сигналу та зниження впливу шумових складових.

3. Отримали подальший розвиток методи зниження фазового шуму в НВЧ синтезаторах частоти шляхом удосконалення підходів до вибору елементної бази та побудови структурних схем, що дозволяє підвищити стабільність частоти та покращити спектральну характеристику сигналу в умовах зміни зовнішніх факторів.

4. Уперше запропоновано підхід до комплексного проєктування системи формування та випромінювання сигналу, який включає розробку антенних рішень (параболічної, рупорної та мікросмужкової антен), узгоджених із характеристиками синтезатора частоти, що забезпечує підвищення ефективності функціонування радіоканалу в системах зв'язку з БПЛА.

Практичне значення одержаних результатів.

Отриманні результати при дослідженні та розробці нового методу побудови синтезатора частота можуть бути використані:

1. У розробці та проєктуванні радіолокаційних систем в яких важливо отримати низькі рівні шумів для збільшення дальності роботи зв'язку такої системи та точність отримання вимірювальних величин таких як дальність, швидкість та кут.

2. У прецизійному вимірювальному стендовому обладнанні в такому як наприклад частотний генератор сигналу, векторних аналізаторах, трекинг генераторах, передавальних приладах тощо.

3. Дані види синтезаторів частоти можна використовувати у навчальних та дослідницьких лабораторіях, де проводиться підготовка фахівців. Завдяки своїй відносній простоті виготовлення цей метод є більш доступним рішенням для таких завдань у порівнянні з існуючими аналогами.

4. Проведено експериментальне вимірювання основних характеристик НВЧ синтезатора частоти, який побудований за розробленим методом. Згідно вимог було розглянуто рівень фазового шуму, ширина робочого діапазону

частот, щільність сітки частот та спектральна характеристика. Аналіз результатів вимірювання підтвердив доцільність та ефективність застосування даного методу побудови синтезатора частоти.

5. Розроблено ряд антенних пристроїв з коловою поляризацією (рупорна антена, параболічна антена із спіральним опромінювачем та антенна решітка з патч-елементів) для роботи у комплексі зв'язку з БПЛА при використанні розробленого НВЧ синтезатора частоти.

Особистий внесок здобувача.

Основні результати роботи отримано здобувачем самостійно й опубліковано у 5 наукових працях.

Роботи [30] та [49] виконані автором самостійно. З робіт, що опубліковані у співавторстві, використовуються результати, отримані особисто здобувачем.

У роботах, опублікованих у співавторстві, автору дисертації належить: [46] – обґрунтування нового методу побудови широкосмугових синтезаторів частоти, що базується на відомих методах PLL, DDS, DRO; [76] – розрахунок, виготовлення та експериментальне дослідження параболічної антени із спіральним опромінювачем; [82] – розрахунок, виготовлення та експериментальне дослідження антенної решітки 4Х4 з патч-елементів.

Апробоація результатів дисертації. Основні положення та результати дисертації доповідалися на міжнародних та всеукраїнських науково-технічних конференціях з питань телекомунікацій та інформаційних технологій, а саме:: XVI міжнародній науково-технічній конференції «ABIA-2023» (Київ, 2023), 18th IEEE International Conference «Advanced Trends in Radioelectronics, Telecommunications and Computer Engineering» (Львів, 2026), International Conference «Advances in Civil Aviation Systems Development» (Київ, 2025).

Публікації. Основні результати дисертаційної роботи опубліковано у 3 фахових наукових виданнях та 2 матеріалах міжнародних конференцій.

Обсяг і структура дисертації. Дисертаційна робота складається з анотації, змісту, переліку умовних позначень, вступу, чотирьох розділів, загальних

висновків, списку використаних джерел і додатків. Загальний обсяг роботи становить 128 сторінок друкованого тексту, основна частина займає 117 сторінок. Робота містить 63 рисунки та 2 додатки. Список використаних джерел налічує 82 найменування.

РОЗДІЛ 1. АНАЛІЗ ІСНУЮЧИХ РІШЕНЬ ТА МЕТОДІВ ПОБУДОВИ НВЧ СИНТЕЗАТОРІВ ЧАСТОТИ

1.1 Класифікація сучасних методів побудови НВЧ синтезаторів частоти

Основним компонентом радіочастотних систем зв'язку є синтезатор частоти. Він забезпечує стабільну та точну частоту для пристроїв бездротового зв'язку, як сигнал коливань. Найбільшими проблемами під час проєктування є низький рівень фазового шуму, стабільність частоти джерела коливального сигналу. Відповідно для досягнення найкращих показників, існують різні методи побудови синтезатора частоти, а саме: прямий аналоговий синтез частоти, непрямий синтез частоти та прямий цифровий синтез частоти [1–2].

Синтезатор частоти, який побудований на методі прямого синтезу частоти використовує множення, ділення та змішування, як одного так і декількох сигналів, для генерації вихідного сигналу. В такому методі використовується кварцовий генератор, в якості опорного сигналу, що і задає основу для характеристик фазового шуму, спектральної складової та їхніх рівнів.

Метод прямого цифрового синтезу частоти використовує цифрову дискретизацію та зберігання для виконання синтезу частоти. Цей метод використовує популярне рішення – фазово-підстроєний синтез частоти, де використовується генератор керованої напруги, задачею якого є фіксація вхідного сигналу. Для того, щоб отримати необхідну частоту вихідного сигналу, використовується контур фазового підстроювання частоти, який виступає в ролі фільтра. Це необхідно для забезпечення стабільності частоти синтезатора, а необхідна частоти генерується та виводиться на ГУН.

Метод непрямого синтезу частот має перевагу над двома іншими методами. Відсутність необхідності використання великої кількості фільтрів. Також такий

метод має низьке енергоспоживання, що надає йому перевагу над іншими методами побудови синтезаторів частоти. Можливість працювати на високих частотах та надвисоких частотах [3].

Вище розглянуті методи використовують різні варіації реалізації, але серед них є три основних:

- фазове автопідстроювання генератори (PLL – Phase-Locked Loop);
- прямі цифрові синтезатори (DDS – Direct Digital Synthesizer);
- генератори з діелектричним резонатором (DRO – Dielectric Resonator Oscillator).

Сучасні НВЧ синтезатори частоти здатні забезпечувати стабільний вихідний сигнал [4–5]. Але вибір конкретного методу реалізації, дає як певні переваги так недоліки, які не забезпечують усіх необхідних вимог для систем зв’язку. Тому виникає необхідність комбінування двох і більше методів, для збільшення ефективності синтезатора частоти. Це дає змогу знизити рівень фазового шуму, збільшити стабільності частоти вихідного сигналу. Особливо це актуально в системах зв’язку БПЛА, де критично важливим є значення цих характеристик, які на пряму впливають на дальність, якість та ефективність відеосигналу та керування.

Зі зростанням попиту на застосування БПЛА, виникає потреба у вдосконалення їх систем зв’язку. Також з’являється необхідність забезпечення надійних джерел сигналів, які видають якісний сигнал, мають низький рівень фазового шуму, відсутні паразитні, бічні та інші завади [6].

У роботі розглядаються детально принципи роботи кожного з методів, їхні особливості та обмеження, що дозволяє обґрунтувати вибір структури для розробки новогометоду побудови НВЧ синтезатора частоти, з покращеними характеристиками фазового шуму.

1.2 Метод побудови фазового автопідстроювання частоти

Основним завдання для синтезаторів частоти, які використовують фазове автопідстроювання частоти зображеного на рис. 1.1, це забезпечення та підтримування когерентності між частотою вихідного сигналу, який повинен мати високу стабільність частоти, з частотою опорного сигналу. В якості опорного генератора використовують кварцовий генератор, який може забезпечити високу стабільність сигналу та низький рівень фазового шуму. Таке рішення є найбільш розповсюдженим у синтезаторах частоти з ФАПЧ. Ці елементи є базовими у формуванні рівня фазового шуму синтезатора частоти.

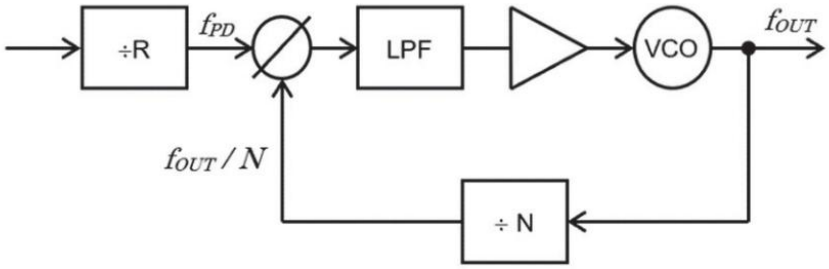


Рис. 1.1. Стандартна блок схема петлі ФАПЧ

Блок схема петлі ФАПЧ складається з:

1. подільників частоти з різними коефіцієнтами (R та N);
2. змішувача частоти, на який приходить сигнал f_{pd} (частота фазово-частотного детектора) та вихідна частота петлі f_{out}/N, поділена на коефіцієнт N;
3. фільтра нижніх частот (LPF);
4. підсилювача потужності;
5. генератора керованої напруги VCO який генерує вихідний сигнал f_{out}.

Також важливо відмітити ще одну особливість даного методу – здатність фільтрування, в тому числі і рівня фазового шуму. Тому що ФАПЧ працює як дуже вузькосмуговий фільтр нижніх частот, що забезпечує зменшення рівня

зайвих шумів, які утворюють елементи схеми. Іншого способу реалізації такого фільтру практично не існує [7].

Функціональна схема синтезатора частоти з петлею ФАПЧ (рис. 1.2) складається з:

1. опорного генератора сигналу;
2. фазово-частотного детектора PFD;
3. фільтра нижніх частот (петля);
4. генератора керованої напруги VCO;
5. подільника частоти (N,R);
6. направленого відгалужувача.

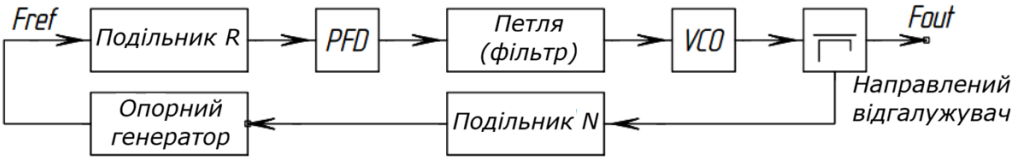


Рис. 1.2. Функціональна схема синтезатора частоти з петлею ФАПЧ

За допомогою фазової петлі автопідстроювання можна регулювати частоту генератора на виході. Для цього порівнюється по фазі вихідний сигнал з опорним. Такий метод реалізації є широко розповсюдженим та використовується у більшості НВЧ системах таких як: системи телекомунікації, радіолокаційних системах, системах зв'язку з БПЛА, прецензійні системи повірки обледнання тощо. При цьому метод може забезпечувати можливості регулювання частоти в широкому частотному діапазоні і мати при цьому високу стабільність вихідного сигналу.

Існує два фактори, що найбільше впливають на фазовий шум ФАПЧ:

- фазовий шум опорного сигналу f_{ref};
- фазовий шум VCO (генератор, що керується напругою).

Загальний фазовий шум синтезатора частоти з ФАПЧ:

$$\zeta(f) = \zeta_{ref}(f) + 20\,log\left(\frac{f_{out}}{f_{ref}}\right), \quad (1.1)$$

де $\zeta(f)$ – фазовий шум виходу; $\zeta_{ref}(f)$ – фазовий шум опорного сигналу.

Зі збільшенням частоти поділу зменшується коефіцієнт ділення в ФАПЧ, що сприяє зменшенню рівня фазового шуму.

Частотні синтезатори ФАПЧ входять до складу майже всіх передавальних пристроїв. Вони генерують сигнали в певному робочому діапазоні частот, при цьому забезпечуючи стабільний вихідний сигнал. Частотні синтезатори побудовані на основі фазового автопідстроювання або цифрового синтезу сигналу. У статті [4] розглядаються деякі аспекти конструкції частотних синтезаторів.

Одним з основних параметрів синтезатора є рівень фазового шуму, який відповідає відношенню потужності шуму до потужності несучої частоти, на один герц. Значення рівня шуму вимірюється при певних зміщеннях від несучої частоти, до прикладу 1 кГц, 10 кГц, 100 кГц, 1 МГц. У фізичному сенсі фазовий шум – це випадкові невеликі коливання фази сигналу, або його періоду в часовій області. Ця тема була предметом багатьох досліджень, де використовувалося перетворення частоти замість її поділу. У випадку коливань імпульсного сигналу, фазовий шум зменшується за допомогою струму накачування ФАПЧ (CP).

Синтезатори ФАПЧ мають широку область застосування завдяки своїм характеристикам, відносній простоті виготовлення та відносно низькій собівартості [8–9].

Традиційні схеми, які використовують петлі ФАПЧ для реалізації синтезаторів частоти, є одними з найкращих рішень. Такі схеми забезпечують необхідні значення характеристик стабільності та точності встановлення вихідної частоти сигналу. Також, в такому способі реалізації синтезатора частоти є можливість боротьби з паразитними складовими за рахунок додаткової

фільтрації сигналів. Але такі схеми мають відносно велике значення рівня фазового шуму, який впливає на якість сигналу, дальність його передавання.

Нажаль, синтезатори частоти з петлею ФАПЧ вимагають аналогових фільтрів великої площі, тому з’являються тенденції до зменшення розмірів CMOS-технологій. Для вирішення цієї проблеми є рішення, які базуються на принципі цифрового дроблення ФАПЧ. Існують цілочисленні принципи ділення і дробові принципи ділення, що дає змогу використовувати дрібну сітку частот для перелаштування вихідного сигналу частоти. Це в свою чергу дасть можливість уникати великогабаритних аналогових фільтрів для боротьби з паразитичними складовими, що виникають під час множення та ділення частоти. Також при використанні принципів цифрового дроблення знижується споживання енергії, що робить їх більш придатними для використання, ніж аналогові ФАПЧ.

Як аналогові, так і цифрові дробові ФАПЧ створюють шум квантування. Через цю особливість при підвищенні споживаної потужність, також зростає рівень паразитних шумів більше ніж у аналогових варіантах [10–11].

Для прикладу розглянуто характеристику синтезатор частоти (рис. 1.3), який побудований на мікросхемі ADF5355. Він має широкий діапазон робочих частот від 50 МГц до 13,4 ГГц.

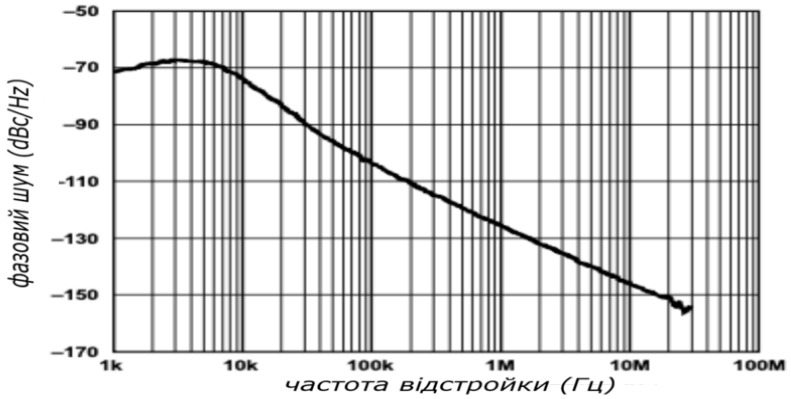


Рис. 1.3. Рівень фазового шум ADF5355 при вихідній частоті 9 ГГц

Рівень фазового шуму мікросхеми ADF5355 при відстроюванні від несучого сигналу на 100 кГц рівний – 104 дБс/Гц. Перестройка частоти в ньому відбувається як цілочисльним, так і дробовим шляхом. Щоб отримати вихідний сигнал на частоті 9 ГГц необхідно провести множення вихідного сигналу VCO на коефіцієнт 2, що вплине на збільшення фазового шуму синтезатора частоти.

На рівень фазового шуму також впливає коефіцієнт поділу частоти. Зі збільшенням значення коефіцієнту поділу рівень фазового шуму стає вищим. Така проблема виникає через обмеження опорного генератора. Максимальна частота опорного генератора на мікросхемі ADF5355 рівна150 МГц [12].

Моделювання петлі ФАПЧ для мікросхеми ADF5355, в програмному середовищі ADlsimPLL, показало наступні результати, зображенні на рис. 1.4.

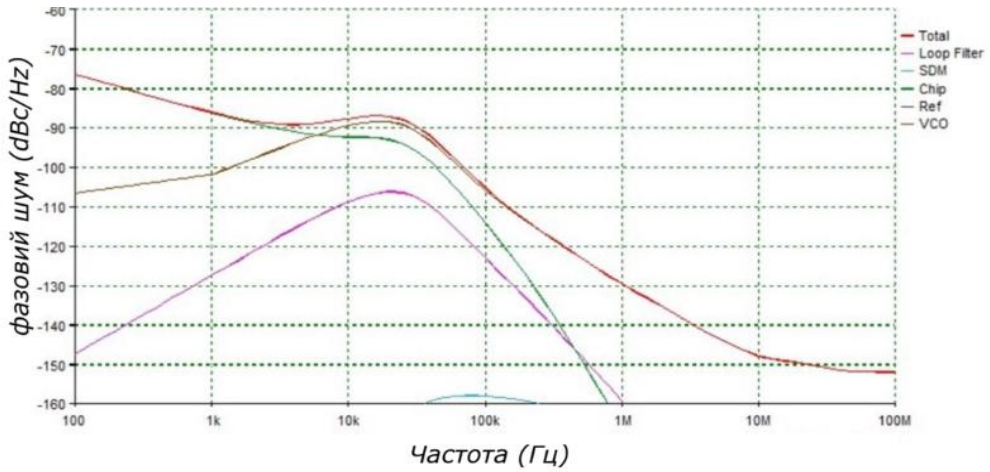


Рис. 1.4. Розрахований фазовий шум ADF5355 на частоті 9 ГГц

Згідно отриманих графіків результатів можна оцінити вплив різних блоків чинтезатора частоти на основі методу ФАПЧ на рівень фазового шуму:

- вплив рівня фазового шуму генератора керованих напруги (VCO);
- вплив рівня фазового шуму опорного генератор (Ref). У даному випадку кварцового генератора, який працює на частоті 50 МГц;
- вплив рівня фазового шуму мікросхеми ADF5355 (Chip);

- вплив рівеня фазового шуму елементної бази, яка використовується в ADF5355 та петлі ФАПЧ (SDM);
- вплив рівня фазового шуму петлі ФАПЧ (Loop filter);
- загальний рівень фазового шуму синтезатора частоти, який є сумою фазових шумів усіх елементів петлі ФАПЧ (Total).

Можна зробити висновок про необхідність використання опорного генератора з максимально низьким рівнем фазового шуму, так як цей рівень має найбільший вплив на загальний рівень шумів у системі. Також важливо підібрати правильно елементну базу, розрахувати відповідну петлю ФАПЧ, так як всі ці елементи вносять додатковий фазовий шум.

Експериментальне дослідження синтезатора частоти реалізованого на ФАПЧ показало, що рівень фазового шуму змодельованої петлі є кращий у порівнянні з реальним синтезатором частоти на мікросхемі ADF5355 (рис. 1.5).

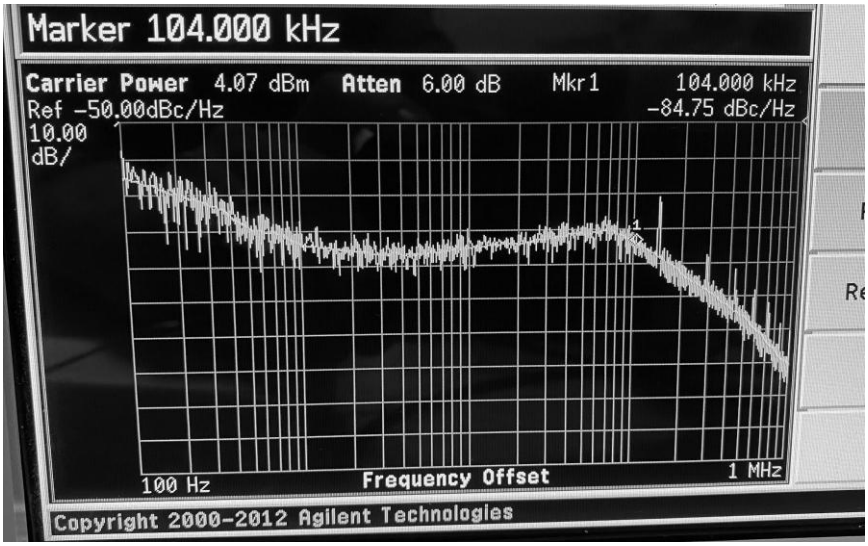


Рис. 1.5. Графік фазового шуму реального прибору на мікросхемі ADF5355

Загальний рівень фазового шуму Total при відстроюванні від несучого сигналу на частоту 100 кГц рівний -106 дБс/Гц. Виміряний рівнь фазового шуму готового приладу, при тому ж відстроюванні від несучого сигналу рівний -84,75 дБс/Гц. Погіршення рівня фазового шуму на -21,25 дБс/Гц. Це відбувається за рахунок пасивних елементів петлі, вплив фазових шумів опорного генератора та

коефіцієнта поділу частоти. У даному синтезаторі частоти використовується дробовийний метод поділу частоти, що дає змогу зменшити крок перестроювання частоти тобто більшу сітку частот. Через це відбувається додаткове збільшення рівня фазового шуму.

На відстроювані від несучого сигналу на частоту 1 кГц, 10 кГц рівень фазового шуму знаходиться в межах віл – 80 дБс/Гц до – 90 дБс/Гц, що не забезпечує необхідного результату. Це є причиною погіршення вихідного сигналу синтезатора частоти.

Основний фактор, що впливає на збільшення рівня фазового шуму, є фазовий шум опорного генератора. Його значення найбільше вносить зміни в загальний рівень. Також важливим фактором є коефіцієнт поділу частоти (частоти порівняння). Тому що від значення частоти опарного генератора залежить який буде):

$$\zeta_{total}(f) = \zeta_{ref}(f) + 20\ lg\ \ (N), \tag{1.2}$$

де $\zeta_{total}(f)$ – загальний фазовий шум синтезатора частоти; $\zeta_{ref}(f)$ – рівень фазового шуму опорного генератора; N – коефіцієнт поділу частоти.

Значний вплив на загальний рівень фазового шуму синтезатора частоти вносить опорний генератор. Тому що його рівень фазового шуму потрапляє в петлю ФАПЧ, де порівнюється опорний сигнал з вихідним сигналом синтезатора.

Саме тому виникає необхідність використати опорний генератор, який має низький рівень фазового шуму, та з вихідним сигналом на вищій частоті (близькою до частоти порівняння, для зменшення коефіцієнту поділу).

Значення фазового шуму подільника частоти N:

$$\zeta_{divider}(f) = 20\ lg\ \ (N) \tag{1.3}$$

Зі збільшенням коефіцієнту поділу N буде рости і рівень фазового шуму синтезатора частоти, саме тому виникає потреба у використанні опорного генератора, який працює на вищих частотах. [3,8,13].

У синтезаторах частоти, які використовують метод побудови з ФАПЧ, забезпечують значно кращу характеристику роздільної здатності. Коефіцієнт дробного поділу отримується шляхом періодичної модуляції вхідного сигналу. При такій періодичній модуляції, генерується небажаний побічний сигнал. Тому в літературі запропоновано різні методи зменшення побічних сигналів [14].

ФАПЧ з дробовим або цілочисельним коефіцієнтом N, що працює із зовнішнім фільтром контуру та опорним генератором, зданий забезпечити різні значення роздільної здатності сітки частот.

1.3 Метод побудови синтезаторів прямого цифрового синтезу

В синтезаторах за методом побудови прямого цифрового синтезу, використовують «слово» керування частотою (FWC). За допомогою цієї команди встановлюється необхідна вихідна частота сигналу. Для перетворення імпульсного сигналу в аналоговий на виході синтезатора частоти DDS використовується цифро-аналоговий перетворювач (ЦАП).

Вихідний сигнал синтезатору, який побудовано за методом прямого цифрового синтезу, є високоточним та має плавне налаштування. Але він має недоліки, зокрема, використання більш складних схем при необхідності збільшення робочої частоти вихідного сигналу та одночасна поява паразитних сигналів.

Метод побудови синтезатора частоти DDS часто використовується для генерації синусоїдальних або довільних сигналів, які мають програмовані частоти. Важливою перевагою синтезатора частоти на DDS є забезпечення високої точності встановлення частоти вихідного сигналу в широкому

діапазонах частот. Але в цих синтезаторах виникає обмеження при збільшенні робочої частоти на виході.

Даний метод побудови синтезатора частоти з використанням DDS широко використовується у бездротовому зв'язку, наприклад у 5G мережах. Також DDS знайшло своє широке використання в галузі медицини, де є жорсткі вимоги до точності роботи генераторів у медичному обладнанні. Синтезатори за схемою DDS використовують у радарах, і навіть у квантовій технології [15].

Коротко опишемо загальний принцип роботи синтезатора DDS. Він використовує постійний запам'ятовуючий пристрій (ПЗП), в якому зберігає вихід лічильника по модулю та значення амплітуди в адресі ПЗП.

Загальна структурна схема DDS має наступні основні елементи.

Фазовий акумулятор (РА) містить суматор та фазовий регістр. Суматор додає «слово» керування частотою FCW на кожному такті циклу із значення фазового регістру. Коли регістр заповнений, це означає що пройшов сигнал на 2π. Коли пройдено один період синусоїдного сигналу, він використовує «слово» керування частотою, яке встановлює частоту вихідного сигналу синтезатора частоти DDS:

$$f_{out} = \frac{FCW}{2^N} \cdot f_{clock}, \tag{1.4}$$

де f_{clock} – частота системного тактового генератора; N – розрядність FWC керування частотою, яке визначає роздільну здатність за частотою по формулі:

$$\Delta f = \frac{f_{clock}}{2^N}. \tag{1.5}$$

Важливо враховувати, що при достатньо великому значенні роздільної здатності N довжина «слова» керування частотою лежить в межах від 32 до 48 біт, роздільна здатність вихідного сигналу синтезатора за частотою стає більш точною. Для прикладу, маючи системний тактовий генератор 100 МГц, роздільна здатність якого за частотою буде близько 0,023 Гц при 32 біному FCW. Якщо

роздільна здатність за частотою буде забезпечуватися 48 бітною FCW, то вона становитиме $3{,}55 \cdot 10^{-7}$ Гц.

Ще один основний цифровий компонент структурної схеми DDS – це фазово-амплітудний перетворювач PAC, в якому вихідний сигнал PA є фазовим FWC P_{word}. Найчастіше при проєктуванні використовується повний тип пам'яті, але PAC також може бути реалізований з використанням інших підходів. Для зберігання значень амплітуди синуса та косинуса в універсальній архітектурі використовується ПЗП, а P_{word} використовується в якості адреса ПЗП. Вихідний сигнал PA перед використанням спочатку потрібно скоротити до q бітів. Це потрібно для того, щоб зберегти керований розмір отриманого ПЗП. Але це в свою чергу призводить до появи паразитної складової у спектрі і, відповідно, до зниження якості вихідного сигналу синтезатора частоти DDS. Так як скорочення впливають на зниження точності встановлення частоти, то важливо досягати зменшення цих паразитних спектральних складових. Ці паразитні складові мають прямий вплив на одни з ключових факторів – рівень фазового шуму, який визначає продуктивність DDS. Щоб визначити якість сигналу, потрібно оцінити розмір динамічного діапазону без паразитних завад, тобто співвідношення корисного сигналу на виході синтезатора частоти DDS до рівня паразитного сигнала в робочі смузі.

Відомо, що чим більше значення бітності q, тим кращим є якість сигналу синтезатора частоти DDS. Але необхідно враховувати, що кожен біт P_{word} буде подвоювати необхідну кількість пам'яті, а це в свою чергу збільшує собівартість та складність виготовлення. Для оцінки ефективності оптимізованого синтезатора частоти існують схеми порівняння розмірів еквівалентної загальної реалізації DDS, в якій міститься мінімально стиснута або не повністю стиснута пам'ять, з розміром стиснутої пам'яті.

Стандартна функціональна схема синтезатора частоти DDS зображена на рис. 1.6.

В науковій літературі існують дослідження методів підвищення точності частоти в широкому діапазоні частот, наприклад, від 1 Гц (або нижче) до десятків МГц [16].

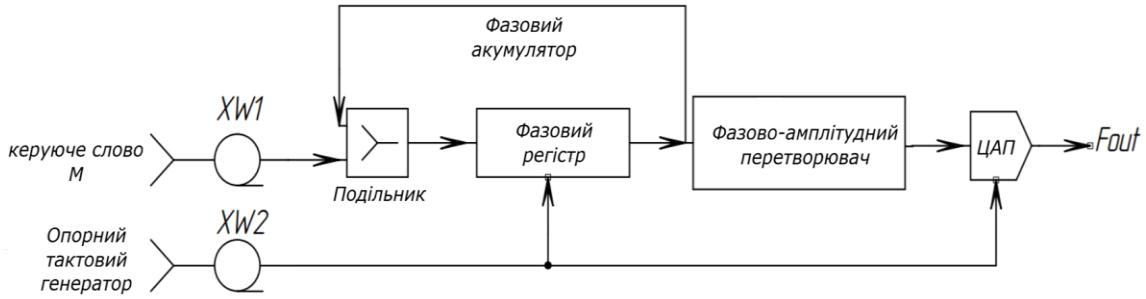


Рис. 1.6. Функціональна схема синтезаторів прямого цифрового синтезу

Три складові, які впливають на фазовий шум в DDS синтезатора частоти, це:

- якість тактового генератора f_{clock};
- квантування амплітуди та фази;
- нелінійність цифрового перетворювача.

