

НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ УКРАЇНИ
«КИЇВСЬКИЙ ПОЛІТЕХНІЧНИЙ ІНСТИТУТ
ІМЕНІ ІГОРЯ СІКОРСЬКОГО»
МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ УКРАЇНИ
«КИЇВСЬКИЙ ПОЛІТЕХНІЧНИЙ ІНСТИТУТ
ІМЕНІ ІГОРЯ СІКОРСЬКОГО»
МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ

Кваліфікаційна наукова
праця на правах рукопису

Козачук Максим Андрійович

УДК 621.396.962.3(043.3)

ДИСЕРТАЦІЯ
ПЕРЕДАВАЛЬНИЙ МОДУЛЬ ПІКОСЕКУНДНИХ ІМПУЛЬСІВ

172 – Телекомунікації та радіотехніка

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
_____ М. А. Козачук

Науковий керівник:

доктор фізико-математичних наук, професор
Найденко Віктор Іванович

Київ - 2023

АНОТАЦІЯ

Козачук М. А. Передавальний модуль пікосекундних імпульсів. - Кваліфікаційна наукова праця на правах рукопису.

Дисертація на здобуття наукового ступеня доктора філософії за спеціальністю 172 «Телекомунікації та радіотехніка» (17 - Електроніка та телекомунікації). Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського», Київ, 2023.

Дисертаційна робота присвячена вирішенню актуальної науково-технічної задачі розробки передавального модуля пікосекундних імпульсів для радару виявлення зброї, прихованої на тілі людини. Основна увага зосереджена на ключових складових такого передавального модуля, а саме, на потужному генераторі імпульсів протилежної полярності тривалістю порядку сотень пікосекунд з частотою повторення до 15 МГц і амплітудою порядку 10 В, та ультраширокосмуговій антені, здатній випромінювати такі імпульси. Дослідження виконано в рамках гранту НАТО G4992 «Long-range Stand-off Microwave Radar for Personnel Protection» за програмою НАТО «Наука заради миру та безпеки» (Science for Peace and Security, SPS).

Запропоновано спосіб та схемотехнічні рішення генерації ультракоротких імпульсів Гауса протилежної полярності, які повторюються з заданою частотою.

Запропоновано нову ультраширокосмугову планарну щілинну антену яка відрізняється від відомих планарних щілинних антен (класичної, антиподальної та балансної антиподальної антен Вівальді) оригінальною топологією та двосторонньою металізацією. Вперше проведено чисельне й експериментальне дослідження такої антени. Показано, що завдяки наявності дзеркальних площин симетрії в Е- і Н-площинах, запропонована антена має найнижчий рівень кросполяризаційного випромінювання серед планарних щілинних антен.

Антенa може ефективно випромінювати сигнали в смузі частот 0,5 – 6,5 ГГц, при значенні КСХН менше 2. Завдяки сукупності позитивних

конструктивних та електродинамічних якостей запропонована модифікована щілинна антена може стати альтернативою антенам Вівальді у спеціальних застосуваннях.

Дисертація складається зі вступу та чотирьох розділів.

Перший розділ містить огляд літератури за тематикою дисертації. В ньому розглянуто існуючі види трансмітерів для формування ультракоротких імпульсів. Наведено основні властивості та характеристики діода з накопиченням заряду SRD (step recovery diode). Проаналізовано схеми трансмітерів та можливості їх покращення.

У **другому розділі** наведено результати електродинамічного моделювання, оптимізації характеристик та експериментального дослідження надширокосмугових (UWB) антен. Проведено пошук початкової топології UWB антени, адаптованої для задач даної роботи, та досліджено можливі шляхи покращення її характеристик. Основними змінами є перехід від традиційної схеми живлення антени Вівальді до живлення за допомогою щілинної лінії та додавання металізації по обидві сторони підкладки, чим досягнуто повну дзеркальну симетрію антени в Е- та Н-площинах та, як наслідок, мінімальний рівень кросполяризаційного випромінювання.

Для електродинамічного моделювання та оптимізації характеристик запропонованої антени вибрано програмний пакет CST Studio Suite Learning – професійний інструмент, який дозволяє досліджувати на електродинамічному рівні всі характеристики, зокрема характеристика узгодження та випромінювання антени. При моделюванні та виготовленні використано матеріал Rogers AD450, який має низькі втрати та стабільні характеристики. Особливу увагу приділено живленню антени. Зміною ширини щілинної лінії досягнуто значення вхідного опору антени 50 Ом. Також додано перехід з симетричної лінії на несиметричну, що дозволило живити антену коаксіальним кабелем.

Досліджено частотні залежності діаграми спрямованості (ДС) антени на основній поляризації та кросполяризації та її коефіцієнта стоячої хвилі за напругою (КСХН). Розглянуто різні конфігурації антени та їх вплив на досліджувані параметри. Зокрема, введено еліптичні вирізи та прорізи в металевих пелюстках антени для покращення узгодження на низьких частотах. Детально досліджено вплив розмірів вирізів та прорізів на КСХН.

У **третьому розділі** розглянуто особливості створення та вимірювання характеристик розробленого генератора пікосекундних імпульсів. Головна частина дослідження включає розробку, виготовлення та експериментальне дослідження генератора імпульсів типу моноцикл Гауса та генератора різнополяризованих імпульсів Гауса, рознесених у часі.

Одним із компонентів трансмітера є генератор тактової частоти. Він задає частоту повторення імпульсів. Побудований на мікросхемі MAX038, яка живиться від двополярного джерела напруги ± 5 В. Ця мікросхема може генерувати імпульси різної форми, включаючи гармонічну, меандр та трикутник. Частота може змінюватися від 1 МГц до 15 МГц. В даному дослідженні використано меандрові імпульси з частотою 3,5 МГц.

На першій схемі трансмітера вдалося досягти однакової амплітуди моноцикл імпульсів, яка від піку до піку дорівнює 4 В. Ширина негативного імпульсу сягає 120 пс, а позитивного 135 пс. Генератор може працювати з частотами від 1 МГц до 10 МГц. Рівень джитера незначний.

Другий розроблений трансмітер генерує пікосекундні послідовності імпульсів Гауса з протилежною полярністю, що повторюються з заданою частотою. Амплітуди імпульсів протилежної полярності однакові, і сягають ± 5 В. Ширини позитивного і негативного імпульсу теж майже однакові, і дорівнюють (на серединному рівні за амплітудою) 133 пс і 143 пс відповідно. Частота генерації може змінюватися в межах від 5 МГц до 15 МГц.

У розроблених трансмітерів такі параметри, як відстань між імпульсами, їх ширину та амплітуду можна регулювати під конкретні задачі за допомогою цифрових та аналогових пристроїв. Кожний із розроблених трансмітерів не потребує ніяких додаткових підключень, окрім напруги живлення. Обидва трансмітери побудовані на високочастотній тонкій діелектричній підкладці ROGERS AD 450. Перша плата має розміри 100 x 50 мм; на другій платі для компактності радіодеталі розміщувались на обох сторонах підкладки з розмірами 110 x 45 мм, а сама плата розміщена в екрануючий корпус з розмірами 65 x 125 x 30 мм. Загальна вага трансмітера становить 220 г.

Окрім наведених результатів вимірювань характеристик розроблених генераторів, також надано інформацію по основних компонентах, матеріалах, схемах, які використані для забезпечення оптимальної роботи генераторів.

Четвертий розділ розкриває тему застосування передавального модуля пікосекундних імпульсів у радарі для виявлення прихованої зброї на тілі людини.