Рівняння загального фазового шуму DDS синтезатора частоти має вигляд:

$$\zeta(f) \approx \frac{1}{2} \cdot \left(\frac{f_{out}}{f_{clock}}\right)^2 \cdot \zeta_{clock}(f), \tag{1.6}$$

де $\zeta_{clock}(f)$ – фазовий шум тактового генератора.

Для оцінки роботи візьмемо за приклад DDS на мікросхемі AD9164. Її значення рівня фазового шуму на частоті 6 ГГц зображено на рис. 1.7 [17].

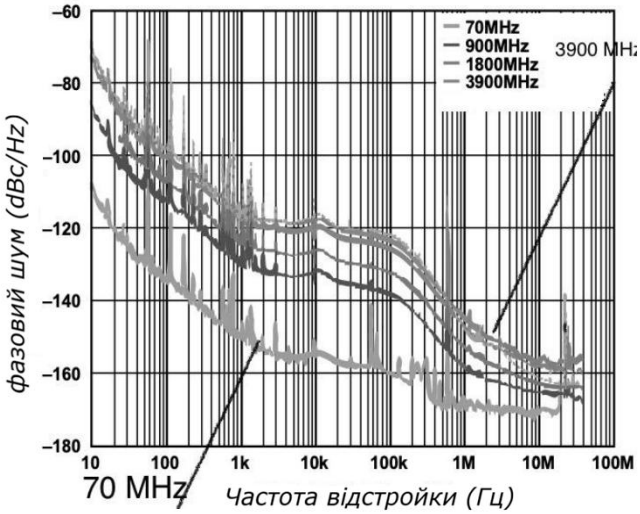


Рис. 1.7. Графічне зображення рівня фазового шуму на частоті 6 ГГц на мікросхемі AD9164

З рис. 1.7 видно, що при відстроюванні від несучого сигналу на частоту 100 кГц, рівень фазового шуму становить – 122 дБс/Гц. Але мікросхеми за цим методом побудови синтезатора не дають можливості працювати на частотах вище 6 ГГц. Таке значення частоти обумовлене специфікою роботи синтезаторів частоти DDS. Пошук аналогів на більш вищі частоти, а семе у X діапазоні, не дали результатів.

Фазовий шум спричиняє появу небажаних бічних смуг у спектрі несучої частоти, що знижує здатність відрізнити корисний сигнал від шуму. Це призводить до підвищення рівнів паразитної складової у системах зв'язку, маскування відбитого сигналу цілі та ускладнює обробку допплерівських даних у радіолокаційній техніці, включаючи радіолокатори із синтезованою апертурою.

ФАПЧ належать до пристроїв непрямого цифрового синтезу. Прямий цифровий синтез DDS представлений генераторами, основні частини яких включають фазовий акумулятор, фазово-амплітудний і цифро-аналоговий перетворювачі. Цифровий вихід фазового акумулятора, пропорційний фазовому куту заданого коливання. Каскад фаза-амплітуда перетворює число в зразок

напруги, що відповідає значенню фазового кута. А цифро-аналоговий перетворювач виробляє аналоговий вихідний сигнал синтезатора частот. Характеристики пристроїв DDS швидко розвиваються разом з розвитком електронних технологій.

На даний час, найвища частота синтезатора DDS, що виробляється компанією Analog Devices, дорівнює 12,3 ГГц. Але його широке використання обмежується через велику складність структцри такого синтезатора і високу собівартість.

При досягненні множення виходу для досягнення більшої частоти виникає наступна проблема – поява небажаних паразитних складових. Вдосконалення методу DDS є актуальне через потребу використання синтезатора частоти для високих та надвисоких частот з високою стабільністю частоти вихідного сигналу та низьким рівнем фазового шуму [18].

На рис. 1.8 наведено моделювання спектральної характеристики в програмному середовищі ADlsimDDS мікросхеми синтезатора AD9164. від Analog device.

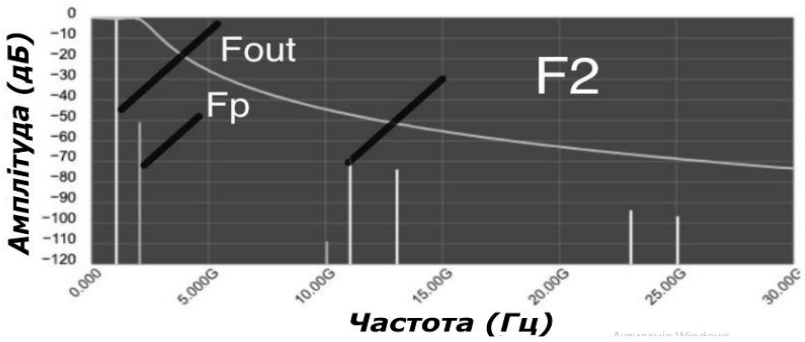


Рис. 1.8. Спектральна характеристика виходу синтезатор частоти на мікросхеми AD9164

При проведенні моделювання спектральної характеристики синтезатора частоти DDS на мікросхемі AD9164 отримано наступні результати:

1. рівень вихідного сигналу (Fout =.1 дБ);

2. рівень паразитного сигнал (Fp = - 50 дБ);

3. рівень другої гармоніки (F2 = -71 дБ).

При вихідному сигналі синтезатора AD9164 на частоті 1 ГГц (максимальна допустима 6 ГГц) його рівень має значення -1 дБ. Значення рівня другої гармоніки рівне -68 дБ. Також видно паразитну складову, яка знаходиться біля основного несучого сигналу по рівню вищого за другу гармоніку. Значення рівня паразитної складової -55 дБ.

У порівнянні з аналоговими схемами генерації сигналів, DDS має такі переваги:

- точне регулювання частоти;
- швидке динамічне перестроювання частоти;
- стійкість до дрейфу частоти, амплітуди тощо.

Сфера застосування синтезатора частоти DDS охоплює обробку сигналів, зв’язок, системи керування та схеми вимірювання імпедансу.

На відміно від технологій побудови синтезаторів частоти на базі методу ФАПЧ, метод цифрового прямого синтезу не потребує використання значної кількості аналогових компонентів, фільтрів тощо. Використання компактних елементів дає перевагу у зменшенні габаритних розмірів синтезатора частоти.

Метод DDS має обмеження у значенні частоти вихідного сигналу, що ускладнює його структурну схему. Зі збільшенням частоти вихідного сигналу DDS зростає паразитна складова та зменшується ширина динамічного діапазону. Такі ефекти проявляються через особливість роботи DDS, так як відбувається перетворення цифрового сигналу в аналоговий.

Синтезатори частоти, які реалізовані на DDS, мають значну перевагу за рахунок своєї високої частотної роздільної здатності. Це дає змогу збільшити швидкість перемикання частоти, що є критично важливим у каналах систем зв’язку з БПЛА. Але використання лише даного методу не дає змоги закрити інші недоліки і потребує вдосконалення.

Існує метод частково-лінійної апроксимації, який зменшує паразитні сигнали, спричиненні помилками квантування. Але даний підхід також має ряд недоліків, які негативно впливатимуть на системи зв’язку БПЛА. Він підвищує рівень квантування амплітуди для мінімізації помилок квантування, а це, в свою чергу, вимагає від схеми складних обчислювальних характеристик. Відповідно виникає потреба в збільшені споживання ресурсів живлення та об’єму ПЗП [19].

1.4 Генератор з діелектричним резонатором

Відомо, що системи зв'язку з БПЛА вимагають високої стабільності частоти, низького рівня фазового шуму, забезпечення високої якості передавального та приймального сигналів, як керування так і відео. Такі задачі можуть бути реалізовані за допомогою генератора на діелектричному резонаторі (DRO), які можуть забезпечити максимально низький рівень фазового шуму навколо основного несучого сигналу. При цьому вони мають відносно просту структурну схему та відносно прості у реалізації. Відповідно, генератори DRO мають відносно низьку собівартість. Стандартна електрична схема DRO представлена на рис. 1.9.

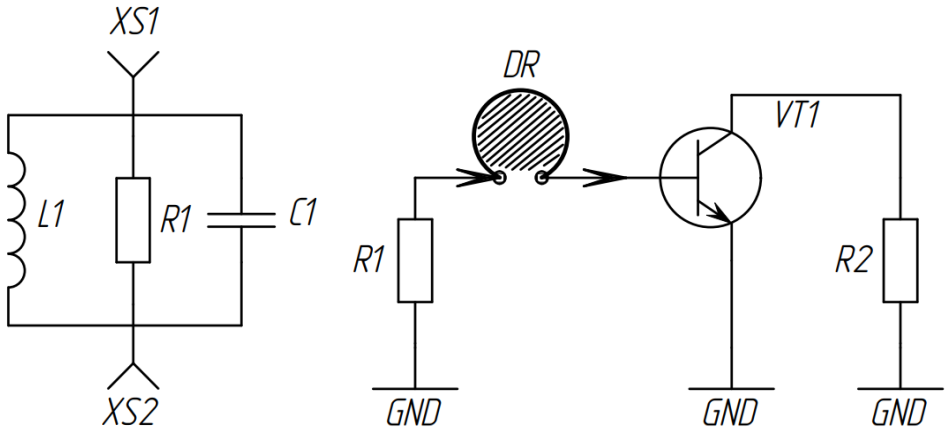


Рис. 1.9. Стандартна принципова електрична схема генератора DRO

Але в такій технології побудови синтезаторів частоти є суттєвий недолік, а саме, необхідність в постійному налаштуванні діелектричного резонатора при переході на іншу частоту, так як від цього залежить точне значення частоти вихідного сигналу.

У порівнянні з іншими синтезаторами частоти, які реалізовані на петлі ФАПЧ або методі DDS, при використанні діелектричного резонатора в синтезаторі частоти вдається досягнути низького рівня фазового шуму та високої температурної стабільності. Це досягається за рахунок високого коефіцієнту добротності Q. Але важливо враховувати, що характеристики синтезатор частоти на DRO чутливі до впливу вібрації, що потребує забезпечення антивібраційної підложки для мінімізації впливу. Особливо це актуально при використанні таких генераторів у системах зв'язку з БПЛА, так як присутність вібрацій в таких системах неминуча [20].

Синтезатор частоти на DRO можна спроектувати на основі вимірювання S-параметрів:

$$G(\omega) \approx S_{21}, \tag{1.7}$$

де $G(\omega)$ – підсилення відкритого контуру;

$$dB(S_{21}) \geq 0; \tag{1.8}$$

$$phase\ (S_{21}) = 2n\pi\ (n = 0,1,2\ \dots). \tag{1.9}$$

Такий варіант легкий в реалізації, так як необхідно лише виміряти S-параметри. Через цю простоту такий тип DRO є широко розповсюджений.

У відкритому контурі можна заздалегідь виміряти коефіцієнт підсилення на виході, що в свою чергу дає змогу перевірити чи задовольняє заявленим вимогам згенерований сигнал.

Маючи коефіцієнт підсилення відкритого контуру, можна визначити діапазон налаштування частоти Δf, для цього потрібна наступна формула:

$$\Delta f = \frac{1}{360} \cdot \frac{\theta}{t_g}\ , \tag{1.10}$$

де θ – це максимальний фазовий зсув, t_g – це групова затримка коефіцієнту підсилення.

Також важливо відмітити, що групова затримка коефіцієнту підсилення t_g впливає на добротність Q, яка може бути розрахована за формулою [21]:

$$Q = \pi f_0 t_g. \tag{1.12}$$

Щоб визначити фазовий шум синтезатора частоти, який побудований на DRO, необхідно використати формулу Лессона:

$$L(f_m) = -10\ log\ \left[\frac{1}{2}\cdot\frac{FkT}{P}\left\{1+\left(\frac{1}{f_m}\cdot\frac{f_0}{2Q}\right)^2\right\}\right], \tag{1.13}$$

З цього можна зробити висновок, що при збільшенні групової затримки коефіцієнту підсилення t_g, рівень фазового шуму буде зменшуватися. Це відбувається через залежність між значення діапазону електричного налаштування частоти Δf та рівнем фазового шуму DRO. Також при збільшенні групової затримки коефіцієнту підсилення t_g, рівень фазового шуму зменшується, але при цьому діапазон електричного налаштування звужується.

Базуючись на цих фактах та взявши два DRO з різними груповими затримками коефіцієнту підсилення (t_{g1} та t_{g2}), але які при цьому мають одну і туж частоту коливання сигналу, однаковий фазозсувач та підсилювач, можна виявити залежність:

$$S_2 = S_1 - 20\ log\ \left(\frac{t_{g2}}{t_{g1}}\right). \tag{1.14}$$

Саме тому DRO можливо спроєктувати таким чином, щоб він відповідав поставленим технічним вимогам, так як рівень фазового шуму такого генератора та його групова затримка коефіцієнту підсилення t_g пов’язані між собою відповідним співвідношенням (1.14). Розробка діелектричного резонатора із потрібною груповою затримкою, яка визначається на основі прототипу DRO, в

свою чергу дає можливість спроектувати та отримати бажаний рівень фазового шуму синтезатора частоти [22–23].

Рівень фазового шуму для прикладу реалізації DRO на мікросхемі PLDRO-10-7000-5P показано на рис. 1.10.

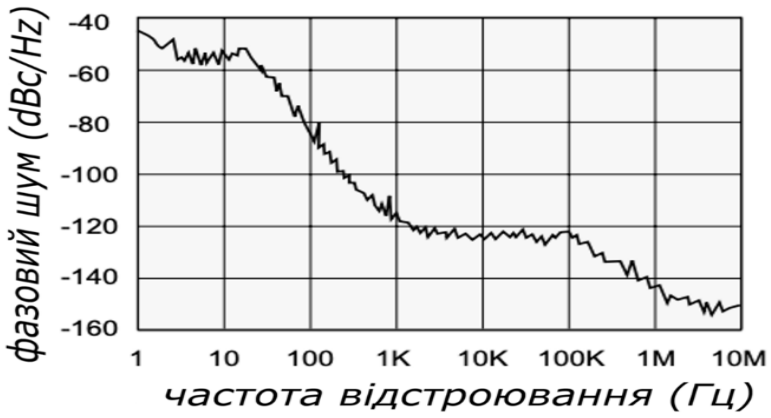


Рис. 1.10. Фазовий шум ДР генератора PLDRO-10-7000-5P на частоті 8 ГГц

Генератор PLDRO-10-7000-5P працює на діелектричному резонаторі з фазовою синхронізацією. Його характеристики наступні [24]:

- вихідний робочий частотний діапазон 7 – 13 ГГц (номер 7000 позначає початок робочого діапазону);
- вихідна потужність DRO +13 дБм;
- типовий фазовий шум DRO - 115 дБс/Гц;
- рівень паразитних сигналі в спектрі: менше - 80 дБ.

Фазовий шум генератора PLDRO-10-7000-5P при відстрочці 1 кГц, 10 кГц та 100 кГц має рівень в межах від -120 дБс/Гц до -125 дБс/Гц.

Для перевірки рівня фазового шуму було змодельовано DRO в програмному середовищі MatLab, згідно документації на цей генератор, та отримано рівень фазового шуму (рис. 1.11), який збігається із заявленим, що підтверджує його характеристики і доцільність використання.

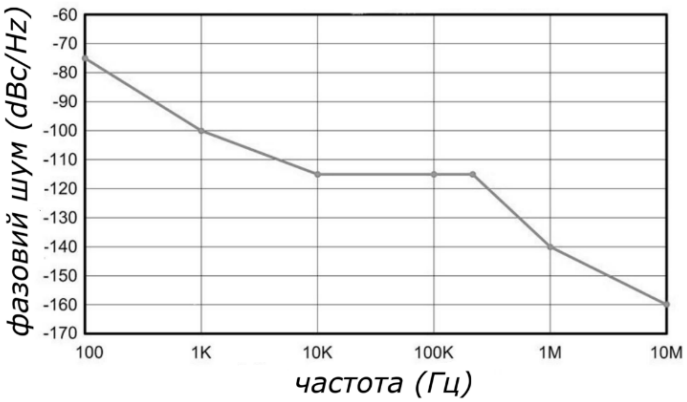


Рис. 1.11. Результат моделювання фазового шуму PLDRO-10-7000-5P

При порівнянні з іншими методами побудови синтезаторів частоти, які використовують ФАПЧ та DDS, можна дійти висновку, що DRO має найкращі показники по рівню фазових шумів.

Для наглядності порівняння всіх вище розглянутих методів для синтезаторів частоти за рівнями фазових шумів на одному графіку було обєднано три залежності рівня фазових шумів від частоти (рис. 1.12).

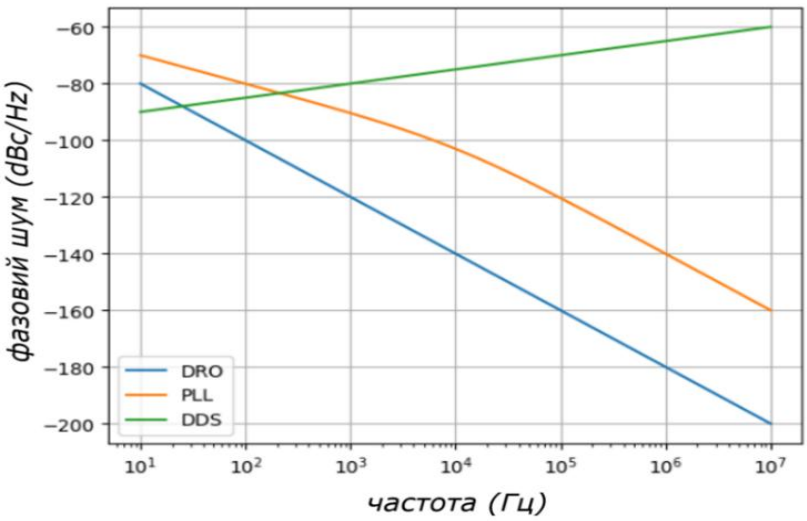


Рис. 1.12. Порівняння графіків фазового шуму у PLL, DRO та DDS

Також значною перевагою даного методу на DRO – це мінімальний вплив зміни рівня фазового шуму, при зміні температури. Тому що діелектричний резонатор стабільно працює як при від’ємній, так і при плюсовій температурах.

Основна проблема такого методу – це вузький робочий частотний діапазон DRO, що суттєво зменшує область та можливість його використання. Особливо в системах зв'язку БПЛА, де є критично важливим можливість перемикання каналів зв'язку. Ця потреба виникає при роботі в умовах впливу РЕБ.

1.5 Висновок до першого розділу.

У першому розділі було розглянуто різні методи та типи побудови синтезаторів частоти. Перший метод – метод ФАПЧ, який використовує петлевий фільтр для захоплення сигналу виходу синтезатора частоти. Перевагою такого методу є можливість забезпечення широкого робочого частотного діапазону та можливість перестроювання за допомогою цілочисленого, або дробового ділення частоти. Але через використання такого методу рівень фазового шуму буде рости, через появу паразитних складових при діленні сигналу. Також значний вплив на рівень фазового шуму має шум опорного генератора, у якості елементної бази якого використовується генератор керованої напруги. Потрібно додатково враховувати, що синтезатор за методом ФАПЧ змінює свої характеристики під впливом вібрації та змінні температури.

Другий метод, який розглядався у даному розділі, – це метод прямого цифрового синтезу, що має високу точність та стабільність частоти при перестроюванні в дрібній сітці частот. При цьому метод має і ряд суттєвих недоліків. Перший з недоліків – це поява паразитних складових через ефект квантування, що виникає в процесі перетворення цифрового сигналу в аналоговий. Це ускладнює використання цього методу у вищому діапазоні частот. Також синтезатори, які побудовані за даним методом є більш складним у виготовлені при порівнянні з синтезаторами, побудованими за методом ФАПЧ. Це в свою чергу збільшує його собівартість.

Метод побудови синтезатора частоти на базі DRO виявився найкращим по рівню фазового шуму та стабільності частоти. Також даний метод є найпростішим в реалізації та найнижчий за собівартістю у порівнянні з двома

розглянутими вище. Основним недоліком DRO є обмеження ширини робочого діапазону частот. Як другий недолік треба відмітити залежність рівню загального фазового шуму вихідного сигналу та стабільності частоти від зміни температури.

Виходячи з усіх переваг та недоліків розглянутих методів можна дійти висновку, що існує потреба в розробці нового універсального методу побудови, який може поєднати в собі всі переваги цих методів. Це дасть можливість компенсувати недоліки, які ускладнюють використання синтезаторів частоти, що побудовані за класичними методами, в системах зв’язку з БПЛА.

РОЗДІЛ 2. РОЗРОБКА МЕТОДУ ПОБУДОВИ СИНТЕЗАТОРА ЧАСТОТИ ДЛЯ X ДІАПАЗОНУ З НИЗЬКИМ РІВНЕМ ФАЗОВОГО ШУМУ

2.1 Опис вимог для НВЧ синтезатора частоти на X-діапазон

Як було визначено у попередньому розділі дисертаційної роботи – однією з критичних вимог до синтезатора частоти є рівень фазового шуму, який напряму впливає на якість роботи всієї системи зв'язку. Для оцінки цього параметру потрібно провести аналіз спектральної густини потужності (СГП) синтезованого сигналу і, в залежності від частоти відстроювання, оцінити рівень фазової флуктуації – відхилення фази вихідного сигналу, які є випадкові, від стабільного несучого сигналу. В синтезаторах частоти відхилення фази вихідного сигналу проявляються в так званому ефекті “розмазування” спектра сигналу, який виникає через присутність у схемі компонентів з внутрішньою нестабільністю. Тобто, ця нестабільність фази змушує сигнал розтікатися в спектрі на сусідні частоти.

Для оцінки та аналізу рівня фазового шуму в розробленому пристрої будемо використовуваит метод теоретичного аналізу. За допомогою цього методу рівні фазових шумів усіх компонентів схеми зводяться до їх середнього значення. Існують достатньо точні методи апроксимації рівня фазового шуму СГП, які можуть застосовуватись при аналізі для генераторів керованої напруги, кварцових генераторів, які часто використовуються в синтезаторах частот в якості опорного генератора, фазових детекторів, змішувачів, підсилювачів, помножувачів, дільників частоти тощо [25].

Існує багато робіт, у яких описані методи розрахунку рівня фазового шуму [26–27]. Зокрема, в роботі [28] розглянуто методи аналізу шумових характеристик DDS.

При аналізі якості роботи синтераторів крім вимог до фазових шумів доцільно враховувати також вимоги до амплітудних шумів, які з'являються під час нагріву як елементів схеми, так і самого синтезатора частоти. Відповідно, при роботі у середовищі з високими температурами на характеристики сихідного сигналу синтезатора будуть впливати зростаючі амплітудні шуми.

Важливо також при проєктуванні враховувати вимоги до таких електричних характеристик синтезатора частоти, як:

- робоча смуга частот;
- крок перестроювання в частотній сітці;
- час перемикання частоти;
- стабільність частоти на виході синтезатора.

До експлуатаційних характеристик синтезатора частоти можна віднести:

- потужність споживання енергії від джерела живлення;
- час готовності після початку роботи синтезатора частоти;
- масо-габаритні показники.

Згідно міжнародних класифікації IEEE, частотні діапазони розбиті на певні спектри, а саме:

1. HF (короткі хвилі) 3 - 30 МГц, довжина хвилі 100 – 10 м;
2. VHF (ультра короткі хвилі) 30 - 300 МГц, довжина хвилі 10 – 1 м;
3. UHF (дицеметрові хвилі) 300 - 1000 МГц; довжина хвилі 1 м – 30 см;
4. L – діапазон 1 – 2 ГГц, довжина хвилі 30 – 15 см;
5. S – діапазон 2 – 4 ГГц, довжина хвилі 15 – 7,5 см;
6. C – діапазон 4 – 8 ГГц, довжина хвилі 7,5 – 3,75 см;
7. X – діапазон 8 – 12 ГГц, довжина хвилі 3,75 – 2,5 см;
8. KU – діапазон 12-18 ГГц, довжина хвилі 2,5 – 1,67 см;
9. K – діапазон 18-27 ГГц, довжина хвилі 1,67 – 1,11 см;

10. Ka – діапазон 27-40 ГГц, довжина хвилі 1,11 см – 7,5 мм;
11. V – діапазон 40-75 ГГц, довжина хвилі 7,5 – 4 мм;
12. W – діапазон 75-110 ГГц, довжина хвилі 4 – 2,73 мм;

Важливо розуміти в якому частотному діапазоні повинен працювати синтезатор частоти, так як це напряму впливає на вибір елементної бази, вибір технології виготовлення, складність реалізації та собівартість такого виробу. Приведемо декілька частотних характеристик синтезатора.

Ширина робочого діапазону визначається за формулою:

$$\Delta F = f_{P_{max}} - f_{P_{min}}\ , \tag{2.1}$$

де $f_{P_{max}}$, $f_{P_{min}}$ – максимальна та мінімальна частоти діапазону відповідно.

Коефіцієнт перекриття діапазону розраховується за формулою:

$$k_f = \frac{f_{P_{max}}}{f_{P_{min}}}. \tag{2.2}$$

Щоб розуміти на яке значення відрізняється вихідний сигнал синтезатора частоти від заданого номінального, необхідно враховувати абсолютну похибку Δf відхилення несучого сигналу на виході синтезатора від очікуваного:

$$\Delta f = f_{\text{вих}} - f_{\text{ном}}, \tag{2.3}$$

де $f_{\text{вих}}$ – фактична вихідна частота синтезатор частоти; $f_{\text{ном}}$ – номінальна (задана) вихідна частота.

Відносна похибка частоти δf – це співвідношення абсолютної похибки до номінального значення вихідного сигналу:

$$\delta f = \frac{\Delta f}{f_{\text{ном}}}. \tag{2.4}$$

Ще одним важливим частотним параметром є довготривала нестабільність частоти синтезатора, яка пов'язана з роботою опорного генератора, а саме з його частотною нестабільністю. Одночасно з цим необхідно оцінити також короткочасну нестабільність, яка проявляється через використання елементної бази з високими показниками фазової флуктуації. Явище фазової флуктуації

описує фазове тремтіння (шум), через яке у вхідному сигналі змінюється фаза з часом від його ідеального значення [29].

2.2. Розробка алгоритму методу побудови синтезатора частоти

Як відомо, синтезатор частоти є однією з найважливіших складових усіх пристроїв систем зв'язку з БПЛА, тому його якісна робота напряму буде впливати на стабільність і всі характеристики сигналу зв'язку. Методи побудови синтезаторів, які було розглянуто у попередньому розділі, мають ряд недоліків, що можуть істотно погіршити якість роботи всього комплексу зв'язку.

Найчастіше для побудови синтезаторів використовують метод побудови синтезатора частоти з ФАПЧ [30], так як він має відносно низьку собівартість та простоту виготовлення. Така перевага є критичною для систем зв'язку БПЛА, але недоліки такого методу ускладнюють його використання. В склад синтезатора частоти ФАПЧ входить опорний генератор, в ролі якого найчастіше використовується кварцовий генератор. Він має високу стабільність сигналу, але відносно високий рівень фазового шуму, що залежить від його типу та частоти вихідного сигналу.

Для розробки алгоритму методу побудови синтезатора частоти важливо підкреслити оцінку рівня фазового шуму. На його значення буде впливати вид опорного генератор, а точніше його рівень фазового шуму, що вноситься в загальний рівень. Такий вплив обумовлений формуванням опорним генератором вихідного сигналу. Рівень фазового шуму можна охарактеризувати як випадкове коливання фази вихідного сигналу у періоді часу [31].

В даній роботі, на основі аналізу розповсюджених методів побудови синтезаторів частоти, який було проведено в першому розділі, було запропоновано новий метод побудови, алгоритм якого схематично зображено на рис.2.1.

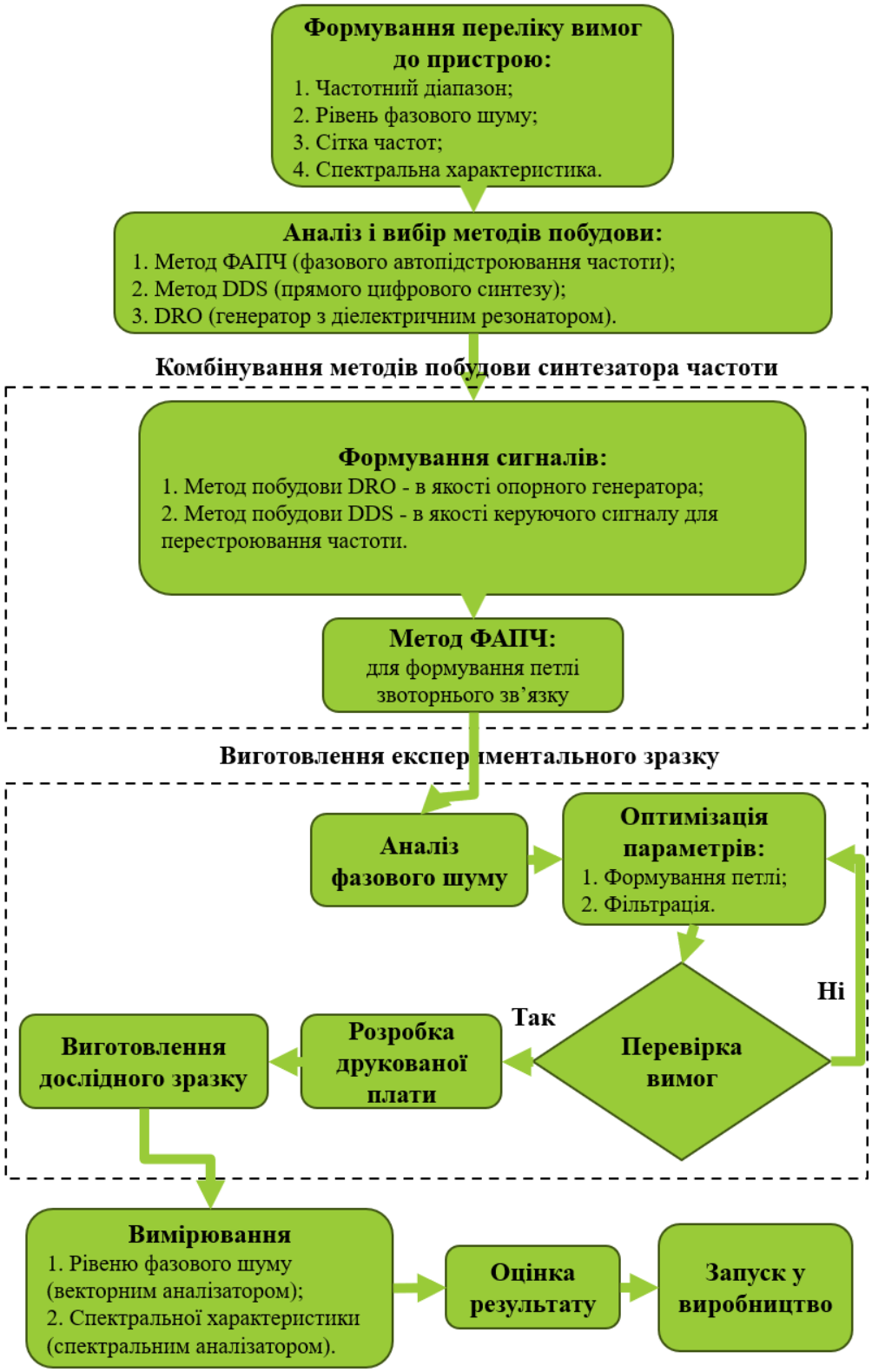


Рис. 2.1. Схема алгоритму розробленого методу побудови НВЧ синтезатора частоти

Перший етап – формування переліку вимог до синтезатора частоти:

- робочий частотний діапазон синтезатора частоти;
- значення рівня фазового шуму вихідного сигналу;
- крок перестройки в сітці частот;
- рівень паразитних складових в спектрі вихідного сигналу.