Розглянуто загальні принципи побудови систем виявлення зброї, прихованої на тілі людини. Відзначено, що на сьогоднішній день існує декілька основних систем для виявлення зброї на тілі людини: сканер всього тіла, прохідний детектор, ручний металодетектор та радар виявлення прихованої зброї CWD (Concealed Weapon Detection). Розглянуто їх переваги та недоліки. Показано, що CWD радар потенційно дозволяє виявляти специфічні об'єкти, уникнувши виявлення звичайних предметів, які може мати людина. Це робить його менш схильним до помилкових спрацювань порівняно з іншими системами.

Представлено результати експериментальних досліджень трьох варіантів розроблених антен для CWD радара. Показано, що вони добре працюють у потрібному робочому діапазоні частот 0,5–5 ГГц і здатні ефективно випромінювати ультракороткі імпульси тривалістю 120–150 пс, які створюються розробленим трансмітером.

Ширина променя антени повинна бути широкою і водночас мати мінімальні бокові пелюстки. Через те, що в системі використовується передача та прийом відбитого сигналу на різних поляризаціях, то для більш точного виявлення зброї необхідно мати високий рівень розв'язки між ортогональними поляризаціями.

Мінімально в CWD радарх використовується 2 антени, по одній на передачу та прийом. В наведеній схемі одночасно йде робота з двома ортогональними лінійними поляризаціями, тому використовується 4 антени, дві для передачі сигналу, та дві для прийому. Радар виконує повне поляриметричне вимірювання, де реєструються чотири типи сигналів: V-V, V-H, H-H і H-V. Тут перша літера позначає поляризацію переданої хвилі, що освітлює ціль (V для вертикальної та H для горизонтальної), а друга літера позначає поляризацію прийнятої хвилі, розсіяної ціллю. Таким чином, передаються та приймаються всі можливі комбінації поляризацій.

CWD радар потенційно має певні переваги порівняно з іншими пристроями виявлення заборонених предметів, таких як зброя, вибухівка, заборонена електронна техніка, та може стати доповненням до вже існуючих систем. Передавальний модуль CWD радару здійснює швидкі сканування, що дозволяє швидко виявляти наявність зброї або інших небезпечних предметів та приймати рішення щодо відповідних дій. Хвиля, яку випромінює радар, проходить через тканину та шкіру, тому може виявляти заборонений предмет, який прихований під одягом, в речах, або навіть в тілі людини, що може бути важко зробити іншими методами.

У CWD радарх передбачається використання принципу машинного навчання, тобто за допомогою адаптивного алгоритму він постійно вивчає своє середовище та адаптує обробку сигналів для оптимального виявлення загроз в цьому середовищі.

Ключові слова: радар, виявлення об'єктів, радіоелектронні засоби, ширина променя, НВЧ інженерія, передавач, тонка діелектрична підкладка, мікросмужкова лінія, лінія передачі, антена, антенна система, адаптивний алгоритм, моделювання, КСХН, амплітудно-частотна характеристика.

ABSTRACT

Kozachuk. M. A. Transmitter of picosecond pulses. - Qualifying scientific work with manuscript copyrights.

Thesis for Doctor's of Philosophy degree in specialty 172 " Telecommunications and radio engineering " (17 - Electronics and telecommunications). National Technical University of Ukraine "Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute", Kyiv, 2023.

The dissertation is devoted to solve the urgent scientific and technical problem of design a transmitting module of picosecond pulses for a radar for detecting weapons hidden on human body. The main focus is on the key components such as transmitter module and ultra-wideband antenna. A powerful generator should form opposite-polarity pulses with duration about hundred picoseconds repetition rate up to 15 MHz, and an amplitude up to 10 V. An ultra-wideband antenna should can emit these pulses. The research was carried out under the NATO grant G4992 "Long-range Stand-off Microwave Radar for Personnel Protection" under the NATO "Science for Peace and Security" (SPS) program.

The method and design solutions for generating ultrashort Gauss pulses of opposite polarity, which are repeated at a given frequency, are proposed.

A new ultra-wideband planar slot antenna is proposed. It differs from the known planar slot antennas (classical, antipodal, and balanced antipodal Vivaldi antennas) by its original topology and double-sided metallization. The simulation and experimental study of such antenna is carried out. It is shown that due to the presence of mirror symmetry planes in the E- and H-planes, the proposed antenna has the lowest cross-polarization level among planar slot antennas.

This antenna can radiate signals in the frequency band of 0.5-6.5 GHz, with a VSWR of less than 2. Due to the combination of proposed structural and electrodynamic solutions, the proposed modified slot antenna can become an alternative to Vivaldi antennas in special applications.

The thesis consists of an introduction and four chapters.

The **first chapter** contains a literature review on the topic of this work. It discusses the existing types of transmitters for the formation of ultrashort pulses. The basic properties and characteristics of a step recovery diode (SRD) are presented. Transmitter circuits and possibilities for their improvement are analyzed.

In the **second chapter**, the results of electrodynamic (EM) simulation, optimization, and experimental study of ultra-wideband (UWB) antennas are presented. The search for the initial topology of the UWB antenna adapted to this work is carried out. Possible ways to improve its characteristics are investigated. The main changes are the transition from the traditional Vivaldi antenna feeding scheme to the slot line feeding and the addition of metallization on both sides of the substrate, which achieves complete mirror symmetry of the antenna in the E- and H-planes. As a result, the minimum level of cross-polarization radiation was obtained.

For the EM simulation and optimization of the proposed antenna, we chose the CST Studio Suite Learning Edition software package. This professional tool allows us to study all characteristics at the electrodynamic level, including the matching and radiation characteristics of antenna. The Rogers AD450 material with low losses and stable characteristics was used in the simulation and prototype manufacturing. Particular attention was paid to the antenna power supply. By changing the width of the slot line, the input impedance of the antenna was achieved equal to $50\ \Omega$. Also, a transition from a symmetrical line to an asymmetrical line was added, which made it possible to feed the antenna with a coaxial cable.

The radiation pattern at the fundamental polarization and cross-polarization and voltage standing wave ratio (VSWR) of the antenna are investigated. The different antenna configurations and their influence on the investigated parameters are considered. In particular, the elliptical notches and slots in the metal lobes of the antenna are introduced to improve the matching at low frequencies. The influence of the size of the notches and slots on the VSWR is studied in detail.

The **third chapter** discusses the design and measuring the characteristics of the developed picosecond pulse generator. The main part of the research includes the design, manufacture and experimental study of the monocycle Gaussian pulse generator and generator of bipolar Gaussian pulses, which are time-delayed.

One of the components of the transmitter is a clock generator. It sets the pulse repetition rate. It is built on the MAX038 chip, which is powered by a bipolar ± 5 V voltage source. This chip can generate pulses of various shapes, including harmonic, meander, and triangle. The frequency can vary from 1 MHz to 15 MHz. In this study, we used meander pulses with the frequency of 3.5 MHz.

The first transmitter circuit provides the same amplitude of the monocycle pulses, which is equal to 4 V from peak to peak. The width of the negative and positive pulses reaches 120 ps and 135 ps, respectively. The generator can operate with frequency from 1 MHz to 10 MHz. The jitter level is negligible.

The second developed transmitter generates picosecond sequences of Gaussian pulses with opposite polarity, repeated at a given frequency. The amplitudes of the pulses of opposite polarity are the same and reach ± 5 V. The widths of the positive and negative pulses are also almost the same, and are equal (at the midpoint of the amplitude) to 133 ps and 143 ps, respectively. The generation frequency can vary from 5 MHz to 15 MHz.

In the developed transmitters, the pulse spacing, pulse width, and amplitude can be adjusted for specific tasks using digital and analog devices. Each of the developed transmitters does not require any additional devices other than the supply voltage. Both transmitters are built on ROGERS AD 450 high-frequency thin dielectric substrate. The first board has dimensions of 100 x 50 mm. On the second board, the radio components were placed on both sides of the substrate with dimensions of 110 x 45 mm for compactness. The board is placed in a shielding case with dimensions of 65 x 125 x 30 mm. The total weight of the transmitter is 220 g.