Відповідно до вимог та аналізу існуючих методів побудови синтезаторів частоти було запропоновано комбінування методів ФАПЧ, DDS та DRO для забезпечення низького рівня фазового шуму в дрібній сітці частот та зниження рівня паразитної складової в спектрі вихідного сигналу. Для забезпечення цих вимог в методі використовуються: метод DRO для побудови опорного генератора та метод DDS для формування сигналу керування частотою вихідного сигналу. Ці два сигнали сигнали будуть використані в методі ФАПЧ дл формування петлі зворотнього зв’язку.

Метод DRO забезпечує низький рівень фазового шуму, що є критичним для генератора опорного сигналу. Зниження рівня фазового шуму опорного генератора впливає на зниження загального рівня фазового шуму синтезатора частоти. Ще одною перевагою вибору DRO, як методу для опорного генератора, є можливість роботи у X діапазоні частот, що дає змогу зменшити коефіцієнт поділу частоти у методі ФАПЧ, а це, відповідно, зменшує загальний рівень фазового шуму синтезатора частоти.

Розрізняють два способи поділу частоти в методі ФАПЧ, а саме цілочисельний та дробовий. Основна різниця між ними – різний крок перестроювання частоти і, відповідно, різна сітка частот. В цілочисельному способі крок перестройки більший у порівнянні з дробовим, але другий спосіб погіршує загальний рівень фазового шуму синтезатора частоти [32]. Саме через присутність такої проблеми запропоновано рішення з використанням DDS в ролі сигналу керування ФАПЧ, який відповідає за перестроювання частоти у дрібній сітці частот. Основні його елементи, що впливають на рівень фазового шуму – це ЦАП та фазовий накопичувач. Фазовий кут сигналу накопичувача

пропорційний до його цифрового виходу [33–34]. Дана комбінація методів DRO з DDS у петлі ФАПЧ виконує сформовані вимоги:

- зниження загального рівня фазового шуму;
- дрібна сітка частот;
- забезпечення широкого робочого діапазону синтезатора частоти.

Така вибрана конфігурація дає змогу забезпечити якісний та надійний сигналу у системах зв’язку з БПЛА.

Окрім зниження рівня фазового шуму за рахунок запропонованого методу побудови синтезатора частоти, додатково проведено оптимізацію за допомогою фільтрації та розрахунку петлі ФАПЧ. Для зниження впливу паразитної складової сигналу використовуються фільтри нижніх частот, які знижують високочастотні гармоніки. Також для зниження впливу квантування методу побудови DDS використано смуговий фільтр, який забезпечує зниження паразитних сигналів.

Наступним етапом є реалізація даного методу шляхом виготовлення експериментального зразку, вимірювання та перевірка параметрів:

- рівень фазового шуму вихідного сигналу синтезатора частоти за допомогою векторного аналізатора;
- спектральна характеристика за допомогою спектрального аналізатору спектру.

2.3. Розробка структурної схеми синтезатора частоти і принцип роботи

Функціональна схема розробленого синтезатора частоти на основі запропонованого методу побудови представлена на рис. 2.2.

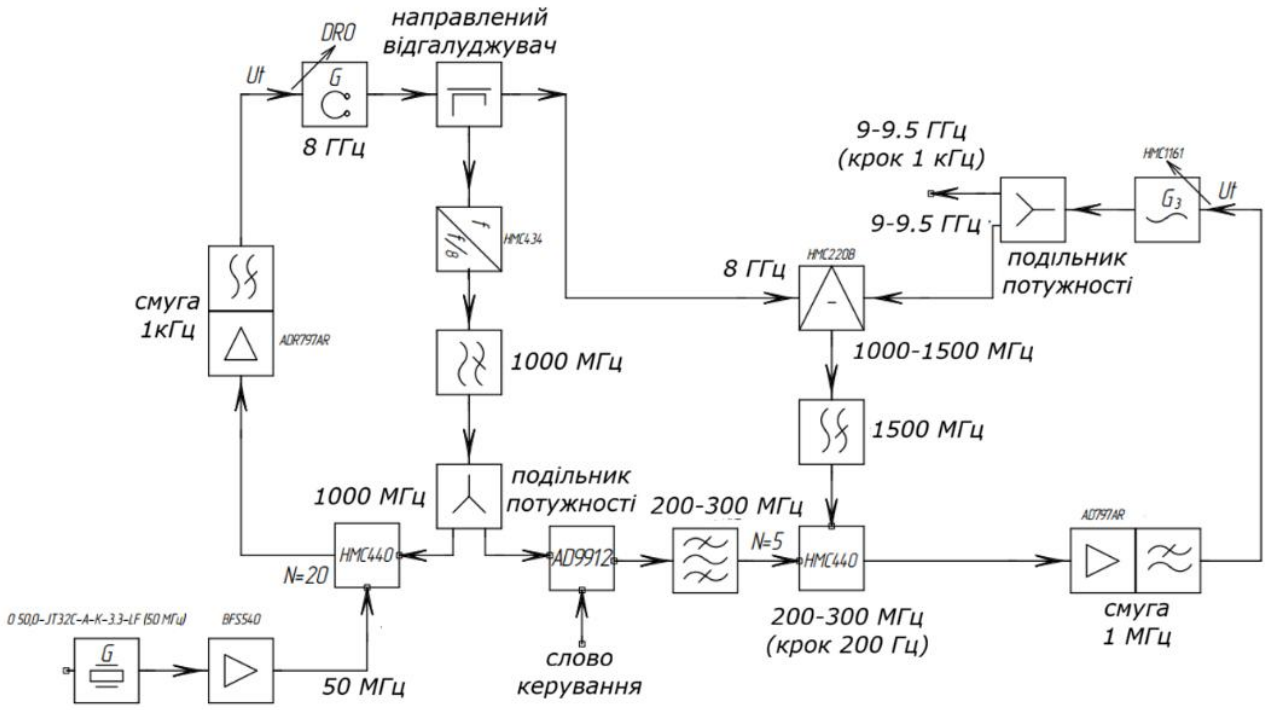


Рис. 2.2. Функціональна схема розробленого методу побудови синтезатора частоти

При високому рівні добротності синтезатора частоти рівень фазового шуму зменшується, тому основним завдання розробленої схеми синтезатора є зменшення впливу тих складових схеми, які створюють найбільший рівень фазових шумів. Відповідно резонатори, які мають високий рівень добротності, а саме генератори з DRO, що побудовані з натрієва залізного граніту і використовують сапфіровий діелектрик, мають рівень коефіцієнта добротності від 50к до 70к. Такі резонатори забезпечують рівень фазового шуму до - 165 дБс/Гц при зміщенні від несучого сигналу 1 кГц. Цим підтверджується доцільність використання DRO в якості опорного генератора – через його низький рівень фазового шуму, але лише у вузькій частотній смузі несучого сигналу [35].

Для прогнозування загального рівня фазового шуму синтезатора частоти використовують наступне співвідношення:

$$N_{outref} = \frac{0.5N_{ref}}{\frac{f}{f_{ref}}} \cdot \frac{G_{loop}(f)}{R}, \quad (2.5)$$

де $G_{loop}(f)$ – коефіцієнт підсилення замкнутого контуру, який рівний приблизно 50 дБ; R – коефіцієнт поділу опорного сигналу.

На виході синтезатора частоти з'являється складова фазового шуму N_{outpd}, яка повязана з роботою фазово-частотного детектора:

$$N_{outpd} = 10^{0.05(N_{pdref}+10loglog\, f_{ref})} \cdot G_{loop}(f), \quad (2.6)$$

де N_{pdref} – рівень фазового шуму, що отриманий з технічних характеристик мікросхеми синтезатора частоти.

Диференційне рівняння для різниці фаз Φ_Δ в фазово-частотному детекторі:

$$\frac{d\Phi_\Delta}{dt} = \omega_\Delta - K\Phi_\Delta, \quad (2.7)$$

де ω_Δ – частотна різниця сигналів на виході фазово-частотного детектора; K - коефіцієнт контура, що в свою чергу має залежність від характеристик фазово-частотного детектора, та VCO;

$$\Phi_\Delta(t) = e^{-Kt}\left(\Phi_{\Delta 0} - \frac{\omega_\Delta}{K}\right) + \omega_\Delta/K, \quad (2.8)$$

де $\Phi_{\Delta 0}$ – це початковий фазовий кут.

Також важливо враховувати вплив фазового шуму VCO, рівень якого оцінюється наступною формулою:

$$N_{VCO}(f) = \frac{0.5N_{VCOref}}{\frac{f}{f_{VCOref}}} \cdot \frac{1}{1+G_{0loop}(f)}, \quad (2.9)$$

де $G_{0loop}(f)$ – коефіцієнт підсилення відкритого контуру, рівень якого визначається параметрами контура.

Даний синтезатор частоти складається з трьох основних контурів. Перший контур ФАПЧ з генератор DRO, як опорний генератор з вихідною частотою 8 ГГц та низьким рівнем фазового шуму. Петля першого контуру складається з

фазово-частотного детектора HMC440 в якому порівнюється два сигнали. Перший сигнал DRO, вихід якого ділиться в подільнику частоти з коефіцієнтом поділу N та проходить фільтрацію через фільтр нижні частот на частоту 1000 МГц.

$$f_{divider} = \frac{f_{dr}}{N} = \frac{8000}{8} = 1000 \text{ МГц}, \quad (2.10)$$

де f_{dr} – це частота генератора DRO, а $f_{divider}$ – частота вихідного сигналу з подільника.

Другий з кварцового генератора JT32C-A-K-3.3 на частоті 50 МГц. В якості операційного підсилювача використовується AD797AR.

Даний контур задає початковий рівень фазового шуму самого синтезатора частоти, відповідно за допомогою використання DRO вдається забезпечити низький рівень фазового шуму. Вихідний сигнал даного контуру є опорним сигналом для другого контуру DDS для забезпечення кроку перестроювання в робочому діапазоні частот синтезатора.

Другий контур DDS забезпечує змогу мінімізувати вплив на рівень фазового шуму за рахунок низького значення частоти вихідного сигналу керування та смугового фільтра 200-300 МГц. При цьому зберігаються перевага у дрібній сітці частот. Керуючий сигнал з виходу DDS порівнюється із сигналом опорного генератора DRO в третьому контурі ФАПЧ, що формує основний НВЧ сигнал з виходу синтезатора частоти.

Третій контур ФАПЧ забезпечує функцію переносу частоти, що дає змогу працювати синтезатору у широкому діапазоні частоти і на більш вищих частотах.

Важливо відмітити що кварцовий генератор також необхідно підсилювати, для цього використовується підсилювач BFS540, так як рівень потужності сигналу на виході кварцового генератора не достатній для порівняння сигналів. Обидва сигнали DRO та кварцового генератора порівнюються у фазово-частотному детекторі. Після чого ця різниця фаз сигналів формує сигнал

помилки, що подається через фільтр нижніх частот на керуючий вхід генератора, а це в свою чергу утворює замкнутий контур.

В другому контурі ФАПЧ відповідно відбувається перенос на вищий частотний діапазон близкий до X діапазону, але також є можливість роботи у нижчому діапазоні так як VCO має змогу працювати в двох частотних діапазонах та перемикання між ними. Тобто високочастотний сигнал з першого ФАПЧ контуру потрапляє на змішувач HMC220B і також подається інший частотний сигнал з генератора керованої напруги VCO на мікросхемі HMC1161. Після чого на виході змішувача отримуємо різницю частот та її фільтруємо фільтром нижніх частот 1500 МГц, який побудований за схемою фільтра нижніх частот на 1000 МГц, але з іншою елементною базою. Після цього отриманий сигнал використовується для фазового порівняння в фазово частотному детекторі на мікросхемі HMC440.

Фазово-частотний детектор HMC440 видає сигнал помилки через фільтр нижніх частот на 1000 МГц та операційний підсилювач ADR797AR та замикається через генератор керованої напруги VCO на мікросхемі HMC1161 та утворює другий контур ФАПЧ даної схеми. Це потрібно для використання широкого робочого частотного діапазону.

DDS є допоміжним блоком схеми та служить для високої роздільної здатності частоти при перестройці. Він допомагає забезпечити високу стабільність встановлення частоти, і у випадку використання з двома контурами ФАПЧ. Також забезпечує перестроювання в широкій смузі частоти, також для X діапазону. Завдяки перевагам використання DDS контура в цій схемі, та його особливості в роздільній здатності в сітці частот, він забезпечує доволі малим крок перестроювання частоти, який у цьому варіанті 20 Гц.

Щоб уникнути появи паразитної складової в DDS у зв’язку з квантуванням додано додатку фільтрацій з смуговим фільтром, до складу якого входить два фільтра – це фільтр низьких частот та фільтр високих частот.

Запропонований у даному розділі метод побудови дає значну перевагу над синтезаторами ФАПЧ, так як за допомогою використання такої схеми вдається досягти низького рівня фазових шумів з дрібною сіткою частот у широкому робочому діапазоні частот, що є значною перевагою для систем зв'язку БПЛА.

2.4. Вибір структурних компонент розробленої схеми синтезатора частот

Перший контур включає фазовий детектор HMC440, який має надзвичайно низький рівень фазового шуму, близько -153 дБс/Гц, при відстроюванні від несучого сигналу на 10 кГц. Сигнал кварцового генератор JT32C-A-K-3.3 для порівняння з опорним генератором DRO працює на частоті 50 МГц. Перший контур включає в собі програмований цілочислений дільник HMC434, який працює до частоти 2,8 ГГц, та має буферний підсилювач, в якого відкритий колектор. Це потрібно для підключення до контура фільтра. В склад входить цифровий фазовий-частотний детектор діапазон якого 10-1300 МГц та 5-ти бітним лічильник частоти, який працює у межах 10-2800 МГц. Вибір такого варіанту мікросхему обумовлений низьким рівнем фазового шуму, та дає змогу створювати на його базі контур з пропусканням сигналу широкої частотної смуги та низьким коефіцієнтом поділу, що допомагає забезпечить швидке встановлення частоти [36].

Для розрахунку та моделювання усіх фільтрів було використано програмне середовище AWR Microwave Office, за допомогою якого вдалося оцінити її амплітудно частотну характеристику та рівень побічних та паразитних складових, які виникає в синтезаторі частоти.

В синтезаторі частоти використовується наступні фільтри:

- фільтр нижніх частот 1000 МГц;
- фільтр нижніх частот 1500 МГц;
- смуговий фільтр частот 200–300 МГц.

Після нього іде фільтр нижніх частот 1000 МГц (рис. 2.3), який прибирає не бажані гармоніки після поділу частоти на фазово-частотному детекторі. Це пасивний LC низькочастотний фільтр 3-го порядку, Т подібний. Моделювання проводилося в програмному середовищі AWR Microwave Office.

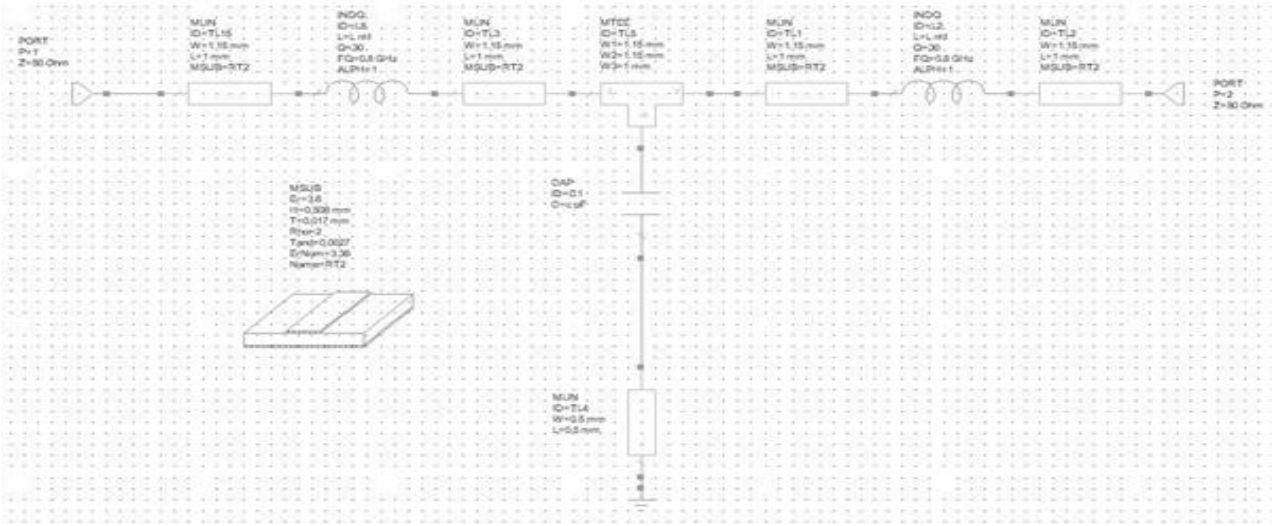


Рис. 2.3 Схема принципова фільтра НЧ 1000 МГц

Важливо відмітити частотну залежність, яка впливає на опір даного фільтру низьких частот, а саме реактивної складової і відповідає для індуктивності:

$$X_L = 2\pi f L, \tag{2.11}$$

де L – це значення індуктивності котушки.

І також реактивна залежність опору від частоти для конденсатора:

$$X_C = \frac{1}{2\pi f C}, \tag{2.12}$$

де C – це значення ємності конденсатора.

Залежність опору від частоти проявляється в тому, що чим більше значення частоти, тим менший рівень реактивного опіру конденсатора. У випадку реактивного опору індуктивності з точністю навпаки, при збільшенні частоти реактивний опір росте. Відповідно коли низька частота до 1000 МГц реактивний опір є низьким і сигнал вільно проходить, але при збільшенні частоти опір

індуктивності також росте, і відповідно сигнал проходить через конденсатор, в якого опір стає меншим. Саме тому сигнал потрапляє на загальну землю.

Фільтр 3-го порядку має рівень спаду близький до -60 дБ, тобто рівень подавлення високочастотної паразитної складової [37].

Передаточна функція ФНЧ розраховується за формулою:

$$H(s) = \frac{1}{a_3 s^3 + a_2 s^2 + a_1 s + 1}, \quad (2.13)$$

де s – комплексна змінна Лапласа; a – коефіцієнт передаточної функції.

Фільтр нижніх частот на 1000 МГц є Т- подібним на базі LC контуру [38] придушує паразитну високочастотну складову, що можна побачити на графіку амплітудно частотної характеристики (рис.2.4) (на 2 ГГц рівень подавлення досягається близькі –12.5 дБ).

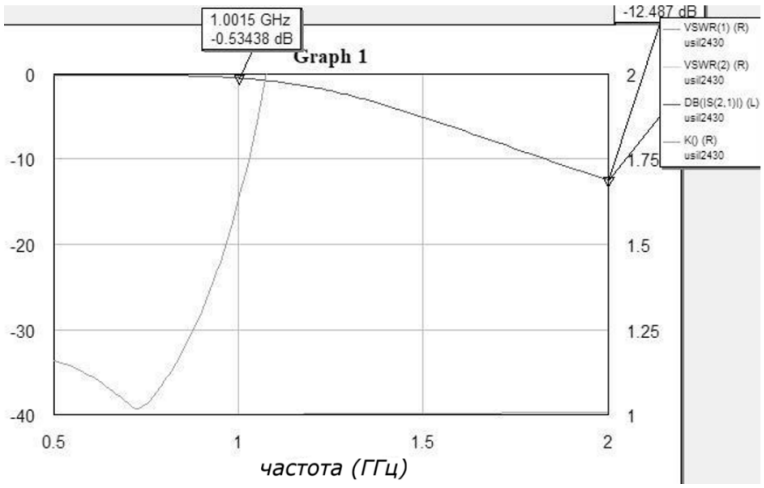


Рис. 2.4. Амплітудно частотна характеристика та коефіцієнт стоячої хвилі за напругою фільтра нижніх частот 1000 МГц

По КСХН можна відмітити, що після 1 ГГц, рівень цієї характеристики різко різко зростає. Це вказує, що весь сигнал, який буде потрапляти на фільтр, відбивається. Паразитні складові високої частоти зазвичай виникають коли відбувається змішування частоти або в згенерованих сигналах каскадів синтезатора частоти. Також ціллю даного фільтра є зменшення рівня гармонік та бічних складових які виникають в результаті перетворення частоти на

подільнику частоти HMC434 та на змішувачі HMC220B, що в свою чергу дає можливість знизити рівень загального фазового шуму у вихідного сигналу синтезатора частоти.

Таку ж роль виконує фільтр нижніх частот 1500 МГц, який прибирає усі бічні складові та додаткові гармонік, що покращує спектральну складову і вчасності позитивно впливає на загальний рівень фазового шуму вихідного сигналу синтезатора частоти. Особливо це проявляється при зниженні вищих гармонік, що є вкрай необхідним.

Після цього ідуть малошумні операційні підсилювачі ADR797AR, які мають дуже низький рівень фазового шуму та ідеально підходять для використання в такому типі синтезатора. Він буде мінімально спотворювати загальний рівень фазового шуму. Відповідно може використовуватися для передавального обладнання. Він має загальний рівень гармонічного спотворення близький -120 дБ [39].

Електрична принципова схема генератора DRO зображена на рис. 2.5.

Проєктування генератора DRO, для даного синтезатора частоти починається з вибору матеріалу для діелектричного елементу. Вибраний був керамічний з титаном магнію $MgTiO_3$, який підходить для отримання НВЧ частоти.

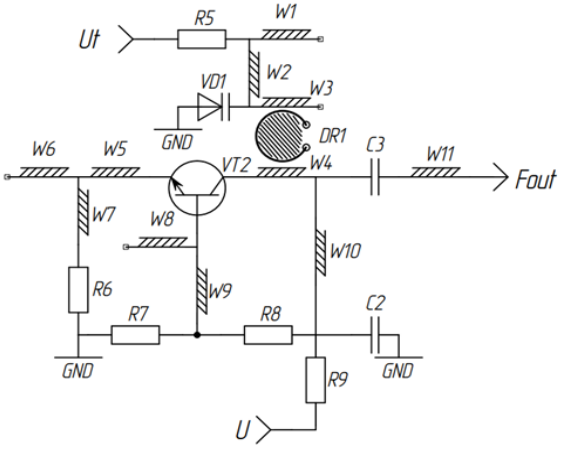


Рис. 2.5. Електрична принципова схема генератора DRO

З підсилювача потужності, який розглядався раніше, а саме ADR797AR, подається напруга на варикап. Після чого, він встановлює необхідну частоту DRO, і виконує роль налаштовування частоти вихілного сигналу у DRO, за рахунок зміни напруги змінюється і частота у вузькому діапазоні частот. Ширина смуги налаштування через варикап DRO близька 10 МГц. Саме за рахунок такого вузького робочого діапазону частоти і можна досягти низького рівня фазового шуму, що і є необхідним для даного синтезатора частоти і системи зв'язку БПЛА, де він буде використовуватися. Тобто генератор DRO має низький рівень фазового шуму, при відстройці від несучого сигналу до 100 кГц. Також важливим елементом даної схеми генератора DRO є його активний елемент, а саме біполярний транзистор VT2, який працює у режимі автогенерації. Сам коливальний сигнал формується за рахунок позитивного зворотного зв'язку, який буде забезпечений через активний елемент та мікросмужкові лінії що йдуть до діелектричного резонатора DR1.

Основним елементом схеми, який задає значення вихідного сигналу, а саме його частоти, є резонатор DR1. Через мікросмужкові лінії здійснюється електромагнітний зв'язок між активним елементом та самим діелектричним резонатором DR1. Саме DR1 задає вузьку робочу смугу генератора DRO, що відповідно забезпечує низький рівень шуму, завдяки високій добротного самого діелектричного елементу.

Обв'язка транзистора для реалізації позитивного зворотного зв'язку реалізована на резисторах R5-R9. Вони необхідні для задання робочої точки біполярного транзистора, тобто активного елемента. Також присутні такі елементи, як конденсатори C2, C3, що призначені для блокування постійної складової, яка може бути присутня у лінії живлення, та для виконання ролі фільтрів. Тобто вони знижують рівень паразитної високочастотної складової, яка може бути присутня у живлення генератора DRO або на виході. Це є важливим, так як ця паразитна складова напряму впливає на рівень фазового шуму.

Регулювання значення частоти генератора DRO можливе при подачі необхідної керуючої напруги живлення Uf на резистор R5, яка потім йде на варікап VD1. Принцип роботи пов’язаний зі зміною ємності варікапу, а це в свою чергу впливає на характеристику резонансу, який виникає в діелектричному резонаторі. Це дає змогу регулювати значення вихідної частоти генератора DRO, хоч і у вузькому робочому частотному діапазоні.

Також для забезпечення необхідного значення частоти резонансу необхідно правильно вибрати фазовий зсув, який задається мікросмужковими лініями, і повинен забезпечувати необхідний опір для відповідної робочої частотної смуги.

Вихідний сигнал генератора DRO проходить через С3 конденсатор на вихід, тим саме не пропускаючи постійної складової та виступає в ролі додаткової фільтрації. Він також не пропустить низькочастотну паразитну складову, яка може виникнути в контурі.

Опорний генератор на діелектричному резонаторі DRO, друкована плата якого зображена на рис. 2.6, має низький рівень фазового шуму біля несучого сигналу і, відповідно, вносить мінімальний вплив в загальний рівень першого контуру ФАПЧ синтезатора частоти за рахунок малого коефіцієнту поділу частоти.

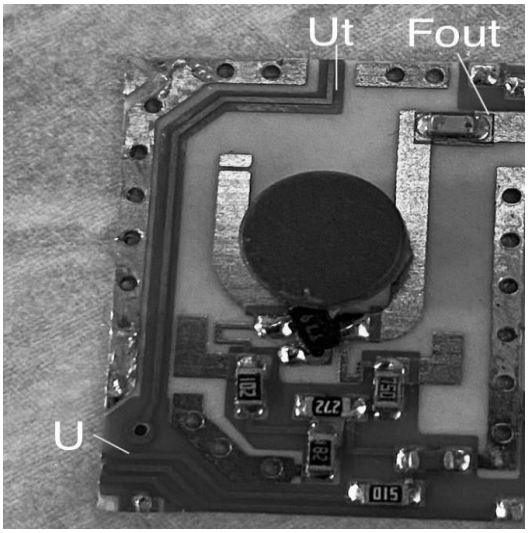


Рис. 2.6. Друкована плата генератора DRO з варикапом налаштований на частоту 8 ГГц

Даний генератор DRO має два входи і один вихід:

1. вхід на який подається напруга живлення 5В;

2. вхід напруги регулювання варикапом, яка приходить із фазово-частотного детектора HMC440 та операційного підсилювача ADR4797AR;

3. вихід сигналу з генератора DRO, який налаштований на частоту 8 ГГц з низьким рівнем фазового шуму.

Матеріал друкованої плати для даного генератор DRO був обраний Roger RO4003C товщиною 0,508 мм, який має наступні характеристики:

1) діелектрична проникність $3{,}38 \pm 0{,}05$ на частоті 10 ГГц (для моделювання рекомендовано використовувати значення 3,55);

2) тангенс кута діелектричних втрат 0,0027 на частоті 10 ГГц, та 0,0021 на частоті 2,5 ГГц.

Виходячи з аналізу характеристик матеріалу, можна зробити висновок, що він підходить під частоту 8 ГГц вихідного сигналу генератора DRO. RO4003C має нижче значення діелектричної проникності ε_r у порівнянні з склотекстолітом, значення проникності якого досягає 4,55, і який при роботі на частот 6 ГГц дає більші втрати сигналу. За рахунок своєї текстури матеріал RO4003C ідеально підходить для використання в пристроях, де присутня вібрація, що є критичним в системах зв'язку БПЛА.

Діелектричний матеріал генератора DRO виготовлений з керамічного матеріалу на основі магнієвих титанів $MgTiO_3$ (магній-титанат). Такий матеріал підходить для робочої частоти 8 ГГц, так як широко використовується в НВЧ синтезаторах частоти і має наступні характеристики:

1) діелектрична проникність діелектричного резонатора $\varepsilon_r \approx 20 - 40$;

2) дизький рівень значення тангенса кута діелектричних втрат $tg\delta \approx 10^{-8}$;

3) високий рівень добротності діелектричного резонатора Q ;

4) високу стабільність до зміни температури.

Для перевірки відповідності рівня фазового шуму генератора DRO було виміряно рівень фазового шуму (рис. 2.7).

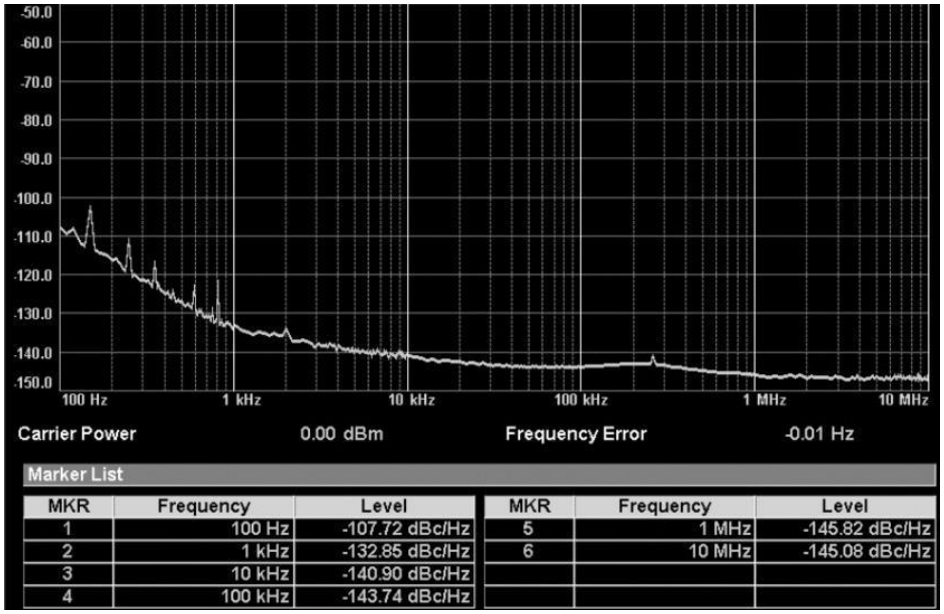


Рис. 2.7. Вимірювання рівня фазовий шум генератора DRO на робочій частоті 8 ГГц

В результаті вимірювання рівня фазового шуму DRO отримано наступні результати:

- при відстоюванні від несучого сигналу на частоту 100 Гц рівень фазового шуму -107,72 дБс/Гц;
- при відстоюванні від несучого сигналу на частоту 1 кГц рівень фазового шуму -132,65 дБс/Гц;
- при відстоюванні від несучого сигналу на частоту 10 кГц рівень фазового шуму -140,9 дБс/Гц;
- при відстоюванні від несучого сигналу на частоту 100 кГц рівень фазового шуму -143,74 дБс/Гц;
- при відстоюванні від несучого сигналу на частоту 1 МГц рівень фазового шуму -145,82 дБс/Гц;
- при відстроюванні від несучого сигналу на частоту 10 МГц рівень фазового шуму -148,08 дБс/Гц.

Наступний елемент – це подільник HMC434 на 8 з низьким рівнем фазового шуму (рис. 2.8), який має значення близько -150 дБс/Гц при відстрочці від несучого сигналу 100 кГц. Працює в частотному діапазоні від 0.2 ГГц до 8.5 ГГц [40].

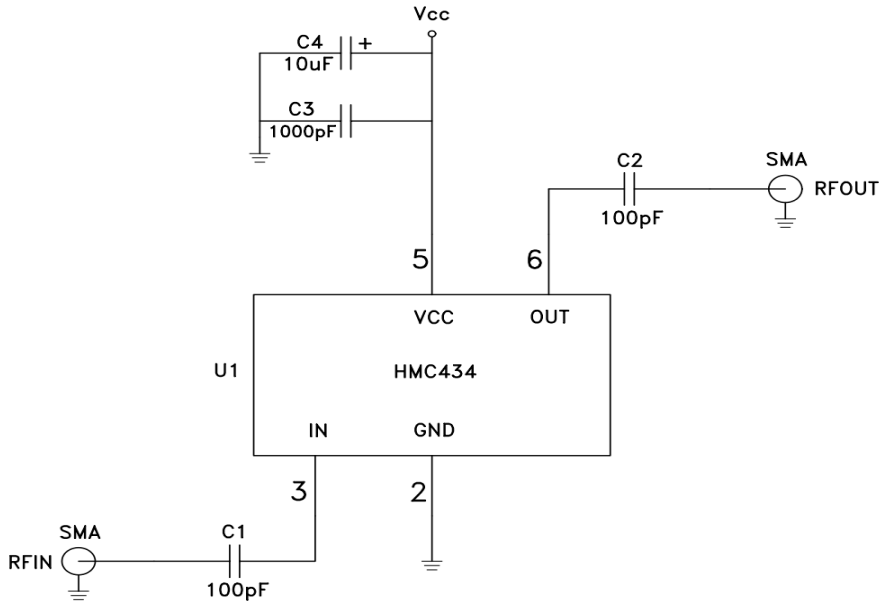


Рис. 2.8. Схема електрична принципова підключення подільника сигналу HMC434

Також HMC434 використовується в якості подільника частоти з коефіцієнтом N=20.

Другою частиною синтезатора частоти є DDS на мікросхемі AD9912, яка має наступні характеристики (рис.2.9) [41]:

- внутрішній тактовий генератор зі швидкістю 1 GSPS;
- 14 бітний ЦАП який працює на частоті 1 GSPS;
- слово для налаштування частоти FWT з роздільною здатністю 5 мкГц 48 біт;
- вбудований малошумний множник;
- широкий динамічний діапазон;
- залишковий фазовий шум при 250 МГц;

- рівень фазового шуму при відстроюванні частоти від несучого сигналу 10 Гц рівний -113 дБс/Гц;
- рівень фазового шуму при відстроюванні частоти від несучого сигналу на 1 кГц рівний -133 дБс/Гц;
- рівень фазового шуму при відстроюванні частоти від несучого сигналу на 100 кГц рівний -153 дБс/Гц;
- рівень фазового шуму при відстроюванні частоти від несучого сигналу на 10 МГц рівний -161 дБс/Гц.

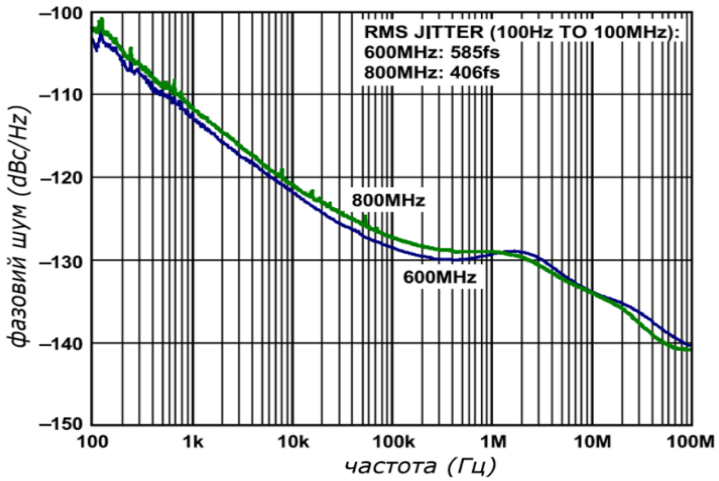


Рис. 2.9. Рівень фазового шуму мікросхеми AD9912

В даному DDS є можливість досягати встановлення абсолютної точності частоти за допомогою регулювання системи тактового генератора ЦАП. Також мікросхема AD9912 має власний вбудований синхронізатор системи тактового генератора PLL, що в свою чергу дає змогу використовувати вихідні сигнали з частотою до 25 МГц з тактовим генератором. Робочий діапазон такого DDS лежить в межах від -40^0C до $+85^0$C.

Після DDS іде смуговий фільтр частот, який в свою чергу складається з фільтра низьких частоти (рис. 2.10) та фільтра високих частот (рис. 2.11).

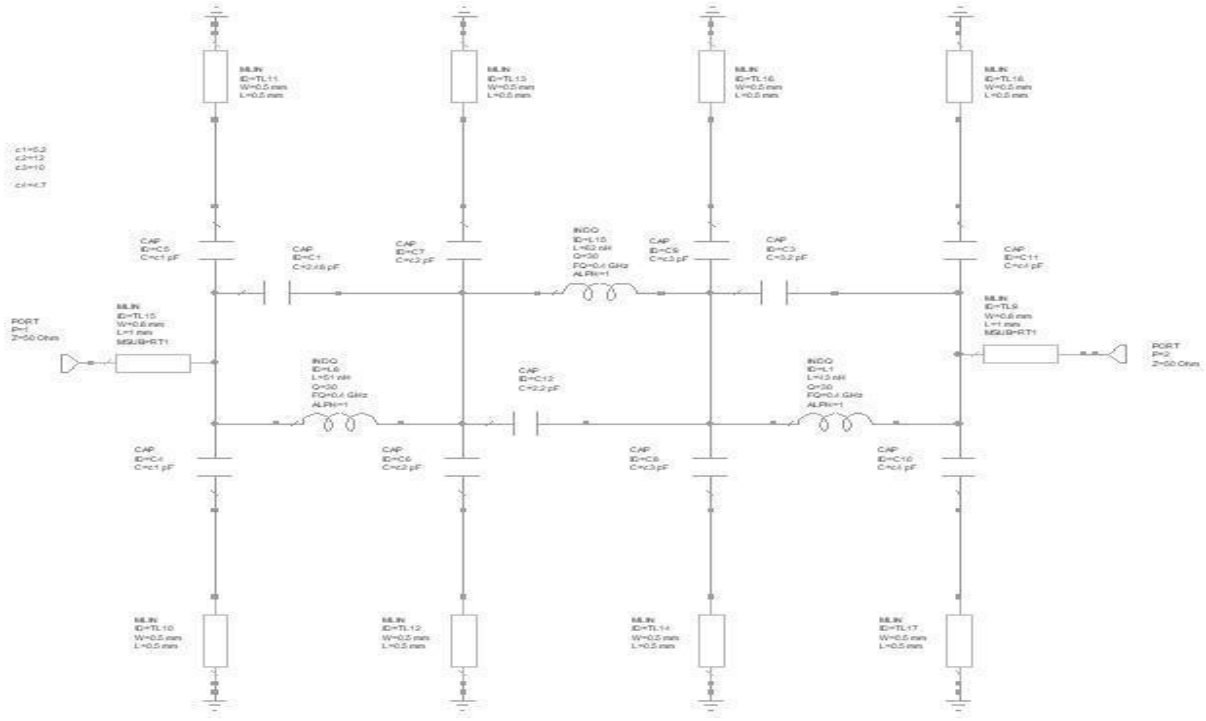


Рис. 2.10. Схема електрична принципова фільтра низьких частот 200 МГц

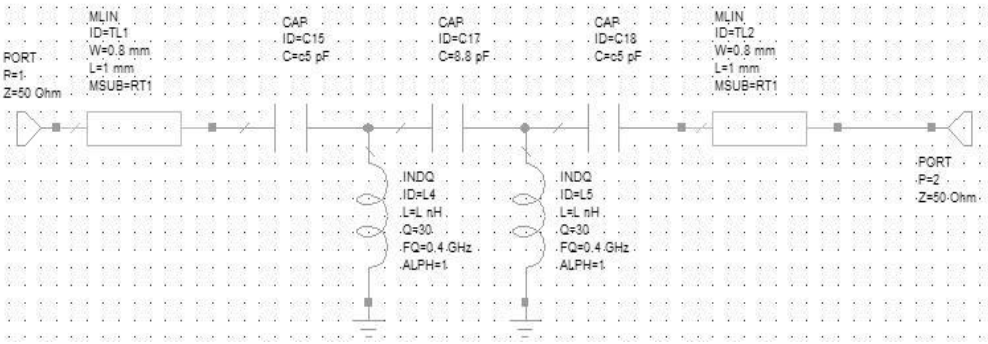


Рис. 2.11. Схема електрична принципова на фільтр високих частот 300 МГц

Фільтр низьких частот дає змогу задавити паразитні складові, які находяться нижче 200 МГц і відповідно фільтр високих частот подавляє усю паразитну складову, що знаходиться вище 300 МГц. З таким фільтром і DDS вдається досягти крок перестройки частоти до 200 Гц.

Смуговий фільтр частоти 200-300 МГц [42] спроєктований у вигляді каскаду двох фільтрів, фільтра нижніх частот та фільтра верхніх частот.

Як видно з результатів моделювання смуга пропускання смугового фільтру по рівню –3 дБ (рис.2.12) співпадає за необхідним подавленням та має круті зрізи з обох сторін, що забезпечує надійне подавлення як паразитної складової, так і гармонік.

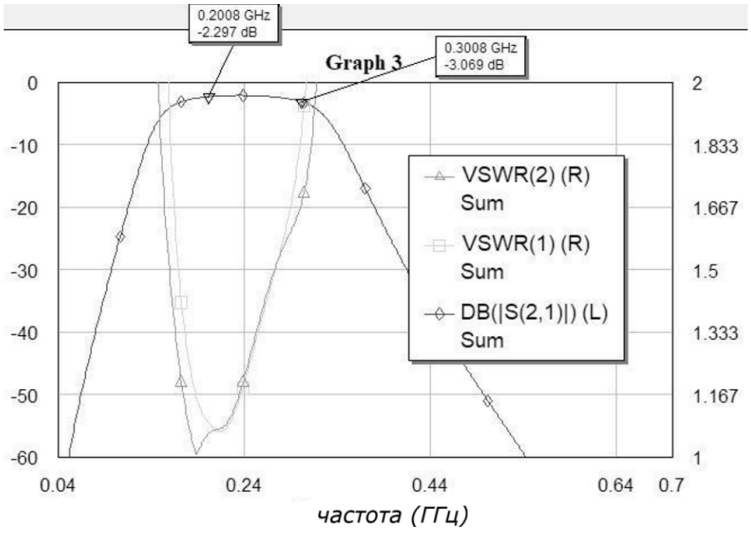


Рис. 2.12. Амплітудно частотна характеристика та коефіцієнт стоячої хвилі за напругою смугового фільтра 200-300 МГц

Рівень коефіцієнту стоячої хвилі за напругою (КСХН) смугопропускного фільтру різко зростає вище показника 2 за необхідною смугою частот, що означає практично повне відбиття сигналу, тобто непроходження його через смуговий фільтр. Такий вибір проєктування смугового фільтру дозволяє ефективно обмежувати спектр сигналу, що в свою чергу позитивно впливає на високий рівень вибірковості системи.

Даний фільтр є критичним для вихідного сигналу DDS, так як через ефект квантування в даному каскаді синтезатора частоти виникає додаткові паразитні сигнали поза смугою які можуть потрапляти в інші каскади, де використовуються більш високі частоти сигналів і відповідно вносити додаткові завади що спотворюють загальну характеристику і вчасності рівень фазового шуму. У випадку, коли така паразитна складова потрапить до входу змішувача HMC220B може бути спотворений сигнал контура і на виході отримати змінний

сигнал по частоті від необхідного, або спотворення спектральної характеристики вихідного сигналу синтезатора частоти що робить його непридатним для використання.

Використання всіх вище перерахованих фільтрів є критичним для проєктованого синтезатора частоти для забезпечення надійності його роботи та усунення небажаних паразитних складових, які в свою чергу спотворюють спектральну характеристику.

В схему також входить подвійний збалансований змішувач HMC220MS8, який знаходиться у другому каскаді ФАПЧ. Він змішує сигнал з першого каскаду ФАПЧ та сигнал, який приходить з мікросхеми HMC1161. Мікросхема HMC1161 виступає в ролі VCO.

Змішувач HMC220MS8 [43] побудований на діодах Шотткі і використовує балуни-трансформатори, які в свою чергу забезпечують надійну ізоляцію та розв’язку між опорним та несучим сигналами. Також змішувач має широку смугу пропускання до 4 ГГц, що дає змогу використовувати його у широкому діапазоні частот. Змішувач HMC220MS8 може працювати з керуючим сигналом від +7 дБм і має лише 7 дБ типових втрат на перетворенні частоти.

Генератор VCO, який використовується в даному синтезатори частоти побудований на мікросхемі HMC1161 [44]. Вихідний робочий частотний діапазон даної мікросхеми розбитий на два виходи: перший вихід – від 4,36 ГГц до 4,78 ГГц; другий вихід – від 8,71 ГГц до 9,55 ГГц. Вихідна потужність такого VCO дорівнює 11 дБм, а рівень фазового шуму мікросхеми при відстроці 100 кГц дорівнює -115 дБс/Гц.

Залежності рівня фазового шуму мікросхеми HMC1161 від напруги керування при різнихрівнях температур зображено на рис. 2.9.

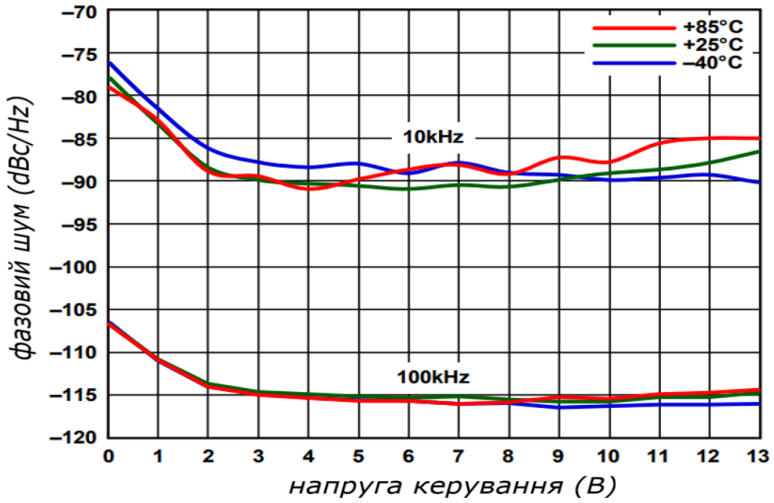


Рис. 2.13. Рівень фазового шуму генератора керованої напруги VCO на мікросхемі HMC1161

Другий контур ФАПЧ замикається операційним підсилювачем AD797AR і фільтром нижніх частот (LPF) 1 МГц. Подільник частоти HMC440 забезпечує низький власний шум та можливість роботи як фазового детектора, так і дільникачастоти. Операційний підсилювач AD797AR характеризується також низьким рівнем шуму, що критично для формування петлі ФАПЧ.

2.5. Висновок до другого розділу

У другому розділі дисертаційної роботи описано метод побудови синтезатора частоти для X-діапазону з покращеним рівнем фазового шуму, з забезпеченням широкого діапазону робочих частот та дрібною сіткою частот.

Було проведено аналіз вимог до НВЧ синтезаторів частоти, які використовуються для систем зв’язку БПЛА, таких як рівень фазового шуму, стабільність встановлення частоти, ширина смуги частот, роздільна здатність, масогабаритні показники, собівартість, споживання електроенергії, стабільність роботи в широкому діапазоні робочих температур. Це підтвердило потребу у

проєктуванні нового методу побудови синтезаторів частоти, так як існуючі рішення не закривають усі вимоги.

Так як один метод не здатний закрити більшість вимог до якості роботи синтезаторів частоти, було прийнято рішення комбінувати існуючі методи, а саме: використати за основу метод ФАПЧ з розбиттям на два контури (перший та третій контури у загальній схемі синтезатора). Перший контур виконує роль задаючого контуру, який створює опорний сигнал при використанні порівняння сигналів кварцового генератора та генератора DRO, що, у свою чергу, дає змогу зменшити рівень фазового шуму через зменшення коефіцієнту поділу частоти.

Для створення другого конутру синтезатора використано метод DDS, який дає змогу синтезатору частоти перестроювати вихідний сигнал у дрібній сітці частот та забезпечує малий крок перестроювання. Так як DDS працює у низькій частотній області, це вносить мінімальний рівень фазового шуму.

Для переходу до більш високих частот використовується третій контур синтезатора частоти за методом ФАПЧ, який комбінує опорний сигнал першого контуру ФАПЧ, що є високочастотним та має низький рівень фазового шуму. Третій контур використовує сигнал DRO та сигнал, який був отриманий через DDS, та керує входом генератора керованої напруги VCO та забезпечує НВЧ сигнал.

В другому розділі також розглянута елементна база, яка використовується в схемі синтезатора частоти, розроблена за запропонованим методом, та її характеристики. Більшість елементі схеми є мікросхеми які мають низький рівень фазвого шуму, що дає змогу синтезатору частоти мати вихідний сигнал з низьким рівнем фазового шуму.

Розроблений метод побудови синтезатора частоти доказав свою універсальність і ряд переваг над іншими розповсюдженими методами, що дає змогу перекрити усі вимоги до побудови синтезаторів частоти, які можуть використовуватись у системах звязку з БПЛА.

РОЗДІЛ 3. РЕАЛІЗАЦІЯ ЗАПРОПОНОВАНОГО МЕТОДУ ТА ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНІ ДОСЛІДЖЕННЯ ЙОГО ЗАСТОСУВАННЯ

3.1. Виготовлення експериментального зразку НВЧ синтезатора частоти

Виготовлення експериментального зразку НВЧ синтезатора частоти, схему якого побудовано за запропонованим в даній роботі методом, було почато з проєктування друкованої плати в програмному середовищі Pulsinix 8.0 (рис. 3.1). З урахування конфіденційності та підписаного договору про нерозголошення, в даному дослідженні є можливість зображення друкованої плати лише для однієї частоти.

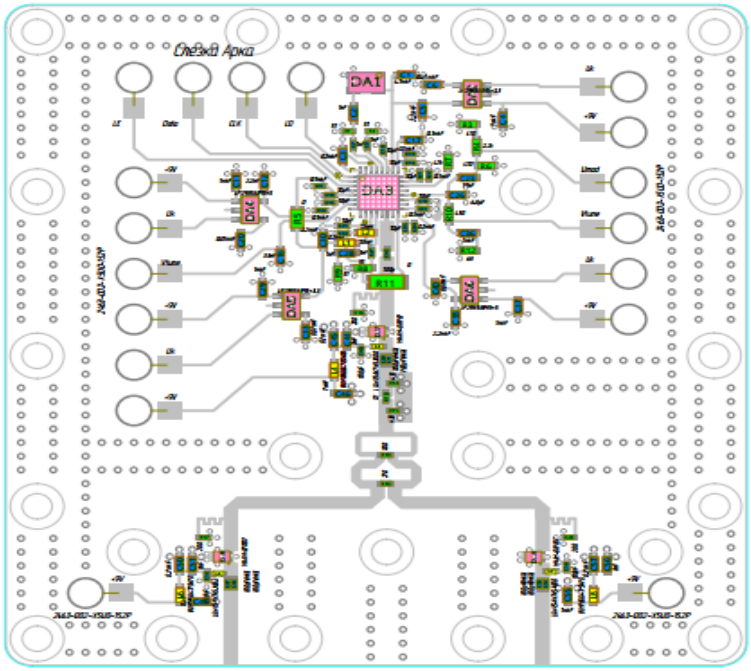


Рис. 3.1. Друкована плата експериментального зразку НВЧ синтезатора частоти (перший контур PLL)

Як матеріал друкованої плати був обраний Roger RO4003C, який підходить під X-діапазон згідно своїх характеристик. Важливо також відмітити використання прохідника Слізка Арка 142-1000-002 фірми Johnson [45], які підходять для передачі сигналу між двома друкованими палатами та контурами синтезатора частоти. Причина їх використання – висока швидкість передачі сигналу. В інших перехідниках, які використовуються при побудові різних пристроїв, присутня ємнісна складова, що із ростом частоти збільшує реактивний опір і вносить додаткові втрати.

В схемі реалізовано два виходи в синтезаторі частот, які повторюють вихідний сигнал для забезпечення сканування та порівняння прийнятого сигналу в системах зв’язку БПЛА.

Експериментальний зразок було реалізовано, спираючись на структурну схему синтезатора частоти та розроблену друковану плату та отримано готовий виріб (рис. 3.2).

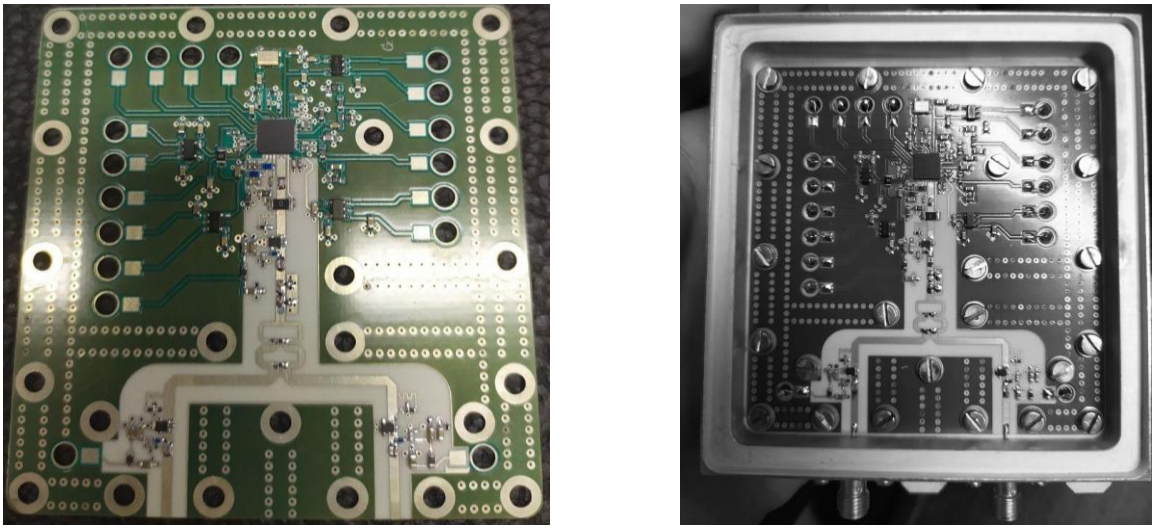


Рис. 3.2. Готова друкована плата та експериментальний зразок НВЧ синтезатора частоти в корпусі

Для експериментального зразку синтезатора частоти було виготовлений алюмінієвий корпус покритий олово-вісмутом (Sn-Bi), який є легкоплавким, що забезпечує можливість запаювання корпусу для герметизації та зменшує вплив

зниження корозії та окислення. Також за допомогою такого покриття вдалося досягти більш стійкого синтезатора частоти до зміни температури.

Габаритні розміри корпусу експериментального зразку НВЧ синтезатора частоти становлять: ширина 85 мм, довжина 85 мм та товщина 20 мм. Такі мінімальні габаритні розміри дають змогу використовувати представлений зрахок в системах зв'язку БПЛА. Існує можливість встановлення розробленого синтезатора як на наземні станції, так і на борт БПЛА.

Була підібрана база елементів для НВЧ синтезатора частоти га основі SMD компонентів з максимальними розмірами (0603 та 0402), що дозволяє знизити вплив ємнисних та індуктивних паразитних складових за рахунок малих габаритних розмірів. Також використання такої елементної бази спрощує процес монтажу компонентів на друковану плату та надає можливості для серійного виробництва і просування на лінію.

Даний варіант експериментального зразку синтезатора частоти дає змогу спростити процес виготовлення за рахунок простоти збірки друкованих плат з підібраною елементною базою. Також відбувається мінімізація обєму за рахунок розміщення друкованих плат по обидві сторони корпуса. Забезпечення швидкої передачі даних між платами за рахунок перехідників Слізка Арка 142-1000-002 фірми Johnson дає змогу використання даного експериментального зразку НВЧ синтезатора частоти у системах зв'язку БПЛА.

3.2. Методика вимірювання основних параметрів НВЧ синтезатора частоти

Було проведене експериментальне дослідження виготовленого зразка синтезатора частоти і виміряні його основні характеристики, які є критичними при застосуванні розробленого приладу для систем звязку з БПЛА. Основними контрольними характеристиками є: рівень фазового шуму та спектральна

характеристика для перевірки точності встановлення частоти на вихідному сигналі синтезатора.

Для дослідження експериментального зразку було проведено підготовку монтажних робіт, встановлення друкованих плат в алюмінєвий корпус та запаювання для герметизації (рис. 3.3) [46].

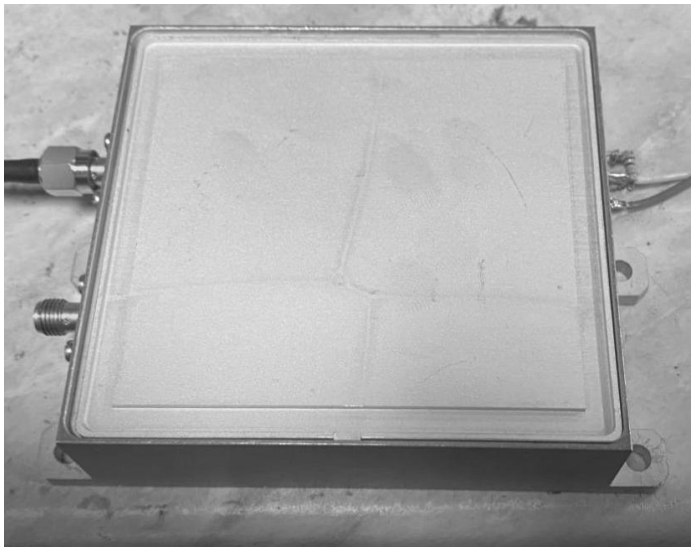


Рис. 3.3. Експериментальний зразок НВЧ синтезатор частоти підготовлений для дослідження

При дослідженні потрібно забезпечити живлення синтезатора частоти, керування зміною частоти вихідного сигналу, яке реалізоване через протокол RS405 для керування синтезатором частоти, а саме зміною вихідного сигналу та встановленням робочої частоти на виході НВЧ синтезатора частоти.