In addition to the measurement results of the characteristics of the developed generators, the information on the main components, materials, and circuits used to ensure optimal operation of the generators is also provided.

The **fourth chapter** deals with the use of the transmitting module of picosecond pulses in radar to detect hidden weapons on the body of a person.

General design principles of systems for detecting weapons hidden on the human body are considered. It is noted that today there are several main systems for detecting weapons on the human body: a full body scanner, a walk-through detector, a handheld metal detector, and a CWD (Concealed Weapon Detection) radar. Their advantages and disadvantages are considered. It is shown that CWD radar potentially allows detecting specific objects, avoiding the detection of ordinary objects that a person may have. This allows us to get fewer false alarms compared to other systems.

The experimental results of three variants of the developed antennas for CWD radar are presented. It is shown that they work well in the required operating frequency range of 0.5-5 GHz and are able to effectively radiate ultrashort pulses with a duration of 120-150 ps, created by the developed transmitter.

The beamwidth of the antenna must be wide and have minimal side lobes at the same time. Since the system uses the transmission and reception of the reflected signal at different polarizations, the high crosspolar isolation between orthogonal polarizations is required for more accurate weapon detection.

At a minimum, CWD radars use 2 antennas, one for transmission and one for reception. The above scheme simultaneously works with two orthogonal linear polarizations, so 4 antennas are used, two for transmitting and two for receiving. The radar performs a full polarimetric measurement, where four types of signals are received: V-V, V-H, H-H and H-V. Here, the first letter denotes the polarization of the transmitted wave illuminating the target (V for vertical and H for horizontal), and the second letter denotes the polarization of the received wave scattered by the target. Thus, all possible combinations of polarizations are transmitted and received.

CWD radar potentially has certain advantages over other devices for detecting prohibited items, such as weapons, explosives, and prohibited electronic equipment, and can be additional option to existing systems. The CWD radar's transmitter module performs rapid scans, which allows us to quickly detect the presence of weapons or other dangerous objects and make decisions about appropriate actions. The wave emitted by the radar passes through the fabric and skin, so it can detect a prohibited item that is hidden under clothing, in things, or even in the human body, which can be difficult to do with other methods.

CWD radars are supposed to use the principle of machine learning, i.e., using an adaptive algorithm, it constantly learns its environment and adapts signal processing to optimally detect threats in this environment.

Keywords: radar, object detection, radio-electronic means, beamwidth, microwave engineering, transmitter, thin dielectric substrate, microstrip line, transmission line, antenna, antenna system, adaptive algorithm, modeling, VSWR, amplitude-frequency response.

СПИСОК ПУБЛІКАЦІЙ ЗДОБУВАЧА

1. М. А. Козачук та В. І. Найдено, "Передавальний модуль радара прихованої зброї на тілі рухомої людини," *Вісник НТУУ "КПІ". Серія Радіотехніка, Радіоапаратобудування*, вип. 92, с. 12-22, 2023. doi: 10.20535/RADAR.2023.92.12-22.
2. M. A. Kozachuk, V. I. Naidenko and F. F. Dubrovka, "Ultrawideband planar double-sided metallized tapered slot antenna with modified topology," *Radioelectronics and Communications Systems*, vol. 65, no. 10, pp. 543–550, 2022. doi: 10.3103/S0735272722120068.
3. S. Litvintsev, A. Zakharov, S. Rozenko and M. Kozachuk, "Dual-mode tunable loop resonator with stub," *Radioelectronics and Communications Systems*, vol. 65, no. 9, pp. 475–484, 2022. doi: 10.3103/S0735272722110048.
4. V. Naydenko, D. Dovhal, M. Kozachuk, N. Nikolova and D. Shumakov, "Radiating Element Based on the Two-Wire Line with Horns," *International Journal of Engineering Science Invention (IJESI)*, vol. 8, no. 2, pp. 63–69, 2019.
5. V. Naydenko and M. Kozachuk, "Vivaldi Coplanar-Antipodal Antennas," in *2020 IEEE 12th International Conference on Antenna Theory and Techniques (ICATT)*, Kharkiv, Ukraine, September 21 – 25, 2020, pp. 121-125. doi: 10.1109/UkrMW49653.2020.9252807.
6. S. Litvintsev, S. Rozenko and M. Kozachuk, "Microstrip Second-Order Bandpass Filters With Increased Selectivity on High Dielectric Constant Substrates," in *IEEE Proceedings of 16th International Conference on Advanced Trends in Radioelectronics, Telecommunications and Computer Engineering (TCSET)*, Lviv-Slavske, Ukraine, February 22-26, 2022, pp. 310-313. doi: 10.1109/TCSET55632.2022.9767057.

7. S. Litvintsev, S. Rozenko and M. Kozachuk, "Two Types of Stepped-Impedance Resonators in Stripline Bandpass Filters," in *IEEE Proceedings of 16th International Conference on Advanced Trends in Radioelectronics, Telecommunications and Computer Engineering (TCSET)*, Lviv-Slavske, Ukraine, February 22-26, 2022, pp. 306-309. doi: 10.1109/TCSET55632.2022.9766914.
8. М. А. Козачук та В. І. Найдено, "Моделювання трансмітера на основі Step recovery diode для портативного мікрохвильового радару для захисту персоналу," в матеріали міжнародної науково-технічної конференції «Радіотехнічні поля, сигнали, апарати та системи», Київ, Україна, 19 – 25 березня 2018, с. 216-218.
9. М. А. Козачук, "Розширення людських можливостей за допомогою uwb технологій та пікосекундних імпульсів," в матеріали міжнародної науково-практичної конференції «Філософія і науково-технічна творчість у хронотопі технічного університету», Київ, Україна, 2020, с. 172-175.
10. М. А. Козачук та В. І. Найдено, "Експериментальне дослідження трансмітера на основі step recovery diode для портативного мікрохвильового радару," в тези всеукраїнської науково-технічної конференції «Радіoeлектроніка в ХХІ столітті», Київ, 14 – 16 травня 2019.
11. В. І. Найдено, М. А. Козачук та Л. О. Роман, "Ширококутовий балун для підключення симетричної антени до коаксіального кабелю," в матеріали всеукраїнської науково-технічної конференції «Радіoeлектроніка в ХХІ столітті», Київ, 2021.
12. Д. І. Довгаль, М. А. Козачук та В. І. Найдено, "Випромінюючий елемент на основі дводротової лінії," в матеріали студентського наукового семінару «Наукові розробки РТФ-2018», Київ, 3 – 5 грудня 2018, с. 46-48.

ЗМІСТ

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ	17
ВСТУП	18
Розділ 1. ОГЛЯД ЛІТЕРАТУРИ.....	24
1.1. Види трансмітерів	24
1.1.1. Трансмітери на основі DSRD	24
1.1.2. Трансмітери на лавинних транзисторах	24
1.1.3. Генератори імпульсів на тунельних діодах	25
1.1.4. Трансмітери на польових і біполярних транзисторах	25
1.1.5. Генератори імпульсів на базі кремнієвої логіки	25
1.1.6. Генератори імпульсів на SRD	26
1.2. Властивості діода з накопиченням заряду (SRD)	26
1.2.1. Ідеальні динамічні характеристики діода.....	27
1.2.2. Реальні динамічні характеристики діода	32
1.2.3. Характеристики та вимірювання параметрів SRD	39
1.3. Огляд схем трансмітерів	45
1.4. Варіанти підвищення вихідної потужності	50
 Розділ 2. РОЗРОБКА ТА ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНЕ ДОСЛІДЖЕННЯ ХАРАКТЕРИСТИК UWB АНТЕНИ.....	 53
2.1. Вступ	53
2.2. Моделювання	54
2.2.1. Початкова модель антени	54
2.2.2. Додавання еліптичних вирізів	57

	15
2.2.3. Додавання розриву в кільця антени	59
2.2.4. Додавання моделі балуна	62
2.2.5. Розподіл поля.....	66
2.2.6. Вивчення кросполяризаційного випромінювання.....	69
2.2.7. Додавання нового балуна	71
2.3. Вимірювання.....	73
2.3.1. Вимірювання діаграми спрямованості та коефіцієнта підсилення.....	73
2.3.2. Методика вимірювання діаграми спрямованості та коефіцієнта підсилення	74
2.3.3. Вимірювання КСХН	76
2.4. Висновки	77
 Розділ 3. РОЗРОБКА ТА ВИМІРЮВАННЯ ХАРАКТЕРИСТИК ГЕНЕРАТОРА ПІКОСЕКУНДНИХ ІМПУЛЬСІВ	 78
3.1. Генератор моноциклових імпульсів	78
3.1.1. Блок-схема трансмітера.....	78
3.1.2. Генератор тактової частоти.....	78
3.1.3. Генератор гаусових та моноциклових імпульсів.....	80
3.1.4. Характеристики імпульсу драйвера	83
3.1.5. Характеристики гаусового імпульсу.....	84
3.1.6. Характеристики моноциклового імпульсу	86
3.1.7. Прототип схеми формування моноциклового імпульсу.....	88
3.2. Генератор рознесених імпульсів Гауса.....	92
3.2.1. Блок-схема трансмітера.....	92
3.2.2. Схема генератора гаусових імпульсів.....	92

	16
3.2.3. Характеристики імпульсу драйвера	95
3.2.4. Характеристики гаусового імпульсу	96
3.2.5. Остаточний прототип схеми	99
3.3. Висновки	104

Розділ 4. ЗАСТОСУВАННЯ ПЕРЕДАВАЛЬНОГО МОДУЛЯ ПІКОСЕКУНДНИХ ІМПУЛЬСІВ У РАДАРІ ВИЯВЛЕННЯ ПРИХОВАНОЇ ЗБРОЇ НА ТІЛІ ЛЮДИНИ

4.1. Вступ.....	105
4.2. Короткий опис CWD радара.....	107
4.3. Антени CWD радара.....	108
4.4. Переваги та обмеження CWD радара.....	113
4.5. Висновки	115

ВИСНОВОК.....	116
---------------	-----

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ.....	118
---------------------------------	-----

ДОДАТОК 1	125
-----------------	-----

ДОДАТОК 2.....	126
----------------	-----

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ

UWB	Ultra-Wideband (ультраширокосмуговий)
SRD	Step Recovery Diode (діод з накопиченням заряду)
CWD	Concealed Weapon Detection (виявлення прихованої зброї)
TTL	Transistor–Transistor Logic (транзисторно-транзисторна логіка)
VSWR	Voltage standing wave ratio (коефіцієнт стоячої хвилі за напругою)
SD	Schottky diode (діод Шотткі)
КП	Коефіцієнт підсилення
ДС	Діаграма спрямованості
НВЧ	Надвисока частота
КСХН	Коефіцієнт стоячої хвилі за напругою

ВСТУП

Актуальність теми:

Сучасний світ буквально «насичений» зброєю, у тому числі і саморобною: пістолетами, револьверами, гранатами, ножами тощо. Таке становище є наслідком напруженої геополітичної ситуації у світі, великого числа виробників зброї, її дешевизною, незадовільним станом її поширення, обліку та контролю. Особливо небезпечними є терористичні дії. Своєчасне їх попередження є критично важливим у сучасному світі. До компетенції правоохоронних органів кожної держави входить попередження терористичних актів, особливо в місцях великого скупчення людей, таких як аеропорти, вокзали, стадіони тощо.

Існуючі методи перевірки потоку пасажирів в аеропортах є надійними, але не цілком досконалими, оскільки після виявлення небезпеки прохідною рамкою або сканером всього тіла, слід додатково зробити ретельний ручний обшук або обшук за допомогою ручного металошукача [1-3]. Це потребує додаткового часу, а також є незручним як для пасажирів, так і для працівників пунктів перевірки.

Прохідний детектор формує низькочастотне магнітне поле (3–20 кГц) і аналізує вторинне магнітне поле, випромінене індукованими струмами в металевому об'єкті. Магнітне поле не чутливе до людського тіла або одягу, але система чутлива до металевих частин одягу (блискавки, застібки), а також до безпечних кишенькових речей (ключі, пряжки ременів, монети, мобільні телефони, тощо). Ці предмети викликають помилкові тривоги, через що існує вимога до всіх пасажирів – прибирати ці речі перед проходженням через детектор.

Сканери всього тіла використовують набагато вищу ділянку електромагнітного спектра – міліметрові хвилі. Принцип виявлення відрізняється від принципу виявлення металошукачем. Він заснований на реконструкції зображення поверхні тіла, де може бути прихований сторонній предмет. У системи є необхідність чіткої видимості об'єкта, а отже, вимога до

того, щоб обстежувана людина стояла нерухомо, розставивши ноги і піднявши руки. Також є знижена проникаюча здатність хвиль міліметрового діапазону, тому потрібно знімати верхній одяг. Існує також занепокоєння щодо конфіденційності, викликане зображенням тіла людини.

Тому існує великий інтерес до нових методів та приладів, які дозволили би виявляти приховану зброю на тілі людини і були позбавлені зазначених вище недоліків і незручностей [4, 5].

Одним із таких пристроїв є CWD (Concealed Weapon Detection) радар виявлення прихованої зброї на тілі стоячої або рухомої людини [6-9]. У CWD радарі використовується ультраширокосмугова технологія із субнаносекундними імпульсами з частотою повторення 1 – 15 МГц. При цьому принцип виявлення та визначення властивостей зброї ґрунтується на резонансних явищах. CWD радар дозволяє виявляти пістолети, ножі і гранати без спеціального огляду. Також можна виявляти мобільні телефони, планшети, ноутбуки, та іншу електронну техніку. Найкраща чутливість такого радару є до металевих предметів, розміри яких від кількох сантиметрів до одного метра.

Тактико-технічні характеристики CWD радару, зокрема, його дальність дії, у значній мірі залежать від його еквівалентної ізотропно випромінюваної потужності, яка визначається потужністю трансмітера та коефіцієнтом підсилення передавальної антени.

Тому розробка трансмітерів та антен як ключових елементів високоякісних передавальних модулів пікосекундних імпульсів для CWD радарів є актуальним та важливим завданням. Загалом, принагідно зауважити, що в епоху цифрової трансформації пікосекундні імпульси стають ключовим елементом багатьох сучасних та перспективних технологій у радіотехніці та телекомунікаціях.

Зв'язок роботи з науковими програмами:

Дослідження проведено в рамках гранту НАТО G4992 «Long-range Stand-off Microwave Radar for Personnel Protection» за програмою НАТО «Наука заради

миру та безпеки» (Science for Peace and Security, SPS). Це підтверджує його актуальність та важливість для міжнародної наукової спільноти.

Мета і завдання дослідження:

Метою дисертаційної роботи є розробка трансмітера та антени передавального модуля для CWD радару, який може ефективно генерувати та випромінювати потужні пікосекундні імпульси.

Для досягнення цієї мети необхідно:

1. Провести дослідження існуючих технологій та методів генерації ультракоротких імпульсів;
2. Розробити нові схеми для генерації пікосекундних імпульсів;
3. Запропонувати, здійснити електродинамічне моделювання, чисельне дослідження та оптимізацію характеристик антени для ефективного випромінювання та прийому пікосекундних імпульсів;
4. Провести лабораторне тестування розроблених зразків трансмітера та антени з використанням необхідних сучасних вимірювальних приладів.