Для перевірки спектру вихідного сигналу експериментального зразку НВЧ синтезатора частоти було використано спектральний аналізатор Agilent E4440A (рис. 3.4) динамічний діапазон якого досягає -153 дБ, а діапазон робочих частот від 3 МГц до 26.5 ГГц.

Використання НВЧ коаксіальних кабелів (рис. 3.5) з довжиною 500 мм, характеристичним опором 50 Ом, та КСХН < 1.3 дало змогу отримання коректних результатів вимірювання.

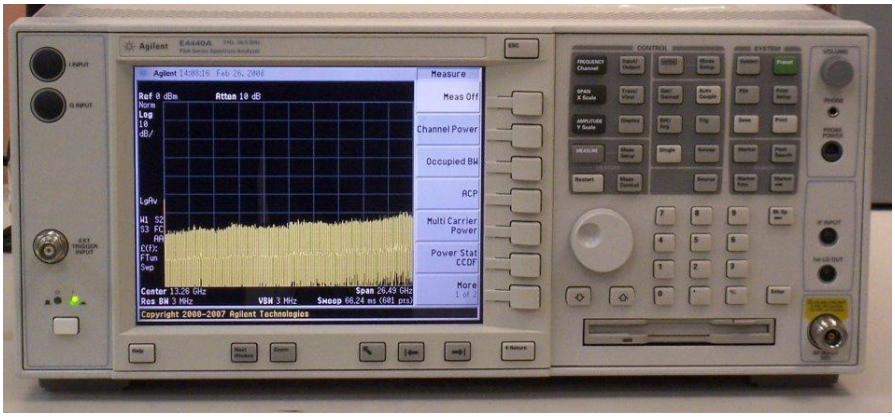


Рис. 3.4. Спектральний аналізатор Agilent E4440A

Рис. 3.5. НВЧ коаксіальні кабелі для вимірювання характеристик експериментального зразку НВЧ синтезатора частоти

Кабель працює до 18 ГГц, що повністю покриває необхідний діапазон робочох частоти синтезатора. Матеріал коаксіального кабелю – посріблена мідь діаметром 0,51 мм та в якості діелектрика використовується матеріал політетрафторетилен діаметром 1,57 мм. Екранування реалізовано плетеною лудженою міддю. Зовнішній діаметр коаксіального кабелю 2,21 мм.

Використовуючи отримані в результаті експериментальних досліджень спектральні характеристики, амплітуди основного несучого сигналу із синтезатора частоти, з урахуванням втрат у коаксіальному кабелі (не перевищують рівня 1 дБ), можна визначити вихідну потужність експериментального зразку НВЧ синтезатора частоти. Спектральна характеристика вихідного сигналу синтезатора частоти оцінюється за рівнем

амплітуди основного несучого сигналу. Рівнем бічних сигналів та паразитної складової і відповідно до утворення гармонік та їх рівнів. Також важливо оцінити стабільність та точність встановлення частоти вхідного сигналу НВЧ синтезатора частоти та перевірка зміни частоти з плином часу. Важливо враховувати також зміни температури самого синтезатора частоти в процесі експлуатації та нагріву від споживання напруги живлення [47].

Для вимірювання рівня фазового шуму було використано спектральний аналізатор Signal Hound SA124B Spectrum Analyzer (рис. 3.6), який має необхідну для дослідного зразка ширину робочого частотного діапазону. Оцінка рівня фазового шуму вихідного сигналу НВЧ синтезатора частоти проводиться за рівнем спектральної густини потужності шуму відносно основного несучого сигналу на заданому відхиленні частоти. Вимірювання та оцінка відбувались на заданих частотних точках відстроювання від несучого сигналу а саме:

- на частоті 1 кГц;
- на частоті 10 кГц;
- на частоті 100 кГц.

Рис. 3.6. Аналізатор спектру Signal Hound SA124B з робочим частотним діапазоном від 100 кГц до 12,4 ГГц

Використовується вузька смуга роздільної здатності аналізатора спектру для підвищення точності вимірювання, що в свою чергу дає підвищену точність для вимірювання. Таким чином, застосована методика вимірювань, із використанням спектрального аналізатора Signal Hound SA124B Spectrum

Analyzer, дозволяє комплексно оцінити основні характеристики НВЧ синтезатора частоти, зокрема рівень фазового шуму, та підтвердити ефективність запропонованих схемотехнічних рішень [48].

Основні характеристики і особливості аналізатора спектра SA124B Signal Hound:

1. діапазон радіочастот: від 100 кГц до 12,4 ГГц;
2. динамічний діапазон: від -151 дБм до +10 дБм;
3. роздільна здатність смуги пропускання від 0,1 Гц до 250 кГц і 6 МГц;
4. відносна точність 0,25 дБ.

Для роботи аналізатора спектра SA124B Signal Hound в режимі векторного аналізатору спектру було використано трекинг-генератор Signal Hound USB-TG124A (рис. 3.7). Цей генератор необхідний для вимірювання характеристик фільтрів, атенюаторів, підсилювачів та синтезаторів частоти. Трекінг-генератор можна також використовувати і як скануючий генератор, що є необхідним для використання в складі векторного аналізатора для вимірювання рівня фазового шуму.

Рис. 3.7. Трекинг-генератор Signal Hound USB-TG124A

Основні характеристики трекинг-генератора Signal Hound USB-TG124A:

1. діапазон радіочастот: від 100 кГц до 12,4 ГГц;
2. діапазон амплітуд: від -30 дБм до -12 дБм;
3. до 19 вибраних розмірів кроку частоти в послідовності 1-2-5;

4. швидкість сканування – до 700 частотних точок за секунду.

3.3. Аналіз результатів вимірювання параметрів НВЧ синтезатора частоти

При вимірюванні вихідного сигналу експериментального зразку НВЧ синтезатора частоти на спектральному аналізаторі Agilent E4440A були отримані наступні результати (рис. 3.8) [49].

Рис. 3.8. Спектральна характеристика макетного зразку НВЧ синтезатора частоти на частоті 9 ГГц

В результаті вимірювань було отримано рівень вихідного сигналу синтезатора частоти 14,45 дБм на частоті – 9 ГГц. На спектральній характеристиці видно, що відсутні паразитні та бічні складові навколо несучого сигналу при розгортці 2,7 кГц. В результаті було отримано чітко встановлений вихідний сигнал на частоті 9 ГГц з відхиленням від несучого сигналу на 2,9 кГц. При цьому ширина огляду становила 287,8 кГц. Динамічний діапазон такого сигналу близько -65 дБ, а це свідчить про те, що всі паразитні складові з

гармоніками знаходяться нижче рівня шумів та не будуть заважати в ефірі системи зв’язку БПЛА.

Після перевірки відсутності та паразитних гармонік, необхідним кроком є перевірка вихідного сигналу синтезатора частоти на рівень фазового шуму (рис. 3.9).

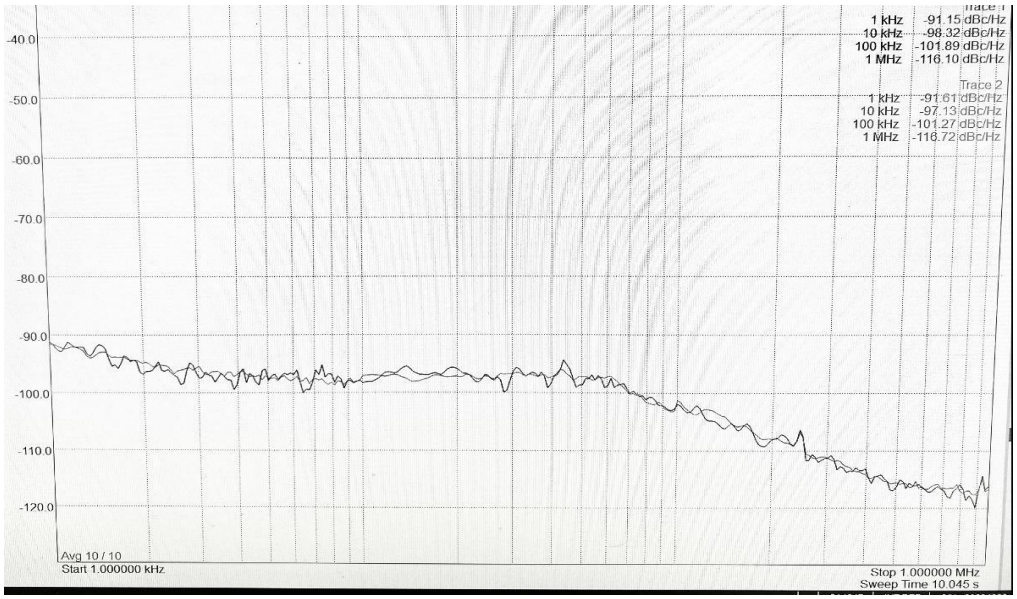


Рис. 3.9. Результати фазового шуму розробленого методу з несучою частотою 9 GHz.

Отримані експериментальні результати наведено у вигляді залежності фазового шуму від частотного відстроювання. Для вимірювання цієї залежності було використано поєднання векторного аналізатора [50], який складається зі спектрально аналізатора Signal Hound SA124B з робочим частотним діапазоном від 100 кГц до 12,4 ГГц та трекинг генератора Signal Hound USB-TG124A.

Основні результати вимірювання рівня фазового шуму розробленого синтезатора частоти:

- при відстоюванні від несучої 1 кГц:

  Trace1: -91.15 дБс/Гц; Trace2: -91.61 дБс/Гц;

- при відстоюванні від несучої 10 кГц:

  Trace1: -98.32 дБс/Гц; Trace2: -97.13 дБс/Гц;

- при відстоюванні від несучої 100 кГц:

Trace1: -101.89 дБс/Гц; Trace2: -101.27 дБс/Гц;

- при відстоюванні від несучої 1 МГц:

Trace1: -116.1 дБс/Гц; Trace2: -116.72 дБс/Гц.

Після аналізу отриманих результатів вимірювання рівня фазового шуму видно що Trace 1 та Trace 2 є доволі близькими та схожими між собою. Це означає, що результати є повторюваними та макетний зразок НВЧ синтезатора частоти має стабільний вихідний сигнал.

Було відмічено закономірність росту частоти відстроювання від несучого сигналу та зменшення рівня фазового шуму. Найкращий показник є на частоті відстроювання 1 МГц та рівний близько -116 дБс/Гц.

Отриманні результати характеристики макетного зразку НВЧ синтезатора частоти підтверджують працездатність спроєктованого методу побудови.

Для повної оцінки ефективності та переваги даного методу побудови синтезатора частоти було проведено порівняння характеристик сучасних аналогових рішень та отриманих експериментальних значень макетного зразку, що використовуються у системах зв’язку БПЛА.

Основним параметром для порівняння відповідно до вимог до синтезаторів частоти є значення рівня фазового шуму синтезатора частоти при різних відстроювання по частоті від основного несучого сигналу.

Загальні характеристики сучасних НВЧ синтезаторів частоти які використовуються в системах зв’язку БПЛА [51].

Згідно з типовими характеристиками сучасних НВЧ синтезаторів у діапазоні частот 8–10 ГГц, рівень фазового шуму становить [52-54]:

1. при відстоюванні частоти від несучого сигналу на 1 кГц, рівень фазового шуму: від −85 до −95 дБс/Гц;

2. при відстоюванні частоти від несучого сигналу на 10 кГц, рівень фазового шуму: від −95 до −105 дБс/Гц;

3. при відстоюванні частоти від несучого сигналу на 100 кГц: рівень фазового шуму: від −105 до −115 дБс/Гц;

4. при відстоюванні частоти від несучого сигналу на 1 МГц: рівень фазового шуму: від −115 до −125 дБс/Гц.

У результаті порівняння результатів вимірювання фазового шуму синтезатора НВЧ, побудованого за методом, який було розроблено в даній роботі, з існуючими аналогами, можна зробити висновок, що розроблений макетний зразок НВЧ синтезатора частоти демонструє кращі характеристики за аналогів. Це підтверджувалось при різних настройках частоти за рівнем бічних та паразитних складових (≥10 кГц), де значення рівня фазового шуму знаходиться на більш низькому рівні у порівнянні з аналогами [55].

Важливо відмітити, що на малому відстроюванні частоти від несучого сигналу до 1 кГц присутні невеликі перевищення рівня фазового шуму відносно іншої частини спектру, що може спричинятися фільтром нижніх частот (петлею ФАПЧ), який обмежує смугу, або внутрішніми компонентами та їх реактивними складовими.

3.4. Висновок до третього розділу

Даний розділі було присвячено детальному опису дослідження експериментального зразка НВЧ синтезатора частоти, структура якого була побудована на основі розробленого методу.

Було проведене обґрунтування вибору матеріалу друкованих плат (Roger RO4003C), що забезпечує необхідні характеристики для роботи у X-діапазоні. Мінімізація масогабаритних показників була здійснена за допомогою використання прохідників Слізка Арка 142-1000-002 фірми Johnson, які забезпечують високу швидкість передачі сигналу та мінімальні втрати за рахунок відсутньої ємнісної складової, що з ростом частоти може збільшити реактивний опір. Для покращення герметичності та зменшення впливу зміни температури

було обрано у якості матеріалу корпусу алюміній, який вкрито олово-вісмутом (Sn-Bi).

Експериментальне дослідження розробленого синтезатора НВЧ частот було проведене для діапазону частот 8–9 ГГц за детально описаною методикою з використанням спектрального аналізатора Agilent E4440A спектрального аналізатора Signal Hound SA124B у поєднанні з трекинг-генератором Signal Hound USB-TG124A.

В результаті експериментальних вимірювань було отримано чітко встановлений сигнал на частоту 9 ГГц із зміщенням 2,9 кГц при відсутності паразитних складових, бічних сигналів та гармонік вищих порядків. Також були отриманні значення фазового шуму на частоті 9 ГГц при відстройці від несучого сигналу на частоту 100 кГц, які становили від -101.3 до -101.9 дБс/Гц, що є кращим результатом у порівнянні з аналогами.

РОЗДІЛ 4. РОЗРОБКА ТА ДОСЛІДЖЕННЯ АНТЕННИХ ПРИСТРОЇВ НАЗЕМНОГО СЕГМЕНТУ КОМПЛЕКСУ БПЛА

4.1. Вимоги до антенного блоку комплексу зв’язку з БПЛА

У сучасному світі виробництво БПЛА постійно зростає і розвивається. Виробники стають все більш орієнтованими на розробку літальних апаратів для використання у прикордонних місіях, для гуманітарної допомоги, пошуку та порятунку, наукових досліджень, метеорології, моніторингу пожеж, сільського господарства, обстеження інфраструктури, поліцейського спостереження, доставки вантажу та передачі сигналів зв'язку.

Комплекс БПЛА включає в себе не тільки сам безпілотний апарат, але і складну систему для зв'язку з наземною станцією керування. Для цієї цілі потрібна достатньо велика кількість додаткових пристроїв для запису, прийому та передачі даних, а також для функцій авіоніки. Антени є одними з найважливіших пристроїв будь-якої системи БПЛА, оскільки вони дозволяють безпілотному засобу на визначеній частоті передавати та отримувати інформацію від інших систем, у тому числі від наземного сегменту керування.

Антени, що використовуються як в бортових, так і у наземних системах керування БПЛА повинні бути компактними, надійними за своєю конструкцією, легко монтуватись на поверхні різних форм та і мати достатньо широку смугу частот [56]. Також, одним з основних кроків при проектуванні будь-якої антени є узгодження її випромінюючих елементів зі стандартною лінією живлення, особливо якщо мова йде про узгодження у відносно широкій смузі частот. Умови експлуатації комплексу БПЛА також накладають специфічні вимоги до електродинамічних та конструктивних характеристик антен. Тобто, антени, що використовуються для бортового та наземного сегментів систем зв’язку з БПЛА

мають ряд вимог до конструкції і параметрів. Ці вимоги напряму залежать від особливостей використання і місії літального апарату. Згрупуємо ці вимоги у порядку значущості [57-60]:

1. Форма діаграми спрямованості: спрямована або всеспрямована. Цей параметр іноді є найважливішим аргументом при виборі антени. В основному для бортової частини зв'язку має сенс вибирати все спрямовану ДС, так як БПЛА в процесі пересування займає різні положення у просторі. Для наземної частини системи зв'язку можливі різні варіанти ДС в залежності від конкретної задачі. Найчастіше вибирають гостроспрямовану ДС, так як у наземному сегменті є можливість механічного обертання антенного сегменту для відстежування місцеположення літального апарату.

2. Ширина діаграми спрямованості за половинною потужністю випромінювання (HPBW – Half-Power Beam Width). Цей параметр має дуже важливе значення при виборі сектору дії систем зв'язку. При виборі всеспрямованої антени HPBW зазначається у вертикальній площині. У разі спрямованої антени – у двох вхаємноперпендикулярних площинах (відповідно до осі симетрії ДС).

3. Коефіцієнт підсилення. Цей параметр напряму залежить від попередніх двох пунктів цього списку. Чим більшу спрямованість (вужчу HPBW) має вибрана антена, тим більший коефіцієнт підсилення можна отримати і, відповідно, більшу дальність надійного зв'язку.

4. Узгодження з фідером визначається з аналізу такого параметру, як коефіцієнт стоячої хвилі за напругою (КСХН) або коефіцієнту відбиття. Гарне узгодження дозволяє уникнути значних втрат потужності у фідерах системи зв'язку, що невідривно пов'язано з потужністю випромінювання антени і, відповідно з дальністю дії. КСХН повинен бути меншим за 1,5, або, як мінімум, менше за 2 (якщо для оцінки якості узгодження буде використовуватись коефіцієнт відбиття, тоді його значення повинно бути $s_{11} < -15$ дБ, або, як мінімум, $s_{11} < -10$ дБ).

5. Поляризація антени. Можливо два основних види поляризації поля випромінювання антени – лінійна (горизонтальна або вертикальна, в залежності від положення випромінюючого елементу) та колова (правогвинтова RHCP – Right-Hand Circular Polarization або ліогвинтова LHCP – Left-Hand Circular Polarization) поляризація. В основному для сучасного зв'язку з БПЛА використовують колову поляризацію, так як вона більш стійка до завад та стабільна у складних навколишніх умовах. Колова поляризація забезпечує стабільність радіозв'язку незалежно від просторової орієнтації БПЛА, що особливо важливо при маневруванні апарата, коли відбуваються постійні зміни кута нахилу та повороту відносно наземної приймальної системи, а також при багатопроменевому поширенні сигналу. Якість формування колової поляризації характеризує такий параметр як коефіцієнт еліптичності або осьове відношення (AR – Axial Ratio). Значення цього параметру не повинно перевищувати 3 дБ у необхідному секторі випромінювання антенного елементі.

6. Компактна, міцна, проста та легка конструкція. Ця вимога справедлива як для бортового, так і для наземного антенних сегментів зв'язку з БПЛА, так як багато завдань пов'язано з необхідністю швидкого згортання або розгортання наземного сегменту. Крім того, суттєве значення має надійність та стабільність роботи антени в умовах вібрацій, температурних коливань та механічних навантажень, характерних для експлуатації мобільного комплексу БПЛА. Антенна система повинна зберігати свої електричні параметри протягом усього терміну експлуатації без деградації характеристик.

Можна зробити висновок, що всі перераховані параметри антени невідривно пов'язані один з одним. Зміна одного призведе до зміни іншого. Тобто, в залежності від завдання, необхідно знайти таку конструкцію антени, яка б дозволила оптимально поєднати всі ці характеристики.

Робочий діапазон частот антени визначається відповідно до частотного діапазону НВЧ синтезатора та вимог радіосистеми. У даній роботі антенна система повинна забезпечувати ефективну роботу в діапазоні 4 –10 ГГц, що

покриває типові частоти сучасних каналів зв’язку БПЛА та забезпечує сумісність із частотним діапазоном розробленого синтезатора частоти.

Існують численні розробки різних виробників та дослідницькі роботи щодо принципів проектування, моделювання та оцінки антен різних конструкцій для систем зв'язку БПЛА. У більшості цих публікацій пропонуються антенні решітки [61] для наземного сегменту керування, що складаються з антенних елементів різних конструкцій.

У статті [62] представлена конструкція мікросмужкової патч-антенної решітки (АА) розміром 2 х 2 для частоти 3,8 ГГц, яка має HPBW 33 градуси з коефіцієнтом посилення 13,2 дБі. У статті [63] запропонована двоелементна конструкція АА, що працює на частоті 2,4 ГГц з коефіцієнтом посилення 9,14 дБі при HPBW 60 градусів в площині Е та 65 градусів в площині Н. У науковій статті [64] представлена реалізація чотирьох лінійних АА для діапазону частот від 2,62 ГГц до 2,69 ГГц, що складаються з мікросмужкових прямокутних антен та працюють з коефіцієнтом посилення до 12,2 дБі.

Антенні решітки з осьовим випромінюванням часто використовуються для наземних систем керування. У статті [65] запропоновано антену Yagi-Uda на підкладці Rogers RO4003 для діапазонів частот 1,9, 2,5 та 3,5 ГГц з коефіцієнтом посилення 6,29, 4,63 та 6,77 дБі відповідно. Метою статті [66] є розробка компактної планарної антени Yagi-Uda на підкладці FR-4 для застосувань WLAN 2,4 ГГц з максимальним коефіцієнтом посилення 4,34 дБі. В результаті моделювання та експериментального дослідження широкосмугових мікросмужкових логарифмічно-періодичних антен (ЛПА) для частот 2–5 ГГц у статті [67] було отримано коефіцієнт посилення понад 6 дБі у всьому діапазоні частот. Дослідження в статті [68] продемонструвало конструкцію ЛПА для застосувань WLAN/LTE/UWB у широкій смузі пропускання від 1,4 до 12 ГГц із середнім коефіцієнтом посилення 4,51 дБі. Досить часто для таких систем використовуються спіральні антенні конструкції. Комбінація спіральних елементів різної довжини дозволяє побудувати дводіапазонну спіральну антену

[69] з RHCP для частот 1,227 ГГц та 1,575 ГГц. Для цих частот було отримано коефіцієнти посилення 4,44 та 3,87 дБі при HPBW 96 градусів та 122 градуси відповідно. Принципи проектування дротяних та мікросмужкових чотириелементних спіральних антен для частоти 1268,52 МГц наведено в роботі [70].

У даному розділі буде проведене дослідження трьох зразків спрямованих антен різних конструкцій, які можуть бути використані для наземного сегменту керування комплексу БПЛА, який використовує розроблений синтезатор НВЧ частот.

4.2. Рупорна антена з коловою поляризацією

Рупорна антена – металева конструкція, яка складається з хвилеводу живлення та випромінюючої частини, яка послідовно плавно розширюється. За формою розрізняють Е-секторіальні, Н-секторіальні, пірамідальні і конічні рупорні антени [71].

Рупорні антени мають ряд суттєвих переваг серед інших типів спрямованих антен. Вони відрізняються простотою конструкції, діапазонністю, що обмежується лише смугою пропускання хвилеводу, який живить рупор, високим коефіцієнтом корисної дії та добрим узгодженням з фідером. Рупори застосовують у випадках, коли достатньо мати відносно широку ДС. Ще одна перевага рупорних антен в тому, що вони дають можливість створювати ДС з різною шириною в двох взаємноортогональних площинах. При цьому зміна ширини ДС в одній площині не вимагає коректування розмірів рупора в другій площині.

Майже у всіх випадках для побудови рупорної антени у хвилеводах живлення використовують хвилю основного типу H_{10}. Напруженість поля в розкриві пірамідної рупорної антени можна описати за допомогою виразу

$$\dot{E}_x = \dot{E}_m \cos\left(\frac{\pi x}{L_H}\right) e^{-ik\frac{y^2}{2R_E}} e^{-ik\frac{x^2}{2R_H}}, \tag{4.1}$$

де L_H – довжина розкриву рупора в площині H; R_E та R_H – довжини рупора в площині E і H відповідно.

Для розрахунків базових розмірів розробленої в даній роботі рупорної антени можна використати методику, описану в [72].

1. Розміри розкриву рупора

$$\left.\begin{aligned} L_E &= 51^\circ \frac{\lambda}{2\theta^E_{0,5}}; \\ L_\text{H} &= 67{,}6^\circ \frac{\lambda}{2\theta^H_{0,5}}, \end{aligned}\right\} \tag{4.2}$$

де $2\theta^E_{0,5}$, $2\theta^H_{0,5}$ – ширина ДС в E- і H-площині відповідно; λ – середня довжина робочої хвилі.

2. Наближені значення розмірів прямокутного хвилеводу для живлення

$$\left.\begin{aligned} a &= \lambda/1{,}4; \\ b &= (0{,}4\ldots0{,}5)a, \end{aligned}\right\} \tag{4.3}$$

де a і b – розміри широкої і вузької стінок хвилеводу.

3. Довжина пірамідального рупора

$$R = \frac{L^2}{8\Delta R} - \frac{\Delta R}{2}, \tag{4.4}$$

де L - значення сторони розкриву; ΔR - допустима різниця ходу променів (в площині E $\Delta R = \lambda/4$, в площині H $\Delta R = 3\lambda/8$).

Необхідне відношення довжин рупора

$$\frac{R_H}{R_E} = \frac{L_H}{L_E}\frac{L_E - b}{L_H - a}. \tag{4.5}$$

Це відношення повинно задовольнятися обов’язково.

4. Для побудови ДС рупора використовують наближені формули, які справедливі для прямокутних апертур з синфазним розподілом поля. ХС в площині E має вигляд

$$F_1(\theta^E) = cos^2\frac{\theta^E}{2}\frac{sin\left(\frac{kL_E}{2}sin\,\theta^E\right)}{\frac{kL_E}{2}sin\,\theta^E}, \tag{4.6}$$

де θ^E – кут, який в площині E обчислюється від повздовжньої осі.

В площині H ХС має вигляд

$$F_1(\theta^H) = cos^2\frac{\theta^H}{2}\frac{cos\left(\frac{kL_H}{2}sin\,\theta^H\right)}{1-\left(\frac{2L_H}{\lambda}sin\,\theta^H\right)^2}, \tag{4.7}$$

де θ^H – кут, що відраховується в площині H від повздовжньої осі.

5. Наближений коефіцієнт спрямованої дії рупорної антени

$$D \approx \frac{2\pi}{\lambda^2}L_E L_H. \tag{4.8}$$

6. Узгодження з коаксіальними фідером зонда забезпечується довжиною штиря l і відстані l_1 від штиря до стінки, що закорочує відрізок прямокутного хвилеводу живлення. Якщо штир розміщується в середині широкої стінки хвилеводу і $l = \Lambda/4$, то

$$l_1 = \frac{1}{k}arccos\left(1 - \sqrt{\frac{W_\phi abk}{120\Lambda}}\right), \tag{4.9}$$

де W_ϕ - хвильовий опір фідера (стандартно 50 або 75 Ом); $\Lambda = \lambda/\sqrt{1-\left(\frac{\lambda}{2a}\right)^2}$ – довжина хвилі в хвилеводі.

Довжина відрізка хвилеводу від горловини рупора до штиря

$$l_2 = 4{,}6/k\sqrt{\left(\frac{\lambda}{a}\right)^2 - 1}. \tag{4.10}$$

Як було зазначено раніше, для систем зв’язку з БПЛА було обрано хвилі з коловою поляризацією. Для цього в конструкцію хвилеводу живлення рупорної антени було додано поляризаційну вставку ступінчатої форми (рис. 4.1).

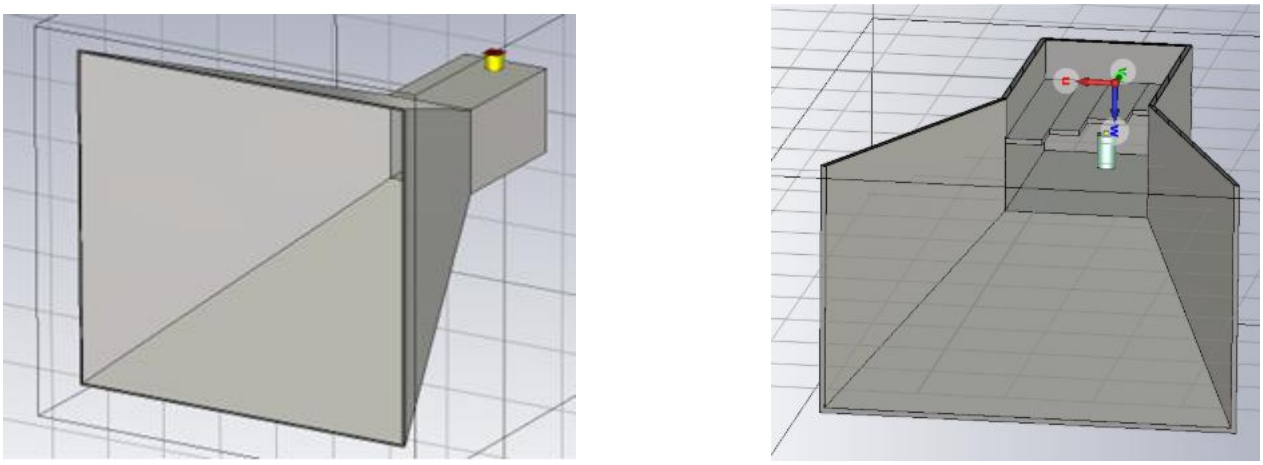


Рис. 4.1. Конструкція розробленої рупорної антени з правогвинтовою коловою поляризацією

Розроблена рупорна антена з RHCP призначена для передачі та прийому сигналів у X-діапазоні (8 – 10 ГГц) з високою спрямованістю та стабільною поляризацією, що особливо важливо для систем зв’язку між БПЛА. Графіки основних характеристик випромінювання та узгодження рупорної антени для діапазону частот 8 – 9 ГГц, які були отримані в результаті моделювання, представлено на рис. 4.2 – 4.5.

Моделювання показало (рис. 4.2), що робочий діапазон частот рупорної антени сягає понад 1 ГГц з КСХН < 1,3. Дійсна частина вхідного імпедансу змінюється в межах від 59 до 46 Ом, тоді як уявна частина коливається від 0 Ом до -7,9 Ом.

Коефіцієнт підсилення рупорної антени становить в середньому 18 дБі. Осьове відношення залишається стабільно нижчим за 3 дБ у всьому робочому діапазоні частот 8–9 ГГц.

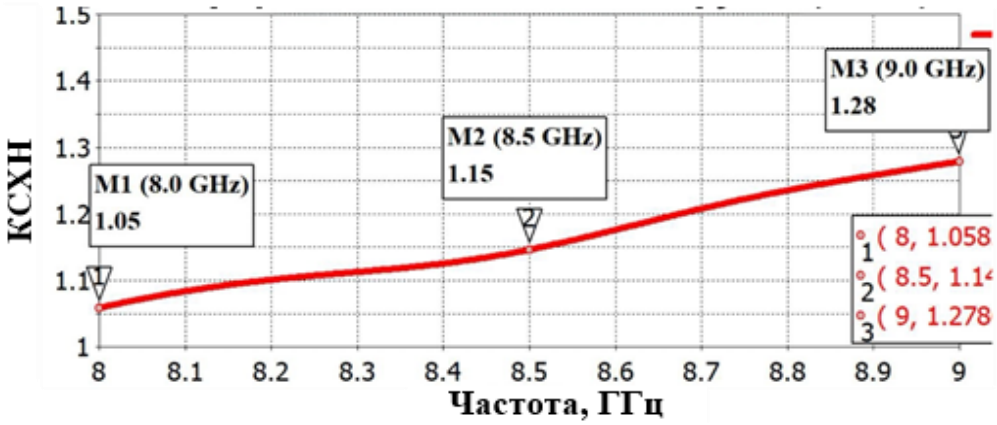


Рис. 4.2. Залежність КСХН рупорної антени з RHCP від частоти.

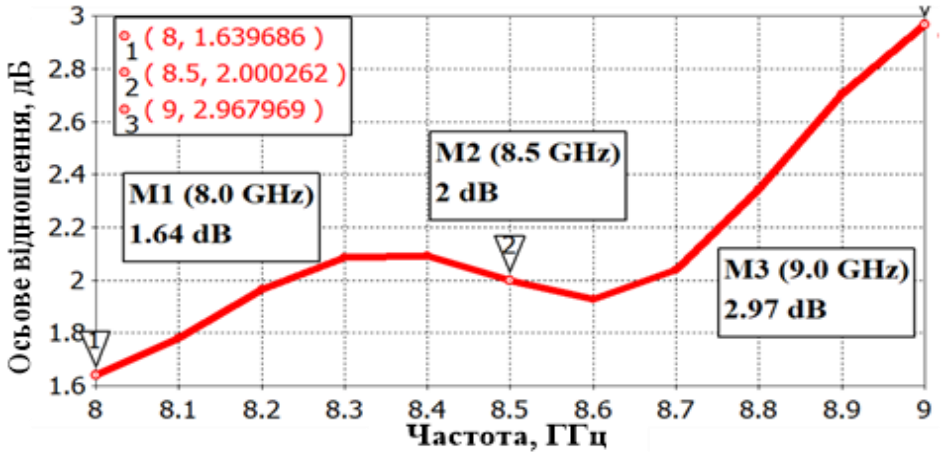


Рис. 4.3. Залежність осьового відношення рупорної антени з RHCP від частоти в напрямку максимального випромінювання.

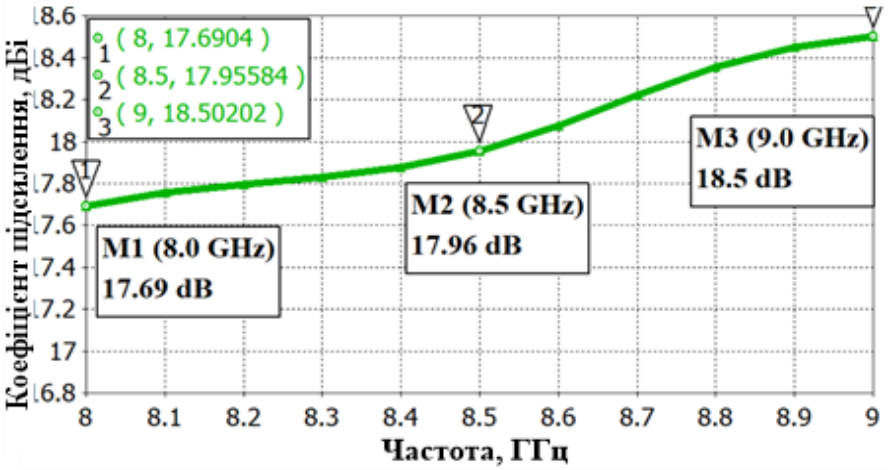


Рис. 4.4. Залежність коефіцієнту підсилення рупорної антени з RHCP від частоти в напрямку максимального випромінювання.

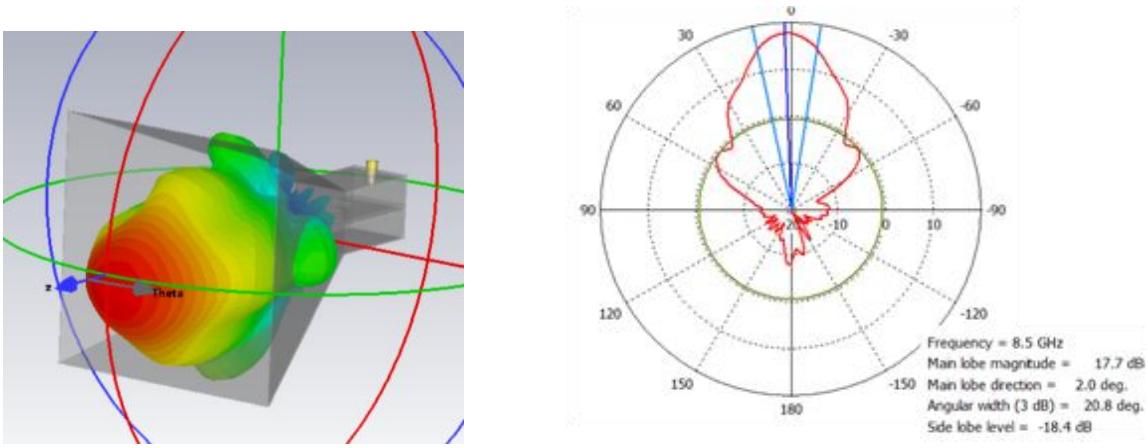


Рис. 4.5. Діаграма спрямованості рупорної антени з RHCP на центральній частоті роботи 8,5 ГГц

Результати моделювання для рупорної антени із RHCP продемонстрували можливість формування ДС симетричної відносно оптичної осі (рис. 4.5) з рівнем HPBW, який дорівнює в середньому 20 градусів. При цьому рівень бічних пелюсток не перевищує –18 дБ.

Було виготовлено дослідний зразок рупорної антени (рис. 4.6) і виміряно її КСХН (рис. 4.7) у робочій смузі частот, а також коефіцієнт підсилення у напрямку максимільного випромінювання для лінійних (горизонтальної і вертикальної) складових поля випромінювання (рис. 4.8).

Рис. 4.6 Експериментальний зразок рупорної антени з RHCP для 8-9 ГГц

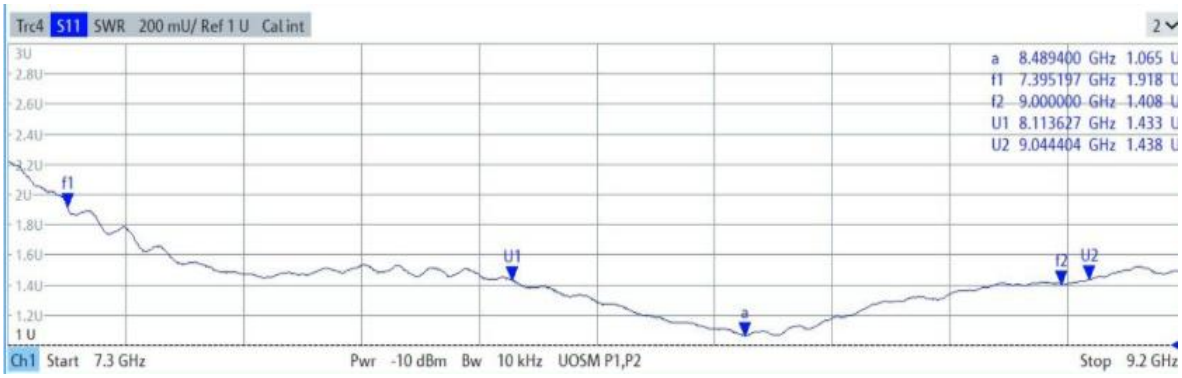


Рис. 4.7. Експериментальна залежність КСХН рупорної антени з RHCP від частоти.

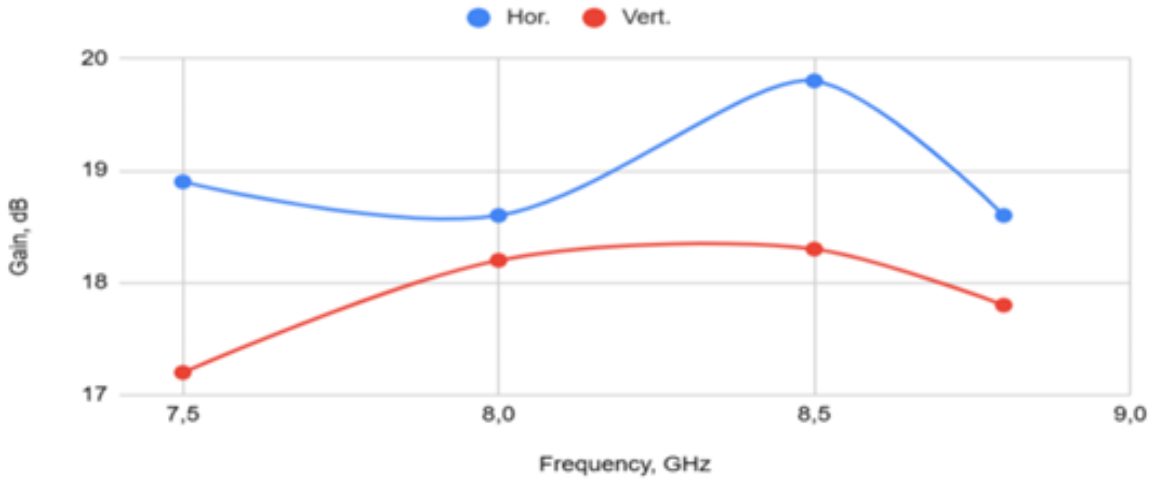


Рис. 4.8. Залежність коефіцієнту підсилення лінійних складових поля випромінювання рупорної антени від частоти в напрямку максимального випромінювання.

Експериментальне дослідження прототипу рупорної антени (рис. 4.6) підтвердило результати моделювання та показало, що робочий діапазон частот антени становить як мінімум 1 ГГц (8 – 9 ГГц) з КСХН < 1,5 (S11 < –13 дБ).

4.3. Параболічна антена з коловою поляризацією

Одним із ефективних рішень для генерації вузькоспрямованого випромінювання з високим коефіцієнтом посилення є використання

параболічних рефлекторних антен. Ці антени широко використовуються в радіорелейних системах, супутниковому зв'язку та системах передачі даних на великі відстані. Основною перевагою параболічних антен є їхня здатність досягати високого коефіцієнта посилення при відносно малих розмірах.

Важливим конструктивним елементом рефлекторної антени є джерело живлення, яке визначає ефективність заповнення апертури рефлектора, робочий діапазон частот та поляризаційні характеристики антени. Як рефлекторні антени можна використовувати різні типи антен, включаючи рупорні антени, мікросмужкові антени та спіральні антени.

Спіральні антени є привабливими для використання як рефлекторні антени завдяки своїй здатності генерувати кругову поляризацію та відносно широкій робочій смузі частот. Використання спірального випромінювача зі зворотною діаграмою спрямованості дозволяє ефективно опромінювати параболічний рефлектор та забезпечує необхідні електромагнітні характеристики антенної системи.

Метою статті [73] є аналіз оцінки продуктивності параболічного дзеркала з рупорною антеною для зв'язку на частоті від 2 ГГц до 3 ГГц. У статті [74] розроблено та промодельовано спіральну антену, яка використовується як спіральний опромінювач для параболічного дзеркала.

Параболічна (рефлекторна) антена складається з рефлектора зі спеціальним профілем (наприклад, параболічного) та опромінювача, який є слабо спрямованою антеною, що розташована у фокальній точці рефлектора [75]. Основним завданням параболічного рефлектора є перетворення сферичного хвильового фронту опромінювача на плоский хвильовий фронт (рис. 4.9), формуючи при цьому дуже вузьку ДС. Цей принцип роботи рефлекторних антен базується на властивостях параболоїда обертання.

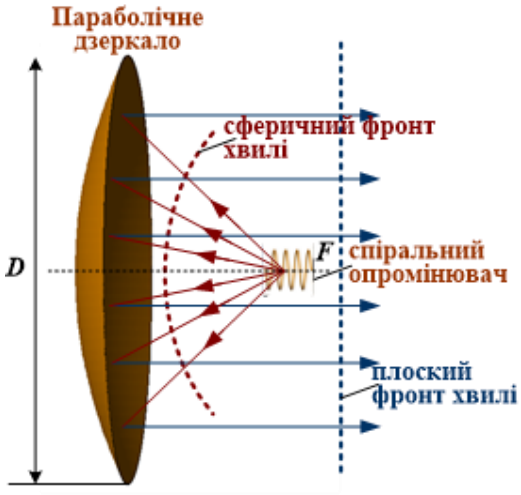


Рис. 4.9. Принцип формування поля однодзеркальною осесиметричною параболічною антеною

Опромінювач розташований у фокальній точці рефлектора – точці *F* (рис. 4.9). Апертура антени має форму кола, обмеженого краями рефлектора. Відстань від вершини рефлектора до фокальної точки *F* дорівнює фокусній відстані *f*. Якщо рефлектор параболічний, то поперечний переріз будь-якою площиною, що містить вісь симетрії, буде параболічним. Джерело поля в точці *F* створює випромінювання зі сферичним хвильовим фронтом. Нехай промінь падає з точки *F* на поверхню рефлектора в довільній точці. Після відбиття, для створення вузької діаграми спрямованості, цей відбитий промінь повинен поширюватися паралельно оптичній осі. Це можливо за умови, що профіль рефлектора має форму параболи:

$$\rho = \frac{2f}{1+\cos\phi}.$$

У розробленій в даній роботі дзеркальній антені [76] для частотного діапазону 5,7–6,7 ГГц параболічний рефлектор (рис. 4.10) має осесиметричну кругову апертуру діаметром $D = 313$ мм. Фокусна відстань рефлектора становить $F = 73{,}7$ мм, що відповідає співвідношенню $F/D \approx 0{,}24$. Таке співвідношення є типовим для глибоких параболічних рефлекторів і дозволяє зменшити габаритні розміри антенної системи, зберігаючи при цьому високий коефіцієнт посилення.

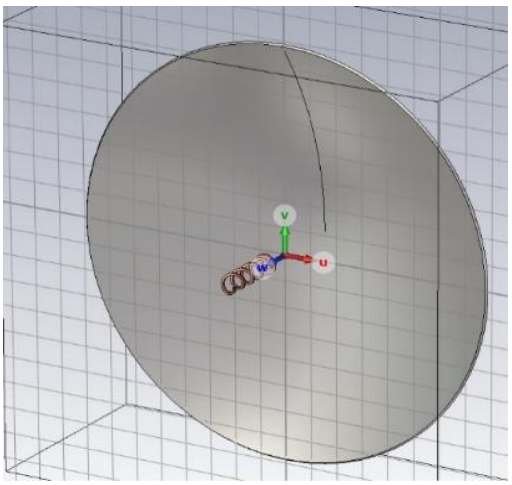


Рис. 4.10. Конструкція запропонованої параболічної антени

У запропонованій конструкції дзеркальної антени в якості опромінювача було обрано спіральну антену зі зворотним випромінюванням (рис. 4.11).

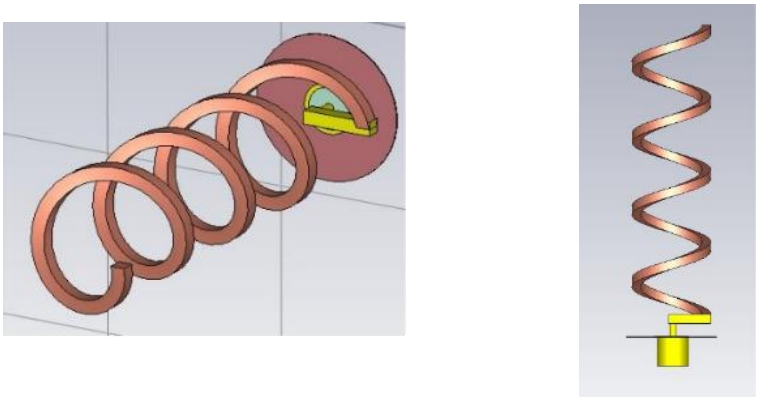


Рис. 4.11. Конструкція спіральної антени зі зворотним випромінюванням

Спіральні антени конструктивно мають форму спіралі, один кінець якої вільний, а інший прикріплений до центрального провідника коаксіального кабелю. Зовнішня оболонка кабелю з'єднана з диском, який служить противагою антени. Диск також може виконувати роль відбивача (у випадку антени із прямим випромінюванням), зменшуючи випромінювання в задньому півпросторі за необхідності. Циліндрична спіральна антена (рис. 4.12) характеризується довжиною витка L, діаметром витка $2a$, кроком спіральної намотування S та кількістю витків n. Довжина антени при цьому становитиме $l = nS$.

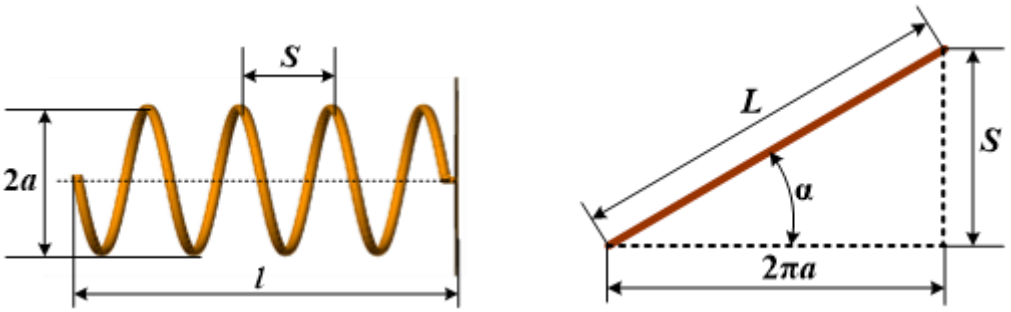


Рис. 4.12. Геометрія спіральної антени

При підключенні спіральної антени до живлення, у спіралі виникають різні типи хвиль. Хвилі у спіралі позначаються символом T_q, де q – кількість довжин хвиль, що вміщуються в одному витку.

Хвиля типу T_0 поширюється з фазовою швидкістю, що дорівнює швидкості світла c, та існує у спіралі з малою довжиною витка, що задовольняє умову

$$\frac{L}{\lambda} < \frac{L}{\lambda_{min}},$$

де $\frac{L}{\lambda_{min}\frac{\cos\alpha}{1-\sin\alpha}}$, λ – довжина хвилі; $\alpha = arctg\frac{S}{2\pi\alpha}$ – кут піднесення спіралі.

Разом із хвилею T_0 поширюється хвиля T_1, фазова швидкість якої менша за швидкість світла та залежить від співвідношення L / λ. Відбита хвиля T_1 має дуже малу амплітуду, тому в спіралі встановлюється біжуча хвиля струму. Це аксіальна мода випромінювання (найважливіша мода), яка існує за умови, що L/λ ≈ 1 або

$$0{,}25\lambda \leq 2a \leq 0{,}45\lambda.$$

Зі збільшенням частоти коливань (L / λ > 1) у спіралі виникають вищі типи хвиль T_2, T_3 тощо. Цей режим у спіралі супроводжується конічним випромінюванням, яке не знайшло широкого практичного застосування.

Основні розміри запропонованого спірального опромінювача:

– кількість витків – 4;

– діаметр витка – 11 мм;

– крок витка – 12 мм;

– діаметр противаги спіралі – 11 мм.

Фазовий центр опромінювача розташований у фокусі параболічного відбивача, на відстані 73,7 мм вздовж оптичної осі, що забезпечує ефективне опромінення апертури дзеркала.

Основні результати моделювання характеристик запропонованої параболічної антени представлені на рис. 4.13 – 4.17.

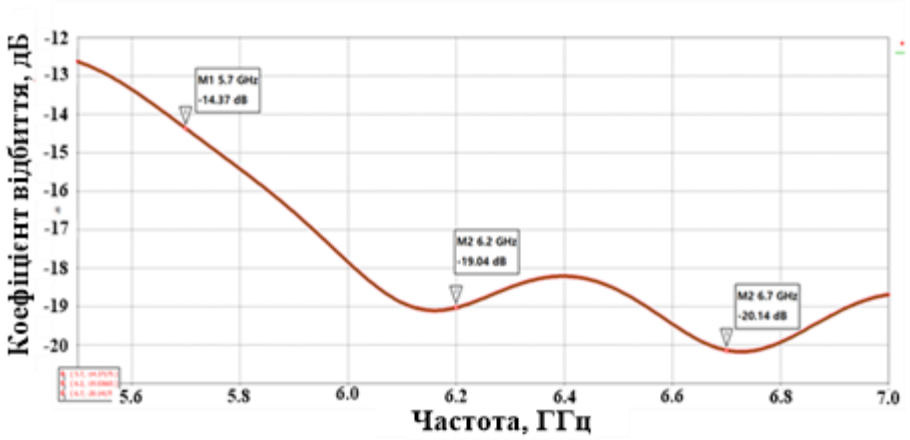


Рис. 4.13. Залежність коефіцієнту відбиття запропонованої параболічної антени від частоти

Моделювання показало, що робочий діапазон частот антени сягає понад 1 ГГц з КСХН < 1,5 (відповідно, коефіцієнт відбиття менше –14,4 дБ). Дійсна частина вхідного імпедансу змінюється в межах від 40 до 50 Ом, тоді як уявна частина коливається від 2,5 Ом до 9 Ом.

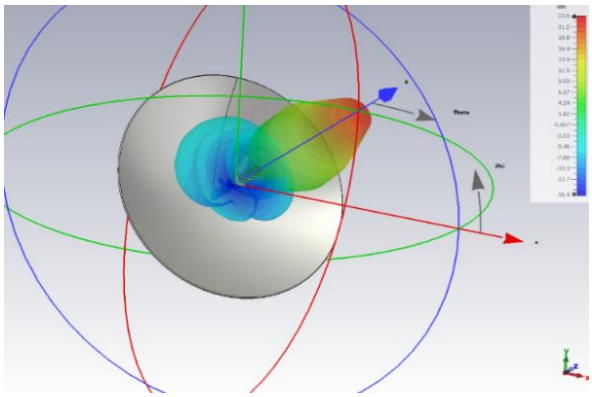
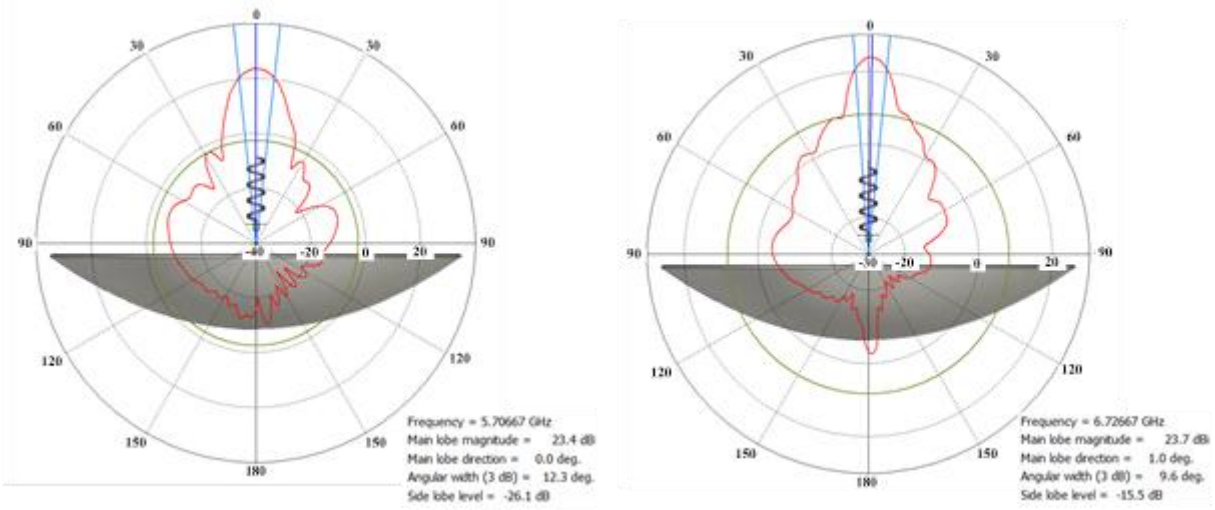


Рис. 4.14. 3D діаграма спрямованості запропонованої параболічної антени на середній частоті 6,2 ГГц



а *б*

Рис. 4.15. Діаграма спрямованості запропонованої параболічної антени: *а* – на частоті 5,7 ГГц; *б* – на частоті 6,7 ГГц

Результати моделювання для параболічної антени зі спіральним живленням продемонстрували можливість формування ДС симетричної відносно оптичної осі (рис. 4.14) з досить вузьким HPBW (рис. 4.15), який складає 12,3 градуси для нижньої частоти діапазону (5,7 ГГц) та 9,6 градуси для верхньої частоти діапазону (6,7 ГГц). При цьому рівень бічних пелюсток не перевищує –15 дБ.

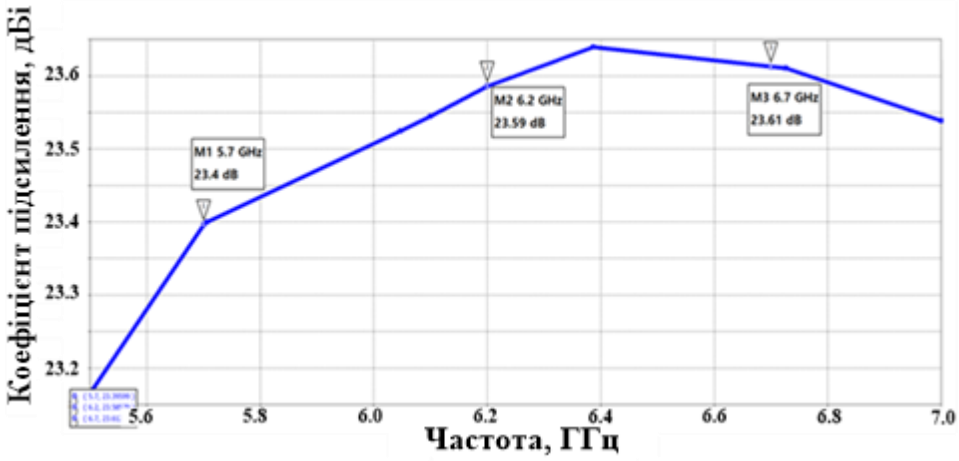


Рис. 4.16. Залежність коефіцієнта підсилення запропонованої параболічної антени від частоти в напрямку максимального випромінювання

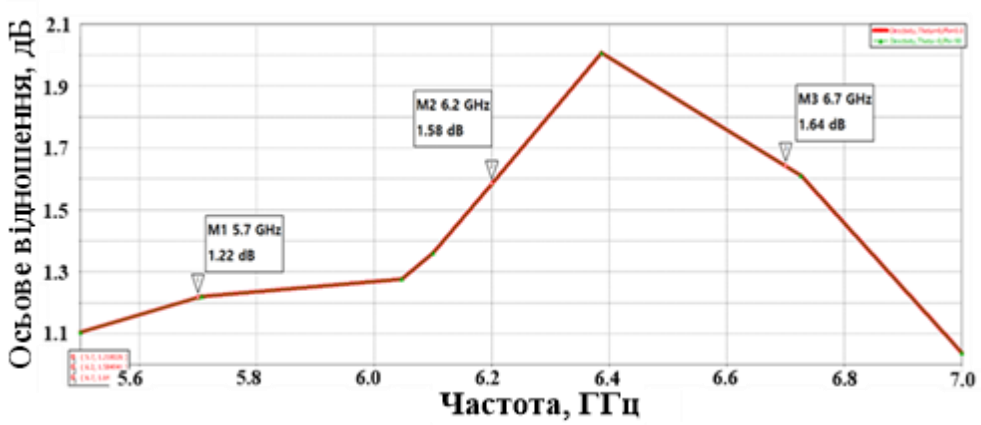


Рис. 4.17. Залежність осьового відношення запропонованої параболічної антени від частоти в напрямку максимального випромінювання

Коефіцієнт підсилення параболічної антени досягає 23,5 дБі на нижній частоті робочого діапазону та 23,6 дБі на верхній частоті. Осьове відношення залишається стабільно нижчим за 2 дБ у всьому робочому діапазоні частот 5,7–6,7 ГГц.