Об'єкт дослідження:

Об'єктом дослідження є процеси генерування ультракоротких імпульсів та їх випромінювання.

Предмет дослідження:

Предметом дослідження є особливості побудови схеми трансмітерів, здатних генерувати пікосекундні імпульси протилежної полярності, та шляхів їх практичної реалізації, а також особливості та характеристики антен, здатних ефективно випромінювати такі імпульси.

Методи дослідження:

Для реалізації мети та завдань дослідження використано теоретичний аналіз, комп'ютерне моделювання та експериментальні дослідження. Теоретичний аналіз допоміг визначити основні параметри пікосекундних

імпульсів та їх властивості при використанні в радарних системах. Практичні дослідження, включаючи лабораторні тести та комп'ютерне моделювання, використані для перевірки та оптимізації розроблених модулів. Для точного вимірювання характеристик окремих частин передавального модуля використано сучасні прилади:

- Унікальний чотирьохканальний цифровий осцилограф (Digital Phosphor Oscilloscope) Tektronix DPO 70804C з частотою вимірювання до 8 ГГц (вимірювання характеристик та форми сигналів).
- Аналізатор спектру (Signal Analyzer) Anritsu MS2830A з робочою частотою від 9 кГц до 13,5 ГГц (дослідження спектру сигналу).
- 2-х портовий векторний аналізатор (Vector Network Analyzer) Anritsu MS46122A з робочою частотою від 1 МГц до 20 ГГц (вимірювання КСХН (SWR) та всіх S-параметрів (S11, S21, S22, S12)).

Наукова новизна:

Запропоновано спосіб та схемотехнічне рішення генерації ультракоротких імпульсів Гауса протилежної полярності, які повторюються з заданою частотою. В результаті вперше розроблено трансмітер, який відрізняється від відомих трансмітерів здатністю генерувати імпульси Гауса протилежної полярності з максимальною амплітудою ± 5 В і тривалістю 130-140 пс, які повторюються з частотою від 5 до 15 МГц.

Запропоновано нову ультраширокосмугову планарну щілинну антену яка відрізняється від відомих планарних щілинних антен (класичної, антиподальної та балансної антиподальної антен Вівальді) оригінальною топологією та двосторонньою металізацією. Вперше проведено чисельне й експериментальне дослідження такої антени. Показано, що завдяки наявності дзеркальних площин симетрії в Е- і Н-площинах, запропонована антена має найнижчий рівень кросполяризаційного випромінювання серед планарних щілинних антен.

Практичне значення отриманих результатів:

Розроблений передавальний модуль призначений для застосування в радарних системах для виявлення прихованої зброї на тілі людини.

Запропоновано, розроблено, виготовлено та експериментально досліджено два трансмітера. Перший трансмітер забезпечує генерування імпульсів типу моноцикл Гауса з амплітудою від піку до піку 4 В. Тривалістю позитивного та негативного імпульсів на серединному рівні 120 пс та 135 пс відповідно та частотою повторення 3,5 МГц. Другий трансмітер є принципово новим. Він генерує послідовності імпульсів Гауса з протилежною полярністю з амплітудою від піку до піку майже 10 В, тривалістю позитивного та негативного імпульсів 133 пс та 143 пс, що повторюються з заданою частотою, яка може змінюватися в межах від 5 до 15 МГц.

Запропоновано і досліджено електродинамічні характеристики нової щілинної антени з модифікованою топологією і двосторонньою металізацією. Антена може випромінювати сигнали в смузі частот 0,5 – 6,5 ГГц, при значенні КСХН менше 2.

Завдяки сукупності позитивних конструктивних та електродинамічних якостей, запропонована модифікована щілинна антена може стати альтернативою антенам Вівальді у спеціальних застосуваннях.

Особистий внесок здобувача:

Всі результати роботи описані в 12 публікаціях. Вони включають в себе розробку, моделювання, виготовлення, тестування всіх елементів передавального модуля, таких як трансмітери, фільтруючі елементи, та антени. В усіх роботах дисертант брав участь у постановці задач, моделюванні та оптимізації електродинамічних характеристик антени, проведенні експериментальних досліджень, в обробці, інтерпретації та аналізі основних наукових результатів, а також у написанні тексту робіт. Крім того, дисертантом представлено макет розробки на виставці плакатів та прототипів до 60-річчя

програми «Наука заради миру та безпеки» (SPS), Штаб-квартира НАТО (м. Брюссель, Бельгія).

Апробація матеріалів дисертації:

Результати роботи обговорювалися на 8 наукових конференціях: (2020) IEEE 12th International Conference on Antenna Theory and Techniques (ICATT), (2022) IEEE Proceedings of 16th International Conference on Advanced Trends in Radioelectronics, Telecommunications and Computer Engineering (TCSET), (2018) Матеріали міжнародної науково-технічної конференції «радіотехнічні поля, сигнали, апарати та системи», (2018) Матеріали міжнародної науково-технічної конференції «радіотехнічні поля, сигнали, апарати та системи», (2020) Матеріали міжнародної науково-практичної конференції «Філософія і науково-технічна творчість у хронотопі технічного університету», (2019) Тези всеукраїнської науково-технічної конференції «радіоелектроніка в ХХІ столітті», (2021) Тези всеукраїнської науково-технічної конференції «радіоелектроніка в ХХІ столітті», (2018) Матеріали студентського наукового семінару «Наукові розробки РТФ-2018».

Структура та обсяг дисертації:

Дисертація складається з вступу, чотирьох розділів, висновків, списку використаних літературних джерел і додатку. Загальний об'єм становить 127 сторінки, в тому числі 100 сторінок основного тексту. Робота містить 86 рисунків, 2 додатки та список використаних джерел з 55 найменувань.

Розділ 1. ОГЛЯД ЛІТЕРАТУРИ

1.1. Види трансмітерів

1.1.1. Трансмітери на основі DSRD

Існує велика кількість матеріалів (статті, дисертації, доповіді) по генераторам імпульсів (трансмітерам) з великими потужностями (одиниці кВ, сотні А), тривалості імпульсів яких складають одиниці наносекунд [10-14]. Формуючими елементами імпульсів тут є в основному DSRD діоди (дрейфові діоди з різким відновленням), винайдені і реалізовані І. В. Гріховим, а також SOS діоди (semiconductor opening switch) на основі SOS-effect. Недоліком цих генераторів є малий час експлуатації і низька частота повторення імпульсів.

1.1.2. Трансмітери на лавинних транзисторах

Трансмітери меншої потужності будуються на лавинних транзисторах, зокрема, з використанням схеми Маркса [15, 16]. У схемах з використанням схеми Маркса батарея конденсаторів включається паралельно до джерела живлення під час зарядки, та послідовно на навантаження при розрядці. В результаті напруга на навантаженні практично помножується на число конденсаторів, рівне числу лавинних транзисторів. Це є фактично процес складання енергії декількох джерел. Досягнуті тривалості імпульсів – близько однієї наносекунди, амплітуда імпульсів – до сотні вольт. Максимальна частота повторення імпульсів обмежена розсіюваною потужністю в лавинному транзисторі. Відзначається, що тривалість імпульсів обмежена інерційними властивостями лавинних транзисторів. Публікацій, в яких доповідалося про трансмітери з імпульсами, коротшими ніж одна наносекунда не знайдено.

1.1.3. Генератори імпульсів на тунельних діодах

Генератори імпульсів можуть бути побудовані на тунельних діодах [17, 18]. Схеми на тунельних діодах прості та мають високу швидкодію. Але тунельні діоди працюють при низьких напругах і формують імпульси з амплітудою, що вимірюється десятими долями вольт. Для отримання імпульсів з більшою амплітудою використовуються комбіновані схеми, що містять тунельні діоди і транзистори.