Після моделювання параболічної антени зі спіральним живленням було виготовлено прототип (рис. 4.18) для наступного етапу дослідження. Експериментально виміряна характеристика узгодження (коефіцієнт відбиття) представлені на рис. 4.19.

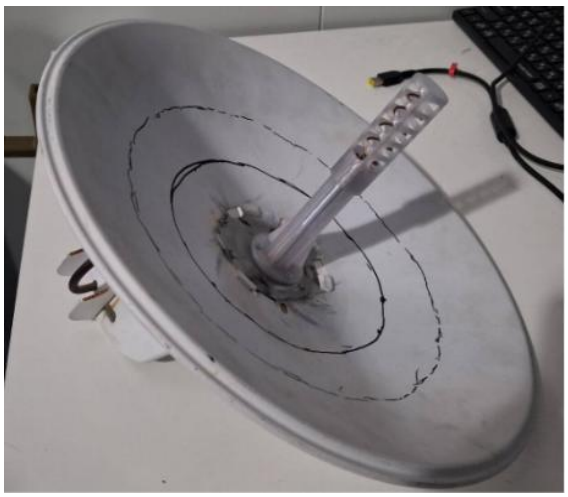


Рис. 4.18. Експериментальний зразок параболічної антени із спіральним опромінювачем

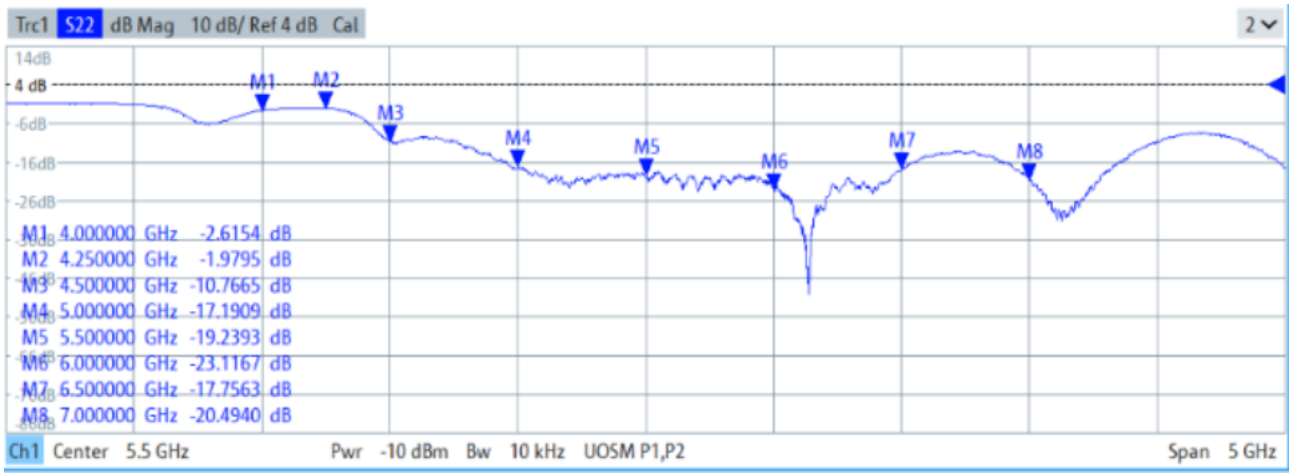


Рис. 4.19. Експериментальна залежність коефіцієнту відбиття запропонованої параболічної антени від частоти

Експериментальне дослідження прототипу параболічної антени (рис. 4.18) підтвердило результати моделювання та показало, що робочий діапазон частот антени становить 1 ГГц (5,7 – 6,7 ГГц) з КСХН < 1,5 (S11 < –15 дБ).

4.4. Антенна решітка з патч-елементів колової поляризації

Для побудови патч АР можна використовувати будь-які форми патч-елементів, але, найчастіше, дослідники використовують прості прямокутні патч-випромінювачі (рис. 4.20). Перевагами цих випромінювачів є їх простота розрахунку, який описано у багатьох джерелах [58, 72, 77], та можливість відносно простої реалізації діаграми спрямованості необхідної ширини.

Як можна побачити з рис. 4.20, існує два основних та відносно простих типи узгодження прямокутного патч-елементу з мікросмужковою лінією живлення: за допомогою чвертьхвильового трансформатору опорів та за допомогою лінії зі вставкою.

Але у таких способах узгодження є суттєвий недолік – вузькосмуговість (відносна смуга робочих частот складає не більше 10%), що не є припустимим для деяких додатків.

а *б*

Рис. 4.20. Приклади живлення мікросмужкових патч-антен: *а* – живлення за допомогою мікросмужкової лінії з чвертьхвильовим трансформатором опору; *б* − живлення за допомогою мікросмужкової лінії зі вставкою.

Ця проблема стає ще більш вираженою при об’єднанні патч-елементів в антенну решітку. У цьому випадку між елементами АР, які розміщенні на відстані менше за 0,7 λ виникає взаємний зв’язок через електромагнітне поле, що змінює не тільки параметри випромінювання елементів АР, але і характеристики узгодження. Це може також вплинути на:

–зміну значення реактивної складової вхідного імпедансу;

–появи значної нерівномірності у амплітудно-фазовій характеристиці;

–зміщення резонансної частоти.

Приклад класичного способу узгодження патч-елементів з лініями живлення в АР з використанням ступеневих чвертьхвильових трансформаторів опорів (наприклад, від 100 Ом до 50 Ом) показано на рис. 4.21 [58]. У широкосмугових патч-антен вхідний імпеданс може змінюватись в від 80 до 120 Ом в робочому діапазоні частот [78].

Також, зміна реактивної складової імпедансу впливає на стабільність кругової поляризації АР, так як у таких структурах основною умовою є забезпечення точного зсуву фази складових напруженості електричного поля на ±90º між випромінюючими гранями. Тому важливо враховувати, що узгодження

в таких структурах, як патч АР з круговою поляризацією не лише впливає на покращення значення зворотних втрат S11, але й стабільність фазового балансу для забезпечення задовільного значення осьового відношення.

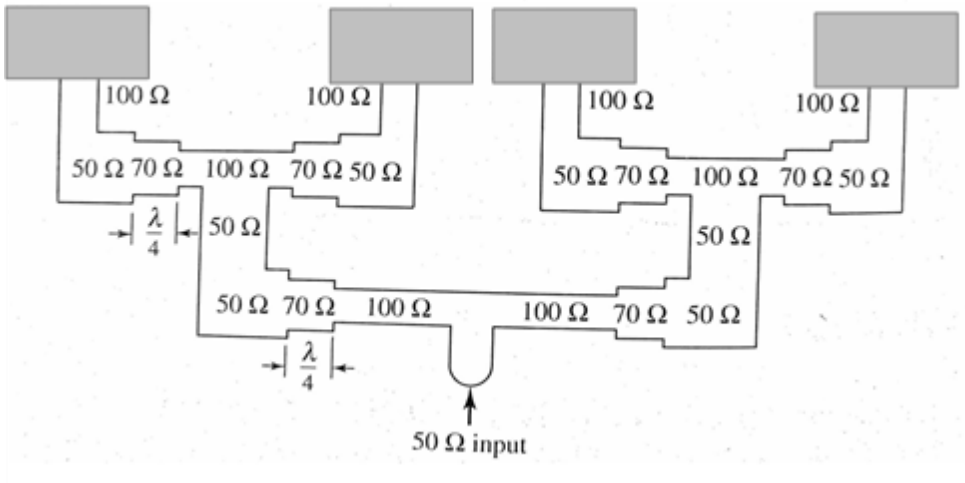


Рис. 4.21. Узгодження патч-елементів з лініями живлення в АР з використанням ступеневих чвертьхвильових трансформаторів [58].

Є багато запропонованих рішень [79-81], які часткового вирішують ці задачі. Але здебільшого вони є складними та відносно дорогими в реалізації для масового виробництва.

Було проведено розрахунок, моделювання та експериментальне дослідження антенної решітки 4x4 з RHCP [82], елементами якої є патч-елементи з пасивним директором, для робочого діапазону частот 4,9-6,1 ГГц (рис. 4.22). Елементи АР та лінії живлення виготовлено з нержавіючої сталі товщиною 0,9 мм.

Особливу увагу приділено проблемі узгодження мікросмужкових ліній живлення з випромінюючими елементами в широкому діапазоні частот з різними імпедансами та усунення шунтуючих ефектів у місцях відгалуження.

Взаємне розміщення патч-елементів в АР показане на рис. 4.23.

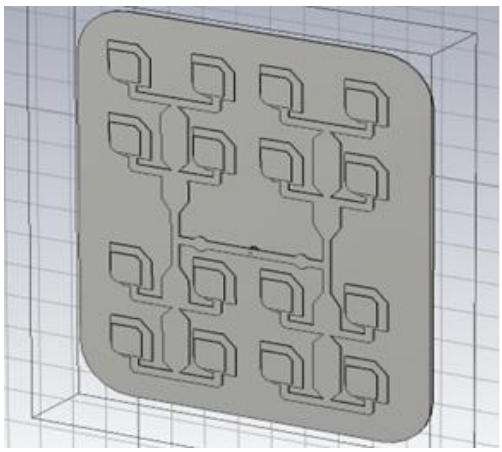


Рис. 4.22. Модель антенної решітки 4х4 з патч-елементами.

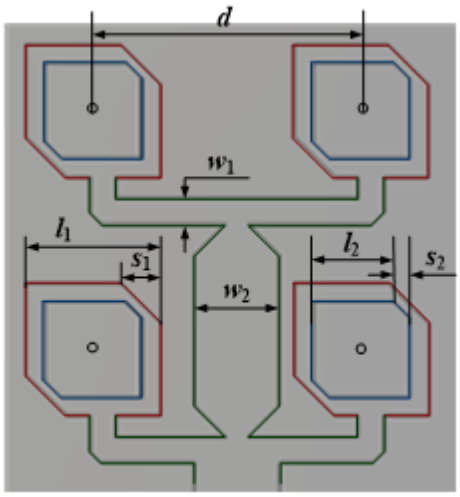


Рис. 4.23. Взаємне розміщення патч-елементів АР та смужок живлення.

Основні розміри патч-елементів АР:

–довжина грані активної прямокутної пластини l_1 = 25 mm;

–розмір вкорочення грані активної прямокутної пластини для забезпечення RHCP s_1 = 7,5 mm;

–відстань між екраном і активним патч-елементом h_1 = 3 mm;

–довжина грані пасивного прямокутного директора l_2 = 18 mm;

–розмір вкорочення грані пасивного прямокутного директора s_2 = 3,5 mm;

–відстань між активним патч-елементом та пасивним директором h_2 = 4 mm;

–відстань між центрами елементів АР d = 50 mm.

Кількість патч-елементів АР дорівнює 16 (рис. 4.24). Додавання пасивних директорних елементів показало наступні переваги:

–розширення робочої смуги частот;

–стабілізація значення осьового відношення у робочому діапазоні частот;

–збільшення коефіцієнта підсилення.

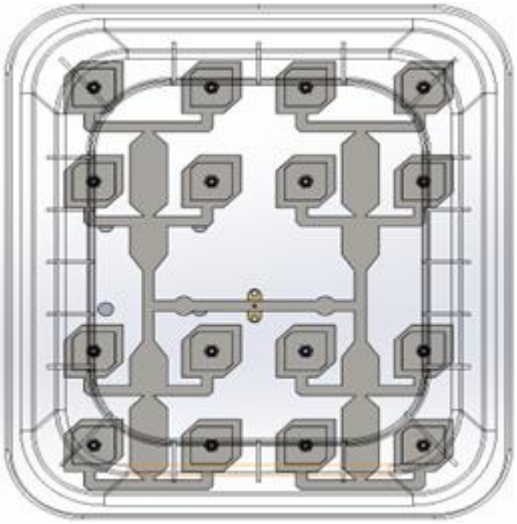


Рис. 4.24. Модель АР з патч-елементів із зазначенням розміщення захисного кожуха.

Мікросмужкова мережа живлення елементів АР антени має основні два основних номінали: 100 Ом лінія з шириною w_1 = 4 mm, яка з’єднує два сусідніх патчі; 50 Ом лінія з шириною w_2 = 16 mm, яка з’єднує групу із подвійних патч-елементів (рис. 4.23).

Через об’єднання 100 Ом та 50 Ом лінії створюється точка зі значною зміною ширини провідника, що викликає індуктивний шунт, який впливає на погіршення загального узгодження. Ця проблема була вирішена за допомогою режиму оптимізації при моделюванні конструкції АР в програмному середовищі CST Studio Suite 2024.

Основні результати моделювання характеристик мікросмужкової АР представлено на рис. 4.25-4.29.

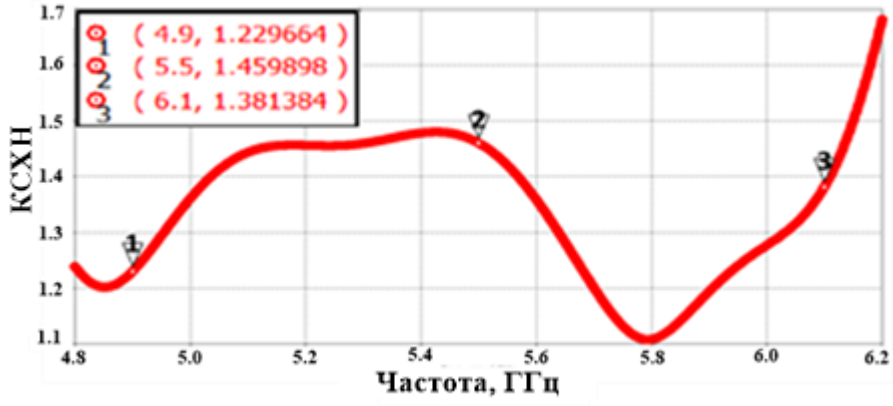


Рис. 4.25. Залежність КСХН запропонованої АР з патч-елементів від частоти

Моделювання показало, що робоча смуга частот антени сягає 1,2 ГГц при КСХН < 1,5. Значення дійсної частини змінюється у межах 50-80 Ом, уявна частина змінюється у межах від - j22 Ом до j17 Ом. Також на графіку КСХН (рис. 4.25) можна також побачити характерні «провали», які відповідають двом групам патчів (активні і пасивні). Це поєднання і забезпечило широку смугу узгодження.

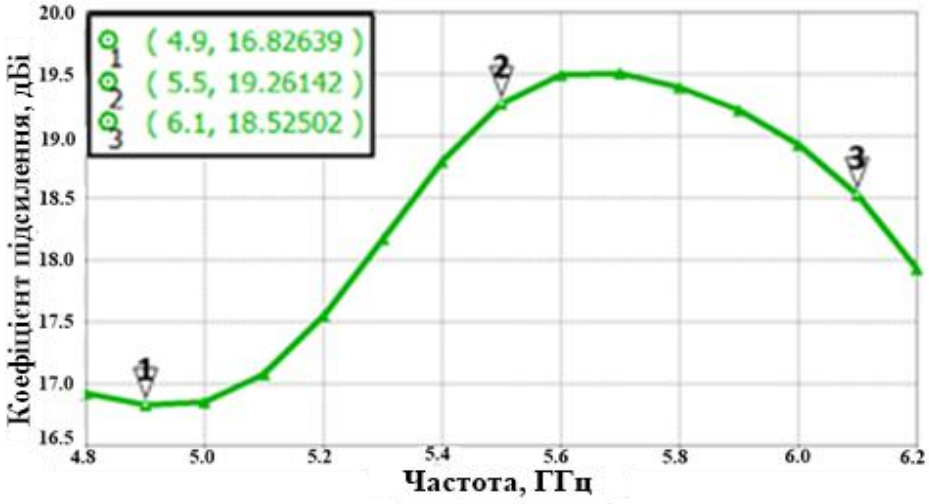


Рис. 4.26. Залежність коефіцієнту підсилення запропонованої АР з патч-елементів від частоти

Значення коефіцієнту підсилення АР досягає на нижніх частотах діапазону значення 17 дБі, а на верхніх частотах підвищується до 19,5 дБі, що вдалося досягти за допомогою 16 патч-елементів в АР та додаванням до активних патчів пасивних директорних елементів.

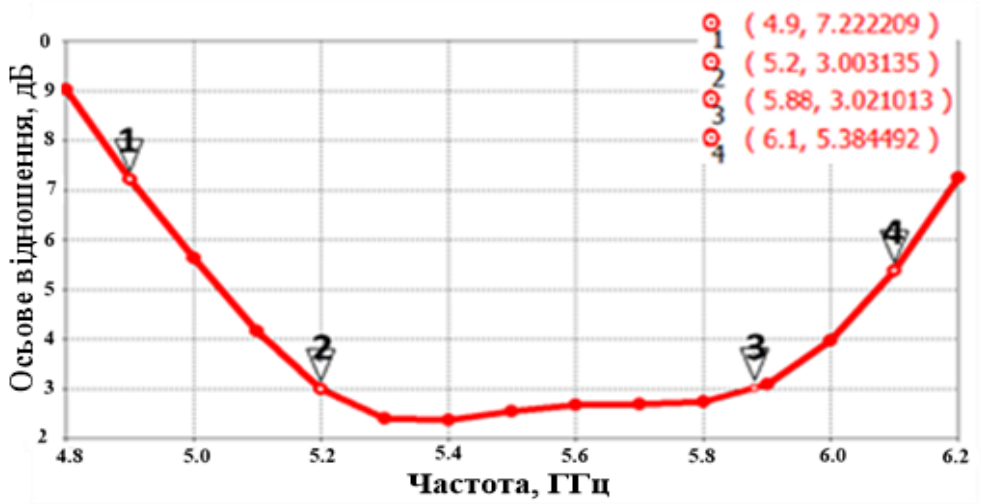


Рис. 4.27. Залежність осьового відношення запропонованої АР з патч-елементів від частоти

Значення осьового відношення стабільно не перевищує 3 дБ в діапазоні частот 5,2-5,9 ГГц, але за межами необхідної робочої смуги частот збільшується до 7 дБ. Допустиме значення коефіцієнта еліптичності для такого типу антен не більше 5 дБі. Тобто представлена модель АР збільшує смугу робочих частот по рівню осьового відношення, але не повністю покриває весь необхідний робочий діапазон.

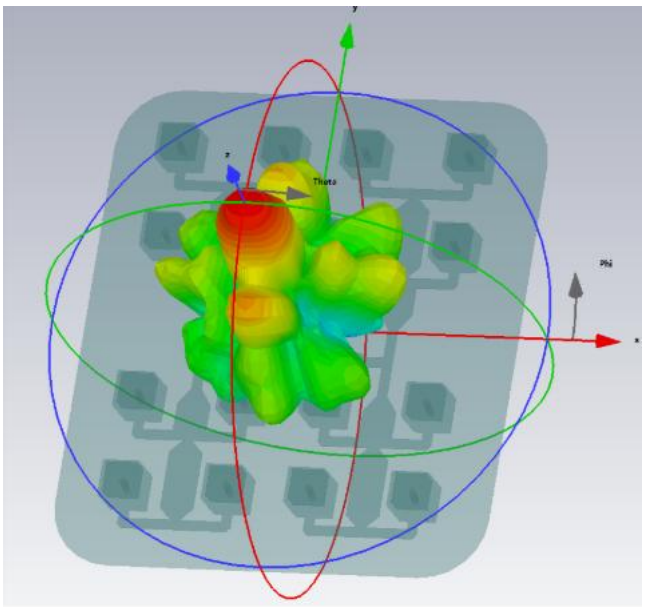
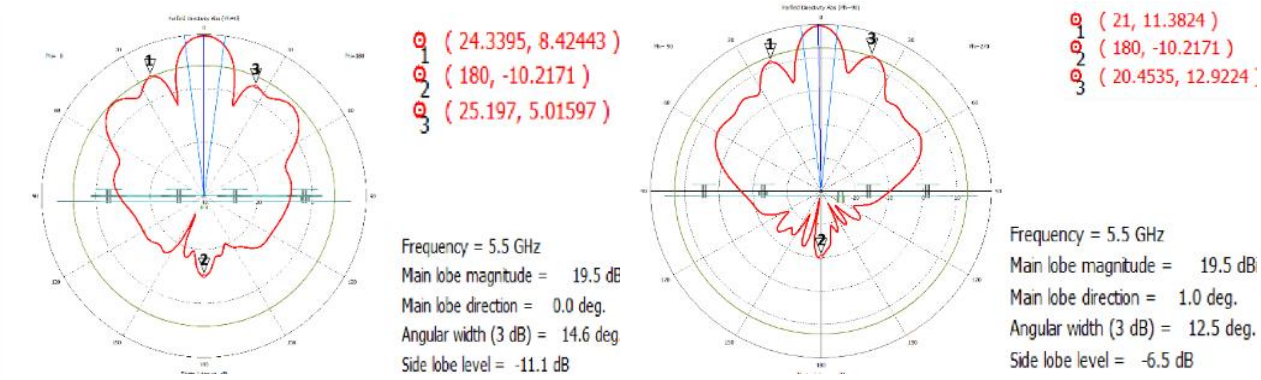


Рис. 4.28. 3D діаграма спрямованості АР 4х4 на частоті 5,5 ГГц.



а *б*

Рис. 4.29. Діаграма спрямованості АР 4х4 на частоті 5,5 ГГц: *а* – при φ = 0 град; *б* – при φ = 90 град.

Результати моделювання АР 4 х 4, елементами якої є патч-антени з пасивними директорами, показали можливість формування ДС (рис. 4.28) з достатньою вузькою HPBW. Рівень HPBW в площині φ = 0 град склав 14,6 град., в площині φ = 90 град – 12,5 град. (рис. 4.29). Рівень бічних пелюсток може на деяких частотах перевищувати значення -10 дБ (-6,5 дБ), але для використання для даних додатків, це не є критичним.

Після моделювання патч АР 4х4 для насступного етапу дослідження було виготовлено дослідний зразок (рис. 4.30), експериментально виміряні характеристики узгодження якого представлені на рис. 4.31.

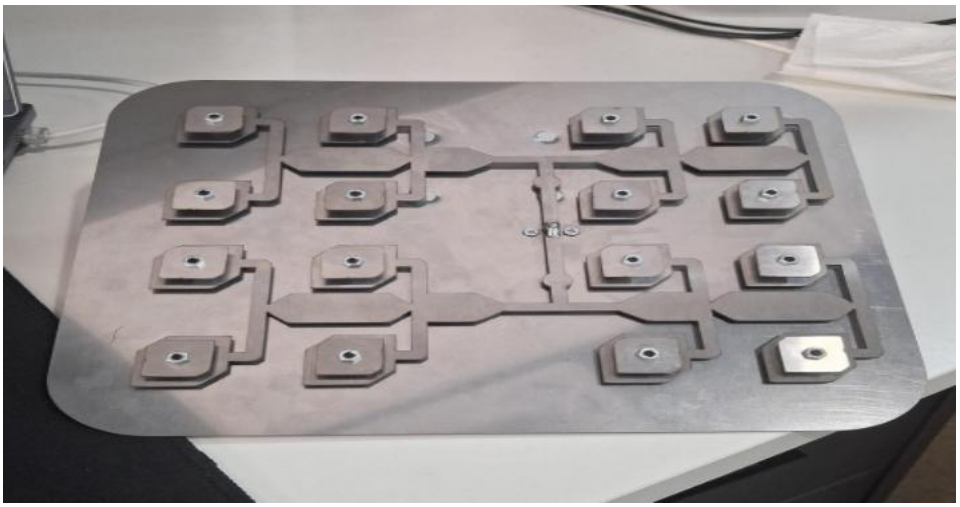


Рис. 4.30. Дослідний зразок патч АР 4х4.

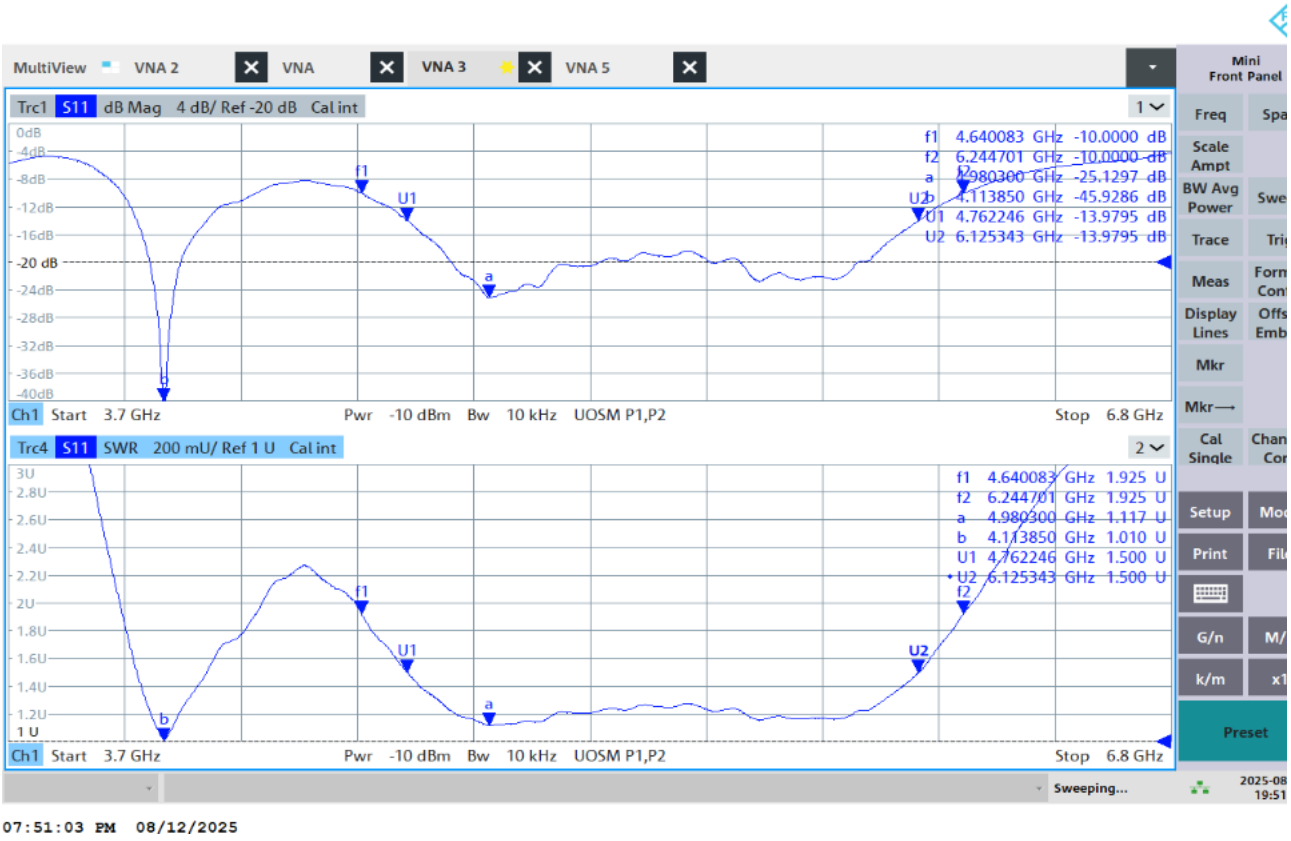


Рис. 4.31. Експериментальні залежність коефіцієнту відбиття s11 та КСХН АР 4х4 від частоти.

Експериментальне дослідження зразка АР (рис. 4.31) підтвердило результати моделювання і показало, що робоча смуга частот антени 1,3 ГГц (4,8-6,1 ГГц) при КСХН < 1,5 (s11< –14 дБ).

4.5. Висновок до четвертого розділу

У даному розділі було розглянуто та спроєктовано три конструкції антен, які можуть бути використані у наземному сегменті системи зв’язку з БПЛА у комбінації із розробленим синтезатором частоти.

Було проаналізовано основні вимоги до наземних антен зв’язку, які напряму пов’язані з умовами експлуатації комплексу БПЛА, та виокремлені ті з них, за якими будуть оцінюватись розроблені в даному розділі антенні пристрої: ширина

діаграми спрямованості, коефіцієнт підсилення, осьове відношення та узгодження (КСХН).

Розроблена рупорна антена з RHCP для X-діапазону (8 – 10 ГГц) показала високу спрямованість (коефіцієнт підсилення 18 дБі з рівнем HPBW 20 град.) при рівні бучних пелюсток не вище – 18 дБ та стабільну колову поляризацію (осьове відношення залишається стабільно нижчим за 3 дБ у всьому робочому діапазоні частот).

Вибір спірального опромінювача у конструкції параболічної антени показав доцільність цього рішення завдяки своїй здатності генерувати кругову поляризацію та відносно широкій робочій смузі частот. Дослідження параболічної антени з RHCP показало можливість формування ДС симетричної відносно оптичної осі із коефіцієнтом підсилення близьким до 23 дБі при рівні HPBW 12,3 градуси для нижньої частоти діапазону та 9,6 градуси для верхньої частоти діапазону. При цьому рівень бічних пелюсток не перевищує –15 дБ. Осьове відношення залишається стабільно нижчим за 2 дБ у всьому робочому діапазоні частот.

Результати моделювання АР 4 х 4, елементами якої є патч-антени показали достатньо вузьку діаграму спрямованості (рівень HPBW в площині φ = 0 град. склав 14,6 град., в площині φ = 90 град – 12,5 град.) із середнім значенням коефіцієнту підсилення 18 дБі при рівні бічних пелюсток менше за –10 дБ.

Всі розроблені та дослідженні типи антен є достатньо надійними з точки зору міцності конструкції, що є важливим у використанні на мобільних додатках наземного сегменту системи зв’язку з БПЛА.