1.1.4. Трансмітери на польових і біполярних транзисторах

Схеми на польових і біполярних транзисторах описані в [19, 20]. Транзистор повинен бути в стані насичення, щоб отримати швидкий ефект відновлення. Максимальна вихідна імпульсна потужність складає близько 1 Вт при 7 В на навантаження 50 Ом і тривалість імпульсу від 90 пс до 800 пс. Широкопasmовий підсилювач на базі RF-транзистора BFP 520, має коефіцієнт підсилення в діапазоні частот до 4 ГГц не менше 10 дБ і знижується до 6 дБ на частоті 6 ГГц.

1.1.5. Генератори імпульсів на базі кремнієвої логіки

На конференції EuCAP2016 повідомлено про моделювання трансмітера на базі кремнієвої логіки [21]. Моделювання показало можливість побудови генератора моноцикл імпульсу з тривалістю менше 100 пс від піку до піку амплітудою 1,18 В на диференціальному 100 Ом навантаженні. Ідея побудови трансмітера полягає в збудженні формувальної мережі двома трикутними імпульсами, один з яких затриманий на час, рівний половині тривалості моноцикл імпульсу. Затримка здійснюється лінією затримки. Трикутні імпульси генеруються двома однаковими спеціальними мікросхемами, що використовують 28 нм технологію FDSOI CMOS від ST Microelectronics. Формувальна мережа перетворює пару зсунутих в часі трикутних імпульсів в моноцикл майже синусоїдальної форми.

1.1.6. Генератори імпульсів на SRD

Значна частина опублікованих схем трансмітерів базується на діодах з накопиченням заряду [22-28]. SRD дають можливість генерувати імпульси з часом наростання 50–100 пс з помірними рівнями потужності без додаткового підсилення і з високою частотою повторення (10 МГц і вище). SRD виконує функцію зменшення тривалості (загострювача) імпульсів. Інші назви діоду: charge-storage diode, snap-off diode, memory varactor.

Традиційно трансмітери з субнаносекундними імпульсами будуються з таких блоків: TTL з заданою частотою повторення, збуджувач (driver circuit) широких імпульсів, блок загострювача, блок формування імпульсу типу імпульсу Гауса і блок формування моноцикл-імпульсу.

Амплітуди імпульсів, досягнуті за цією схемою, не перевищують десяти вольт на навантаженні 50 Ом. За розглянутою схемою побудований трансмітер, описаний у Midterm Report CEM-R-70 of McMaster University [22] потужність імпульсів якого складала два-три десятки міліват. Отже, для досягнення потужності, необхідної для радара, потрібно збільшити потужність імпульсів.

1.2. Властивості діода з накопиченням заряду (SRD)

В електроніці SRD – напівпровідниковий перехід, що має здатність генерувати надзвичайно короткі імпульси [29]. Його також називають діод з накопиченням заряду, діод зі ступеневим відновленням, діод з різким відновленням або варактор з пам'яттю. Він має безліч застосувань в НВЧ електроніці як імпульсний генератор або параметричний підсилювач.

Коли діоди перемикаються з прямої провідності до реверсного відсічення, зворотний струм тече для видалення накопиченого заряду. Різкість, з якою цей зворотний струм припиняється, характеризує SRD.

Перша опублікована стаття про SRD є (Бофф, Moll & Shen 1960): автори почали короткий огляд про те, що "характеристики відновлення окремих видів

PN-площинних діодів демонструють розрив, який може бути використаний з вигодою для генерації гармонік або для виробництва мікросекундних імпульсів". Вони також сповіщають, що вперше спостерігали це явище в лютому 1959 року.

Діод з накопиченням заряду є двополюсником з P-I-N переходом, як правило, кремнієвим, його статичні (DC) характеристики аналогічні звичайному діоду з p-n переходом, але їх динамічні (перемикаючі) характеристики зовсім різні.

Головний феномен, що використовується в SRD, є зберігання електричного заряду при прямій провідності, яка присутня у всіх площинних напівпровідникових діодах і обумовлена скінченим часом життя неосновних носіїв в напівпровідниках.

Динамічні характеристики SRD надзвичайно важливі для застосування в комутаційних схемах. Щоб бути корисним, тип перемикання SRD точно контролюється в процесі виробництва і ретельно тестується в часовій області. Для того, щоб використовувати його правильно, необхідно знати ці характеристики.

1.2.1. Ідеальні динамічні характеристики діода

Найбільш відмінною рисою SRD є дуже крута залежність його імпедансу переходу від накопичення його внутрішнього заряду. Це накопичення заряду відбувається в результаті ненульового часу рекомбінації неосновних носіїв, які були інжектвані через перехід в режимі прямого зміщення.

Заряд, який накопичується при прямому зміщенні, можна отримати з рівняння неперервності заряду

$$i(t) = \frac{dQ}{dt} + \frac{Q}{\tau}, \text{ для } (Q > 0), \quad (1.1)$$

де $i(t)$ — загальне миттєве значення струму діода, Q — накопичений переходом заряд, τ — час життя неосновних носіїв діода.

Для зарядження постійним струмом, накопичений заряд є:

$$Q_F = I_F \tau (1 - e^{-t_F / \tau}), \quad (1.2)$$

де Q_F — накопичений заряд прямого струму, I_F — прямий струм заряду, t_F — період часу прямого струму I_F .

Якщо t_F є тривалим порівняно з τ , то

$$Q_F = I_F \tau. \quad (1.2a)$$

Якщо потрібен постійний зворотний струм, щоб анулювати цей накопичений заряд, то час необхідний для цього:

$$\frac{t_s}{\tau} = \ln \left[1 + \frac{I_F (1 - e^{-t_F / \tau})}{I_R} \right], \quad (1.3)$$

де t_s — час, необхідний для переміщення накопиченого заряду струмом I_F , I_R — зворотній струм.

Як і раніше, якщо t_F велике порівняно з τ

$$\frac{t_S}{\tau} = \ln \left(1 + \frac{I_F}{I_R} \right). \quad (1.3a)$$

Це співвідношення показане графічно на рис. 1.1.

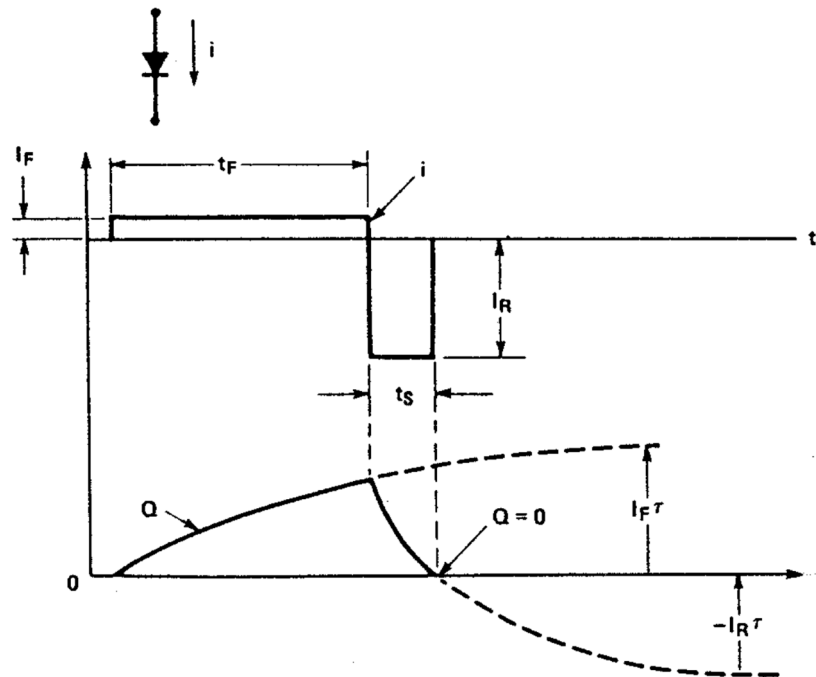


Рис. 1.1. Хвильові форми сигналу для рівняння (1.3). Ілюстрація взята з роботи [29]

Це просте співвідношення є фундаментальним для розуміння протікання заряду в SRD, і хоча трохи ідеалізоване, але все одно дуже корисне при конструюванні та аналізі більшості SRD схем.