ЗАГАЛЬНІ ВИСНОВКИ

1. Проведено аналіз відомих методів побудови синтезаторів частоти, таких як ФАПЧ, DDS та DRO. В процесі дослідження було виявлено ряд суттєвих недоліків даних методів, які унеможливлюють їх використання у системах зв’язку з БПЛА. У методі ФАПЧ присутній у порівнянні з іншими методами високий рівень фазового шуму. Метод DDS зі збільшення робочої частоти стає структурно складнішим у реалізації та різко зростає його собівартість, але при цьому забезпечується висока стабільність частоти вихідного сигналу. Генератор DRO має найкращі показники рівня фазового шуму та стабільності частоти, але має суттєвий недолік – критично вузький частотний діапазон. Для усунення перерахованих недоліків було запропоновано новий метод побудови, який об’єднає розглянуті методи.

2. В основі запропонованого методу побудови синтезатора частоти лежить поєднання трьох методів. За основу було обрано метод ФАПЧ з розбиттям на два контури (перший та третій контури у загальній схемі синтезатора). Перший контур виконує роль задаючого контуру, який створює опорний сигнал при використанні порівняння сигналів кварцового генератора та генератора DRO, що, у свою чергу, дає змогу зменшити рівень фазового шуму через зменшення коефіцієнту поділу частоти. Для створення другого конутру синтезатора використано метод DDS, який дає змогу синтезатору частоти перестроювати вихідний сигнал у дрібній сітці частот та забезпечує малий крок перестроювання. Для переходу до більш високих частот використовується третій контур синтезатора частоти за методом ФАПЧ, який комбінує опорний сигнал першого контуру ФАПЧ, що є високочастотним та має низький рівень фазового шуму.

3. Для додаткової фільтрації шумів у вихідному сигналі синтезатора частот були розроблені схеми фільтра нижніх частот та смугового фільтра. Дані

схеми дозволяють істотно зменшити рівнів паразитних складової та небажаних гармонік, що, у свою чергу, зменшує загальний рівень фазового шуму у результуючому сигналі синтезатора частоти. Також смуговий фільтр забезпечує зменшення впливу шумів квантування в генераторі DDS.

4. Експериментальне дослідження розробленого синтезатора НВЧ частот було проведене для діапазону частот 8–9 ГГц за детально описаною методикою з використанням спектральних аналізаторів Agilent E4440A та Signal Hound SA124B у поєднанні з трекинг-генератором Signal Hound USB-TG124A.

5. В результаті експериментальних вимірювань було отримано чітко встановлений сигнал на частоті 9 ГГц із зміщенням 2,9 кГц при відсутності паразитних складових, бічних сигналів та гармонік вищих порядків. Було проведено вимірювання рівня фазового шуму експериментального зразку синтезатора частоти та порівняння з аналогом. В результаті було отримано рівень фазового шуму -101,7 дБс/Гц при відстроюванні від несучого сигналу на 100 кГц. У аналога на тій самій частоті відстроювання 100 кГц рівний рівень фазового шуму становить -84.75 дБс/Гц. Тобто було досягнуто покращення рівня фазового шуму на 20,1 %, що підтверджує ефективність даного методу.

6. Було спроєктовано три конструкції антенних пристроїв з коловою поляризацією, які можуть бути використані у наземному сегменті системи зв’язку з БПЛА у комбінації із розробленим синтезатором частоти. Розроблена рупорна антена з RHCP для X-діапазону (8 – 10 ГГц) показала високу спрямованість (коефіцієнт підсилення 18 дБі з рівнем HPBW 20 град.) при рівні бучних пелюсток не вище – 18 дБ та стабільну колову поляризацію (осьове відношення залишається стабільно нижчим за 3 дБ у всьому робочому діапазоні частот). Вибір спірального опромінювача у конструкції параболічної антени показав доцільність цього рішення завдяки своїй здатності генерувати кругову поляризацію та відносно широкій робочій смузі частот. Дослідження параболічної антени з RHCP показало можливість формування ДС симетричної відносно оптичної осі із коефіцієнтом підсилення близьким до 23 дБі при рівні

HPBW 12,3 градуси для нижньої частоти діапазону та 9,6 градуси для верхньої частоти діапазону. При цьому рівень бічних пелюсток не перевищує –15 дБ. Осьове відношення залишається стабільно нижчим за 2 дБ у всьому робочому діапазоні частот. Результати моделювання АР 4 х 4, елементами якої є патч-антени показали достатньою вузьку діаграму спрямованості (рівень HPBW в площині φ = 0 град. склав 14,6 град., в площині φ = 90 град – 12,5 град.) із середнім значенням коефіцієнту підсилення 18 дБі при рівні бічних пелюсток менше за –10 дБ.

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Rubiola E. *Phase Noise and Frequency Stability in Oscillators*. Cambridge : Cambridge University Press, 2008. 326 p. DOI: 10.1017/CBO9780511812798.

2. Rohde U. L., Newkirk D. P. *RF/Microwave Circuit Design for Wireless Applications*. New York : Wiley-Interscience, 2004. 977 p. ISBN 978-0-471-29818-2.

3. Banerjee D. *PLL Performance, Simulation and Design*. Indianapolis : Dog Ear Publishing, 2006. 344 p. ISBN 978-1-59858-134-8.

4. Leeson D. B. A Simple Model of Feedback Oscillator Noise Spectrum // *Proceedings of the IEEE*. 2006. Vol. 54, No. 2. P. 329–330. DOI: 10.1109/PROC.1966.4682.

5. Zhang X., Du Q., Liu C., Ma Y., Li Y., Li J. A Low Phase Noise Frequency Synthesizer with a Fourth-Order RLC Loop Filter // Electronics. – 2023. – Vol. 12, No. 1. – P. 224. – DOI: 10.3390/electronics12010224.

6. Lascari L. Phase Noise Prediction in PLL Synthesizers // Applied Microwave & Wireless. – 2000. – Vol. 12, No. 4. – P. 30–38.

7. Leitner S., Wang H., Tragoudas S. Design Techniques for Direct Digital Synthesis Circuits with Improved Accuracy over Wide Frequency Ranges // *Journal of Circuits, Systems and Computers*. 2017. Vol. 26, No. 2. DOI: 10.1142/S0218126617500359.

8. Liang Z., Wen-Yan Y., Jiang W., Lin-Sheng W. Dielectric Resonators With High Q-Factor for Tunable Low Phase Noise Oscillators // *IEEE Transactions on Components, Packaging and Manufacturing Technology*. 2013. Vol. 3, No. 6. DOI: 10.1109/TCPMT.2013.2258465.

9. Ahmed T. S., Sayed A. N., Ahmed Y., Shaker G., Elbahnasawy M. Assessing Noise Effects on UAV Classification Accuracy with Deep Learning and FPGA Real-Time Processing: A Study Utilizing Radar Digital Twins // *IEEE Sensors Journal*. 2025. Vol. 25, No. 12. P. 22850–22862. DOI: 10.1109/jsen.2025.3566651.

10. Kroupa V. F. *Phase Lock Loops and Frequency Synthesis*. Chichester : John Wiley & Sons, 2003. 334 p. DOI: 10.1002/0470014105.

11. Guo M., Wang L., Wang S., Lu J., Cui M. A Low Mismatch Current Charge Pump Applied to Phase-Locked Loops // *Micromachines*. 2024. Vol. 15. Article 913. DOI: 10.3390/mi15070913.

12. Chenakin A., Ojha S., Shtin N. Phase Noise Suppression in PLL Synthesizers // *Anritsu Technical Bulletin*. 2023. No. 98, March. USA.

13. El-Awamry A., Zheng F., Kaiser T., Khaliel M. Impact of Phase Noise on Range Estimation Accuracy in Harmonic FMCW Radar Systems // *IEEE Access*. 2025. DOI: 10.1109/ACCESS.2025.3548903.

14. Peng P., Hu W., Jiang H. Design of a Low Phase Noise Frequency Source Based on PLL Technology in C-Band // *Proceedings of the 2025 Cross Strait Radio Science and Wireless Technology Conference (CSRSWTC)*. November 2025. DOI: 10.1109/CSRSWTC67757.2025.11384464.

15. Analog Devices. ADF5355: Microwave Wideband Synthesizer with Integrated VCO [Electronic resource]. 2014. URL: https://www.analog.com/en/products/adf5355.html.

16. Rhee W., Xu N., Zhou B., Wang Z. Fractional-N Frequency Synthesis: Overview and Practical Aspects // *IEEE Journal of Solid-State Circuits*. 2003. Vol. 38, No. 2. P. 170–183. DOI: 10.1109/JSSC.2003.811872.

17. Perrott M. H., Trott M. D., Sodini C. G. A Modeling Approach for Sigma-Delta Fractional-N Frequency Synthesizers Allowing Straightforward Noise Analysis // *IEEE Journal of Solid-State Circuits*. 2002. Vol. 37, No. 8. P. 1028–1038. DOI: 10.1109/JSSC.2002.804364.

18. Doerry A. W. Radar Receiver Oscillator Phase Noise. Albuquerque : Sandia National Laboratories, 2018. 32 p. (Report No. SAND2018-3614).

19. Analog Devices, Inc. Direct Digital Synthesis [Electronic resource]. 2024. URL: https://www.analog.com/en/parametricsearch/11018.

20. Analog Devices. AD9164: 16-Bit, 12 GSPS RF DAC and Direct Digital Synthesizer. Data Sheet. Rev. D [Electronic resource]. Norwood, MA : Analog Devices, 2016. URL: https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/ad9164.pdf.

21. Palomäki K. I., Nurmi J. Taylor Series Interpolation-Based Direct Digital Frequency Synthesizer with High Memory Compression Ratio // *Sensors*. 2025. Vol. 25, No. 8. Article 2403. DOI: 10.3390/s25082403.

22. Zhou K., Xu Q., Zhang T. Optimized Design of Direct Digital Frequency Synthesizer Based on Cubic Hermite Interpolation // *Sensors*. 2024. Vol. 24, No. 19. Article 6285. DOI: 10.3390/s24196285.

23. Kaesbach R., van Delden M., Musch T. A Tunable Dielectric Resonator Oscillator with Phase-Locked Loop Stabilization for THz Time Domain Spectroscopy Systems // *IEICE Transactions on Electronics*. 2023. Vol. E106-C, No. 11. P. 718–721. DOI: 10.1587/transele.2023MMS0004.

24. Svoboda M., et al. Realisation of High-Frequency DRO Oscillators with MOSFET // *Advances in Electrical and Electronic Engineering*. 2024. Vol. 22, No. 2. P. 125–134. DOI: 10.2478/aei-2024-0005.

25. Son B.-I., Jeong H.-C., Yeom K.-W. Design of a Low Phase Noise Voltage Tuned DRO Based on Improved Dielectric Resonator Coupling Structure // *Proceedings of the 2012 Asia-Pacific Microwave Conference (APMC)*. Kaohsiung, Taiwan, 2012. P. 1154–1156. DOI: 10.1109/APMC.2012.6421762.

26. Wang X., et al. Study of Microwave Dielectric Resonator Oscillator Frequency Degradation Model for Intelligent Maintenance Systems // *Proceedings of the 2009 Second International Conference on Intelligent Networks and Intelligent Systems (ICINIS)*. Tianjin, China, 2009. P. 605–608. DOI: 10.1109/ICINIS.2009.155.

27. Narda-MITEQ (L3Harris). PLDRO Fundamental Series. 7 GHz Phase Locked Dielectric Resonator Oscillator (PLDRO-10-7000-5P). Data Sheet [Electronic resource]. Hauppauge, NY : L3Harris, 2021. URL: https://www.nardamiteq.com.

28. Кандирін М. П., Дзігора О. М. Внески фазових шумів ланками комбінованого синтезатора з цифровим синтезатором сигналів у колі зворотного зв’язку системи фазового автопідстроювання частоти // *Системи озброєння і військова техніка*. 2017. № 1(49). С. 102–106.

29. Kroupa V. F. *Phase-Locked Loops and Frequency Synthesis*. New York : John Wiley & Sons, 2003. 320 p. DOI: 10.1002/0470014105.

30. Грицев Я. Синтезатор частоти з низьким рівнем фазового шуму. ABIA-2023: матеріали XVI міжнародної науково-технічної конференції (м. Київ, 18–20 квітня 2023 р.). Київ : НАУ, 2023. С. 7.40–7.44.

31. Boudot R., Rubiola E. Phase Noise in RF and Microwave Amplifiers // *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*. 2012. Vol. 59, No. 12. P. 2613–2624. DOI: 10.1109/TUFFC.2012.2502.

32. Kroupa V. F. *Direct Digital Frequency Synthesizers*. New York : John Wiley & Sons, 1998. 396 p.

33. Горлачов О. Д. Вимірювач мікрохвильових перешкод синтезатора : магістерська дисертація : 172 Електронні комунікації та радіотехніка / Горлачов Олександр Дмитрович ; наук. кер. М. М. Кобак. – Київ : КПІ ім. Ігоря Сікорського, 2018. – 107 с. – Режим доступу: https://ela.kpi.ua/items/88b411fc-d234-42bf-b36c-038bdd743861.

34. Demir A., Mehrotra A., Roychowdhury J. Phase Noise in Oscillators: A Unifying Theory and Numerical Methods for Characterization // *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications*. 2000. Vol. 47, No. 5. P. 655–674. DOI: 10.1109/81.847872.

35. Agilent Technologies. *Pulsed RF Phase Noise Measurement*. Application Note 1303-1. Santa Clara, CA : Agilent Technologies, 2017. 44 p. URL: https://www.agilent.com/en/support.

36. Rubiola E. *Phase Noise and Frequency Stability in Oscillators: Lecture Notes (Contents)* [Electronic resource]. FEMTO-ST Institute, 2008. URL: https://rubiola.org/pdf-lectures/Contents--Oscillators.pdf .

37. Li Y., Zhang W., Wang X. Phase Noise Effect on SAR Imaging Quality and Mitigation Techniques // *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*. 2022. Vol. 60. P. 1–12. DOI: 10.1109/TGRS.2022.3150797.

38. Kizilbey O., Palamutcuogullari O., Yarman B. S. B. Design of Low Phase Noise 77 GHz Dielectric Resonator Oscillator // *Proceedings of the 2013 IEEE International Conference on Electrical and Electronics Engineering (ELECO)*. Bursa, Turkey, 2013. DOI: 10.1109/ELECO.2013.6713914.

39. Analog Devices, Inc. *HMC440QS16G / HMC440QS16GE: Integer-N Phase-Frequency Detector, 10–1300 MHz*. Data Sheet. Rev. V06.0112. Norwood, MA : Analog Devices, Inc., 2012. 12 p. URL: https://www.analog.com.

40. Yılmaz E., Üçüncü M. Coaxial Low-Pass Filter Design and Manufacture // *IEEE Access*. 2023. DOI: 10.1109/ACCESS.2023.3244987.

41. Analog Devices, Inc. *AD797: Ultralow Distortion, Ultralow Noise Op Amp*. Data Sheet. Rev. K. Norwood, MA : Analog Devices, Inc., 2008. URL: https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/AD797.pdf.

42. Analog Devices, Inc. *HMC434: 0.2 GHz to 8 GHz GaAs HBT MMIC Divide-by-8 Prescaler*. Data Sheet. Norwood, MA : Analog Devices, Inc., 2017. URL: https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/hmc434.pdf.

43. Analog Devices, Inc. *AD9912: 1 GSPS Direct Digital Synthesizer with 14-Bit DAC*. Data Sheet. Rev. G. Norwood, MA : Analog Devices, Inc., 2023. URL: https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/AD9912.pdf .

44. Analog Devices, Inc. *HMC220BMS8: 5 GHz to 12 GHz GaAs MMIC Fundamental Mixer*. Data Sheet. Norwood, MA : Analog Devices, Inc., 2016. URL: https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/hmc220.pdf.

45. Analog Devices, Inc. *HMC1161: 8.71 GHz to 9.55 GHz MMIC VCO with Half Frequency Output*. Data Sheet. Norwood, MA : Analog Devices, Inc., 2018. URL: https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/datasheets/hmc1161.pdf.

46. Sibruk L., Gritsev Ya. Frequency Synthesizer of X Band. Ostroumov, I., Marais, K., Zaliskyi, M. (eds) Advances in Civil Aviation Systems Development. ACASD 2025. Lecture Notes in Networks and Systems, 2025, Vol. 1418, P. 251-261. DOI: 10.1007/978-3-031-91992-3_16.

47. Cinch Connectivity Solutions Johnson. *142-1000-002: Hermetic Seal for SMA Connectors*. Data Sheet. Glen Rock, NJ : Cinch Connectivity Solutions, 2021. URL: https://www.cinch.com/media/medialibrary/142-1000-002.pdf.

48. Kumar P., Singh R. Design of Microstrip High-Pass Filter for RF Applications // *International Journal of Microwave and Wireless Technologies*. 2020. Vol. 12, No. 5. P. 456–462. DOI: 10.1017/S1759078720000123..

49. Hrytsev Ya. V. About the Phase Noise of Frequency Synthesizers Electronics and Control Systems, 2025, Vol. 3, No. 85, P. 80–84, DOI: 10.18372/1990-5548.85.20435.

50. Zhang J., Sun S., Zhu L. Compact microstrip bandpass filter with high selectivity // IEEE Microwave and Wireless Components Letters. 2019. Vol. 29, No. 3. P. 176–178. DOI: 10.1109/LMWC.2019.2891234.

51. Chen X., Peng C., Huan H., Nian F., Yang B. Measuring the power law phase noise of an RF oscillator with a novel indirect quantitative scheme // Electronics. 2019. Vol. 8, No. 7. DOI: 10.3390/electronics8070767.

52. Calosso C. E., Cárdenas Olaya A. C., Rubiola E. Phase-Noise and Amplitude-Noise Measurement of DACs and DDSs // *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*. 2019. DOI: 10.1109/TUFFC.2019.2925614.

53. Sarkar A., Adak A., Bhattacharya S., Mukherjee S. Design and implementation of a frequency synthesizer using PLL // International Journal of Current Engineering and Technology. 2022. Vol. 12, No. 3. DOI: 10.14741/ijcet/v.12.3.5.

54. Czuba K., Antoszkiewicz K., Wiatr W. A Wide-Band Double-PLL Microwave Frequency Synthesizer // *Proceedings of the 15th International Conference on Microwave, Radar and Wireless Communications (MIKON)*. Warsaw, Poland, 2004. DOI: 10.1109/MIKON.2004.1356934.

55. Tavares M. de Q. PLL Frequency Synthesizers: Phase Noise Issues and Wide Band Loops // *Analog Circuit Design*. Cham : Springer, 2000. P. 357–382. DOI: 10.1007/978-1-4757-3198-9_17.

56. O. Shcherbyna, O. Zadorozhnyi, and F. Katushonok, “Antennas Combination for Ground and Airborne Segments of UAV Communication Systems,” Ostroumov, I., Marais, K., Zaliskyi, M. (eds) Advances in Civil Aviation Systems Development. ACASD 2025. Lecture Notes in Networks and Systems, Vol. 1418, 2025, pp. 231-250, doi:10.1007/978-3-031-91992-3_15.

57. Ільницький Л.Я., Савченко О.Я., Сібрук Л.В. Антени та пристрої надвисоких частот: Підручник для ВНЗ/ За ред. Л.Я. Ільницького. – К: Укртелеком, 2003. – 496с.

58. Balanis C. A. Antenna Theory: Analysis and Design. 4th Edition / C. A. Balanis. − New Jersey: John Wiley & Sons, 2016. − 534 p.

59. Ільницький Л.Я., Сібрук Л.В., Слоболдянюк П.В., Благодарний В.Г. «Антени телекомунікаційних та моніторингових систем», За ред Л.Я. Ільницького. – К., 2012. – 240 с.

60. Yi Huang. Antennas from Theory to Practice. 2th Edition. – New Jersey: John Wiley & Sons, 2021. − 505 p.

61. Shcherbyna O., Zadorozhnyi O. and Stetsyshin O. Passive Antenna Arrays in UAV Communication Systems. International Journal of Computer Network and Information Security (IJCNIS), 2024, Vol. 16, No. 4, pp. 31–51. DOI:10.5815/ijcnis.2024.04.03.

62. Sajjad H., Sethi W. T., Zeb K. and Mairaj A. Microstrip Patch Antenna Array at 3.8 GHz for WiMax and UAV Applications. In: International Workshop on Antenna Technology: Small Antennas, Novel EM Structures and Materials, and Applications (iWAT), Sydney, Australia, 2014, pp. 107–110. DOI:10.1109/IWAT.2014.6958609.

63. Chuang T. Y., Liao W. J., Ma T. G., Lee Y., and Ho M. C. Compact Directive Array Antenna Design for UAV Application. In: International Symposium on Antennas and Propagation (ISAP), Phuket, Thailand, 2017, pp. 1–2. DOI:10.1109/ISANP.2017.8228780.

64. Ruiz P. M., Begaud X., Magne F., Leder E. and Khy A. Microstrip Antenna Array Design for Unmanned Aerial Vehicles Detection Radar. Advanced Electromagnetics, 2023, Vol. 12, No. 3, pp. 1–9. DOI:10.7716/aem.v12i3.2066.

65. Cheong P., Wu K., Choi W.-W. and Tam K.-W. Yagi–Uda Antenna for Multiband Radar Applications. IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, Vol. 13, 2014, pp. 1065-1068. DOI:10.1109/LAWP.2014.2328991.

66. Tanti R. K., Warathe S. and Anveshkumar N. Planar Yagi-Uda Antenna with Mirrored Ground Plane for WLAN. In: 11th International Conference on

Computing, Communication and Networking Technologies (ICCCNT), Kharagpur, India, 2020, pp. 1-5. DOI:10.1109/ICCCNT49239.2020.9225278.

67. Shcherbyna O. and Zadorozhniy R. The Log-periodic Dipole Array Antenna for Monitoring. In: 14th International Conference on Advanced Trends in Radioelecrtronics, Telecommunications and Computer Engineering (TCSET), Lviv-Slavske, Ukraine, 2018, pp. 583-586. DOI:10.1109/TCSET.2018.8336270.

68. Pojang K. and Rakluea P. The Design of Log Periodic Dipole Array Antenna for WLAN/LTE/UWB Applications. In: 18th International Symposium on Communications and Information Technologies (ISCIT), Bangkok, Thailand, 2018, pp. 66-69. DOI:10.1109/ISCIT.2018.8587918.

69. Yang Y.-H., Guo J.-L., Sun B.-H. and Huang Y.-H. Dual-Band Slot Helix Antenna for Global Positioning Satellite Applications. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2016, Vol. 64, No. 12, pp. 5146-5152. DOI:10.1109/TAP.2016.2623647.

70. Shcherbyna O. and Kozhokhina O. Construction Principles of Quadrifilar Helical Antenna. Telecommunications and Radio Engineering, 2020, Vol. 79, No. 16, pp. 1441-1453. DOI:10.1615/TelecomRadEng.v79.i16.30.

71. Антенні пристрої. Типи антен: лабораторний практикум / уклад.: О. А. Щербина, О. С. Задорожний, Л. В. Сібрук, Ю. В. Петрова. – Електронне видання. – К. : КАІ, 2026. – 40 с.

72. Ільницький Л.Я., Сібрук Л.В., Щербина О.А. Антенні пристрої: Навч. посібник. – К: НАУ, 2018. – 200 с.

73. The Lwin and Aung Wynn. Analysis of S-band Parabolic Antenna Performance for Microsatellite Communication Systems. American Journal of Electromagnetics and Applications, 2025, Vol. 13, No. 1, pp. 8-14. DOI:10.11648/j.ajea.20251301.12.

74. Khin Ei. Design of Helical Feed Parabolic Reflector Antenna in Satellite Communication. Journal of Research and Innovation, 2019.

75. Baars J. The Paraboloidal Reflector Antenna in Radio Astronomy and Communication. Theory and Practice. NY: Springer New York, 2007, 348 p. DOI:10.1007/978-0-387-69734-5.

76. Hrytsev Ya., Shcherbyna O. Broadband parabolic antenna with spiral radiator for UAV communication system, *Наукоємні технології*. 2026. № 1 (69). С. 87–93. DOI: 10.18372/2310-5461.69.20939.

77. Milligan T. A. Modern antenna design, New Jersey: John Wiley & Sons, Inc., 2005, 614 p.

78. S. Mohanna, A. Farahbakhsh, and S. Tavakoli, “Mutual Coupling Reduction in Two-Dimensional Array of Microstrip Antennas Using Concave Rectangular Patches,” Journal of Telecommunications, 2010, doi: 10.48550/arXiv.1006.0839.

79. H. Alwareth, I. M. Ibrahim, Z. Zakaria, A. J. A. Al-Gburi, S. Ahmed, and Z. A. Nasser, “A Wideband High-Gain Microstrip Arra y Antenna Integrated with Frequency-Selective Surface for Sub-6 GHz 5G Applications,” Micromachines, Vol. 13, 2022, p. 1215, doi:10.3390/mi13081215.

80. Samar I. Farghaly, Kamel E. Abo Al-Ela, Abdelaziz Y. Zaki, and Hager S. Fouda, “New design of microstrip patch antenna at 28 GHZ and 4×4 MIMO configuration with improved characteristics for IOT applications,” EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking, Vol. 2025 (1), 2025, doi:10.1186/s13638-025-02486-5.

81. Benny S., Sahoo S., “Aperture Fed Microstrip Dual Polarization Wide Scan Phased Array Antenna With Mutual Coupling Reduction,” IEEE Access, 2024, pp. 1-1, doi:10.1109/ACCESS.2024.3355591.

82. Gritsev Y., and Shcherbyna O. The Principle of Matching Patch Elements in Broadband Antenna Array. 2026 IEEE 18th International Conference on Advanced Trends in Radioelectronics, Telecommunications and Computer Engineering (TCSET), Lviv, Ukraine, 2026, pp. 1-4, doi: 10.1109/TCSET65181.2026.11461114.

ДОДАТОК 1

ЗАТВЕРДЖУЮ
Проректор Державного університету
«Київський авіаційний інститут»
з навчальної роботи та якості освіти

_____ Лариса ШАУЛЬСЬКА
«04» 05 2026 р.

АКТ ВПРОВАДЖЕННЯ

результатів дисертаційної роботи здобувача наукового ступеня доктора філософії Грицева Ярослава Васильовича у навчальний процес Державного університету «Київський авіаційний інститут»

Ми, що нижче підписалися, *завідувач кафедри електроніки, робототехніки і технологій моніторингу та інтернету речей, д.т.н., професор М.Ю. Заліський, декан Факультету аеронавігації, електроніки та телекомунікацій Державного університету «Київський авіаційний інститут», д.т.н., професор Р.С. Одарченко* склали цей акт про те, що результати наукових досліджень *за темою дисертаційної роботи «Метод підвищення ефективності функціонування НВЧ синтезатора частот для систем зв'язку з БПЛА» на здобуття наукового ступеня доктора філософії Грицева Ярослава Васильовича* використовуються у навчальному процесі *на кафедрі електроніки, робототехніки і технологій моніторингу та інтернету речей Факультету аеронавігації, електроніки та телекомунікацій Державного університету «Київський авіаційний інститут».*

Найменування впровадженого результату	Форма впровадження і досягнутий фактичний ефект
Метод побудови НВЧ синтезатора частоти на основі об'єднання трьох методів побудови	*У навчальний процес, як теоретичну базу при викладанні дисципліни «Мікрохвильва електроніка» для студентів спеціальності G5 «Електроніка, електронні комунікації, приладобудування та радіотехніка»*
Розроблені антенні пристрої з коловою поляризацією: рупорна антена, параболічна антена зі спіральним опромінювачем, антенна решітка з патч-елементів	*У навчальний процес, як практичну базу при викладанні дисципліни «Антенні пристрої» для студентів спеціальності G5 «Електроніка, електронні комунікації, приладобудування та радіотехніка»*

Завідувач кафедри
електроніки, робототехніки і
технологій моніторингу
та інтернету речей, д.т.н., проф. _____ Максим ЗАЛІСЬКИЙ

Декан Факультету аеронавігації,
електроніки та телекомунікацій,
д.т.н., проф. _____ Роман ОДАРЧЕНКО

ДОДАТОК 2

СПИСОК
наукових праць за темою дисертаційної роботи «Метод підвищення ефективності функціонування НВЧ синтезатора частот для систем зв'язку з БПЛА» Грицева Ярослава Васильовича за 2022 -2026 роки

№ п\ п	Назва	Характер роботи	Вихідні дані	Обсяг, стор.	Співав-тори
1	2	3	4	5	6
І. Наукові праці					
1.	Синтезатор частоти з низьким рівнем фазового шуму	Тези доповіді	АВІА-2023: матеріали XVI міжнародної науково-технічної конференції (м. Київ, 18–20 квітня 2023 р.). К: НАУ, 2023. С. 7.40–7.44.	5	-
2.	Frequency synthesizer of X band	Стаття	Advances in Civil Aviation Systems Development. ACASD 2025. Lecture Notes in Networks and Systems. 2025. Vol. 1418. P. 251-261. DOI: 10.1007/978-3-031-91992-3_16. **Включено до наукометричної бази Scopus.**	11	Сібрук Л.
3.	About the phase noise of frequency synthesizers	Стаття	Electronics and Control Systems. 2025. № 3(85). P. 80–84. DOI: 10.18372/1990-5548.85.20435. **У фаховому виданні.**	5	-
4.	The principle of matching patch elements in broadband antenna array	Тези доповіді	2026 IEEE 18th International Conference on Advanced Trends in Radioelectronics, Telecommunications and Computer Engineering (TCSET), Lviv, Ukraine, 2026. P. 1-4. DOI: 10.1109/TCSET65181.2026.11461114.	4	Щербина О.
5.	Broadband parabolic antenna with spiral radiator for UAV communication system	Стаття	Наукоємні технології. 2026. № 1 (69). С. 87–93. DOI: 10.18372/2310-5461.69.20939. **У фаховому виданні.**	7	Щербина О.