Доволі часто в багатьох SRD схемах $I_F / I_R \ll 1$. В таких випадках можливе подальше спрощення рівняння (1.3):

$$\frac{t_S}{\tau} = \frac{I_F}{I_R}. \quad (1.3b)$$

Кількість похибок отриманих цією апроксимацією показана на рис. 1.2.

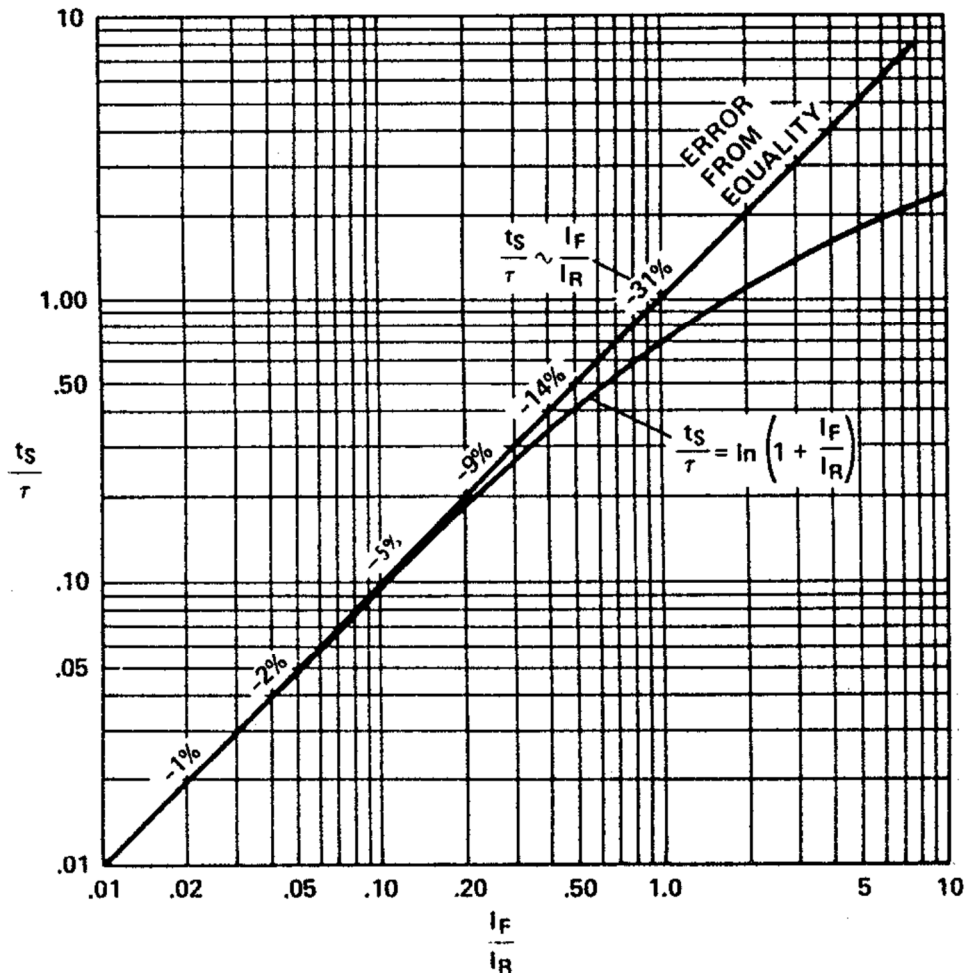


Рис. 1.2. Похибка апроксимації $\frac{t_s}{\tau} = \frac{I_F}{I_R}$. Ілюстрація взята з роботи [29]

Якщо прямо зміщений SRD раптово зміщують зворотнім струмом, спочатку з'являється дуже низький імпеданс (як правило, менше 1 Ом), поки накопичений заряд не буде вичерпаний. Потім імпеданс раптово зростає до його нормального високого зворотного імпедансу, тим самим зупиняючи потік зворотного струму. Ця зміна імпедансу як правило займає менше ніж наносекунду. Ця властивість SRD може бути використана для генерації імпульсів з надзвичайно швидким

часом наростання і для загострення повільного часу наростання імпульсу. Це показано на схемі на рис. 1.3.

У цій схемі батарея забезпечує постійний прямий струм I_F , який накопичує заряд в SRD. Генератор імпульсів подає позитивний імпульс напруги, який перевертає струм діода, як показано на рис. 1. 3(в).

Відповідно до накопиченого заряду під час прямої провідності імпеданс діода залишається низьким, замикаючи джерело на певний час t_S . Цей час, що називається часом зберігання, вимірюється між точками 50% сигналу зворотного струму, або, що те ж саме, між 50% точками вихідного сигналу, отриманого з використанням і без діода в колі. Фаза зберігання закінчується, коли накопичений заряд виснажується, і діод раптово стає відкритим, в результаті чого вихідний сигнал генератора буде прикладений до навантаження.

Час спадання зворотного струму діода, t_r , який також рівний часу наростання напруги на навантаженні, називається перехідним часом наростання. Цей час залежить від конструкції діода, обмежень кола і умов використання діода.

Рис. 1.3 показує одну з основних колових ролей, яку може мати діод для загострення імпульсу. Вихідний час наростання t_r на рис. 1.2 є чітко швидшим, ніж вхідний час наростання і є затриманим на час t_S . Для заданої амплітуди імпульсу та опору джерела t_S можна змінювати змінюючи I_F , і він буде в багато разів більшим, ніж t_r . Таким чином, вихідний час наростання цього кола може бути в багато разів меншим, ніж час зростання керуючого сигналу. На практиці, 10 нс час зростання імпульсу може бути легко загострено до 300 пс колом з одним діодом, і до 100 чи 50 пс колами з двох або трьох діодів.

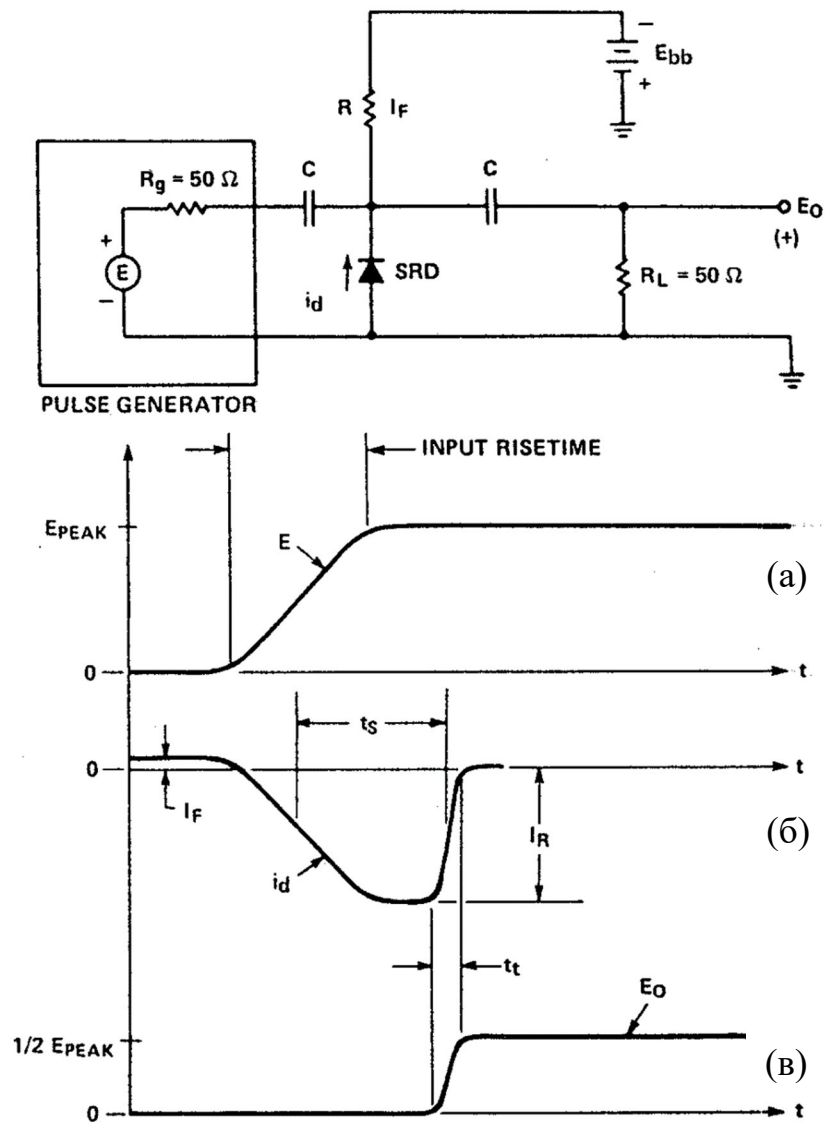


Рис. 1.3. Тестове коло SRD та форми сигналу. Ілюстрація взята з роботи [29]

1.2.2. Реальні динамічні характеристики діода

Вихідна форма сигналу, показана на рис. 1.3(в), є такою, яку можна отримати з ідеальним SRD. Коли використовують реальний SRD, присутність в діоді паразитних компонент і залежність діодних динамічних характеристик від кола та робочих умов впливають на форму сигналу так, як показано на рис. 1.4(б).

Для визначення того, що призводить до виникнення різних паразитних ефектів, які впливають на сигнал, необхідно розглянути еквівалентну схему SRD в корпусі. Вона показана на рис. 1.5.

Перший паразитний вплив — це перепад напруги на діоді при прямому зміщенні:

$$V_F = \phi + I_F R_S . \quad (1.4)$$

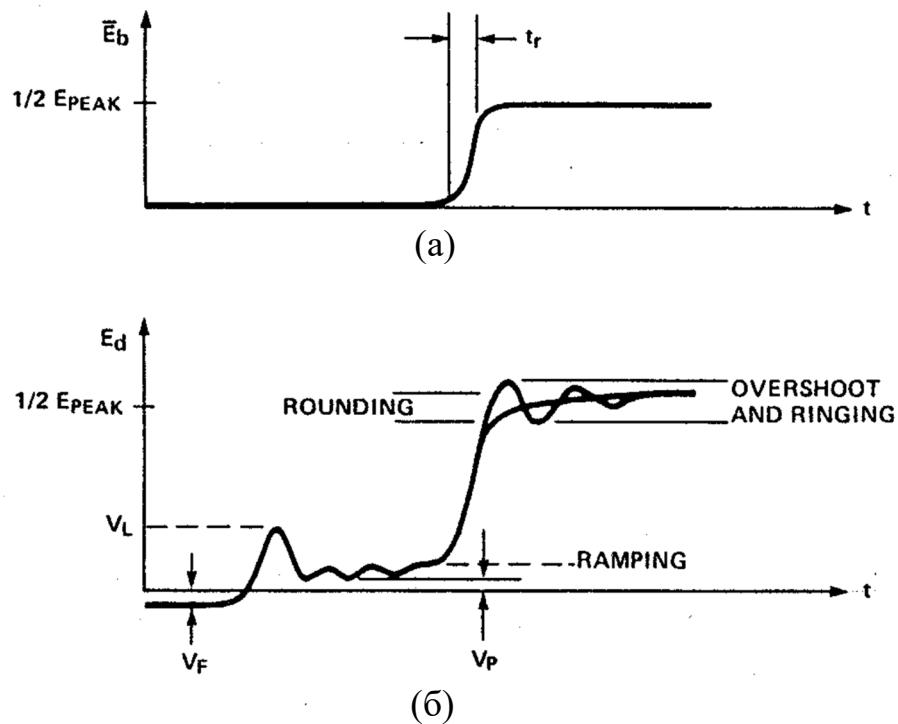


Рис. 1.4. Форма сигналу через SRD в тестовому колі
 (а) ідеальний діод, (б) діод на практиці. Ілюстрація взята з роботи [29]

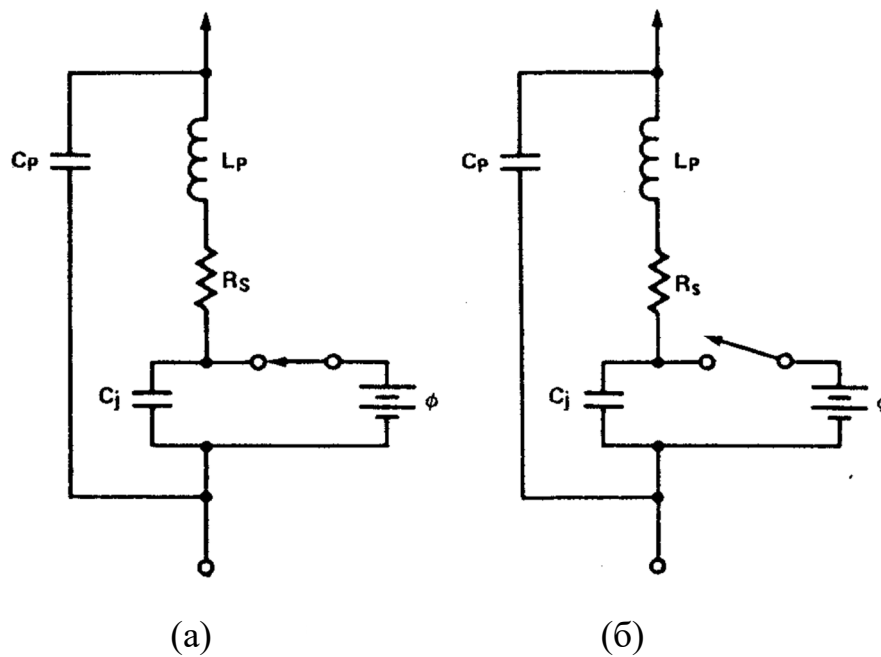


Рис. 1.5. Еквівалентна схема SRD: (а) прямого зміщення, (б) зворотного зміщення. Ілюстрація взята з роботи [29]

C_P — ємність корпусу;

L_P — індуктивність корпусу;

R_S — динамічний опір;

C_j — ємність зворотного зміщення (збіднення);

ϕ — контактний потенціал 0,7 В.

Напруга ϕ зазвичай має значення 0,7–0,8 В. Ця незмінна напруга не з'явиться в вихідному колі на рис. 1.3 через ємнісний зв'язок з навантаженням.

Другий ефект — це стрибок напруги V_L . Це результат раптової зміни струму через індуктивність корпусу і визначається як:

$$V_{L(\max)} = L_P \left(\frac{di_d}{dt} \right)_{\max} . \quad (1.5)$$

Для типових значень $L_p = 4$ нГн і зворотного струму - 400 мА, що триває 10 нс, маємо:

$$V_L = 4nH \times \frac{0,4A}{10нс} = 0,16B. \quad (1.5a)$$

Існуючі корпуси SRD з відповідними значеннями індуктивностей корпусу показані на рис. 1.6.

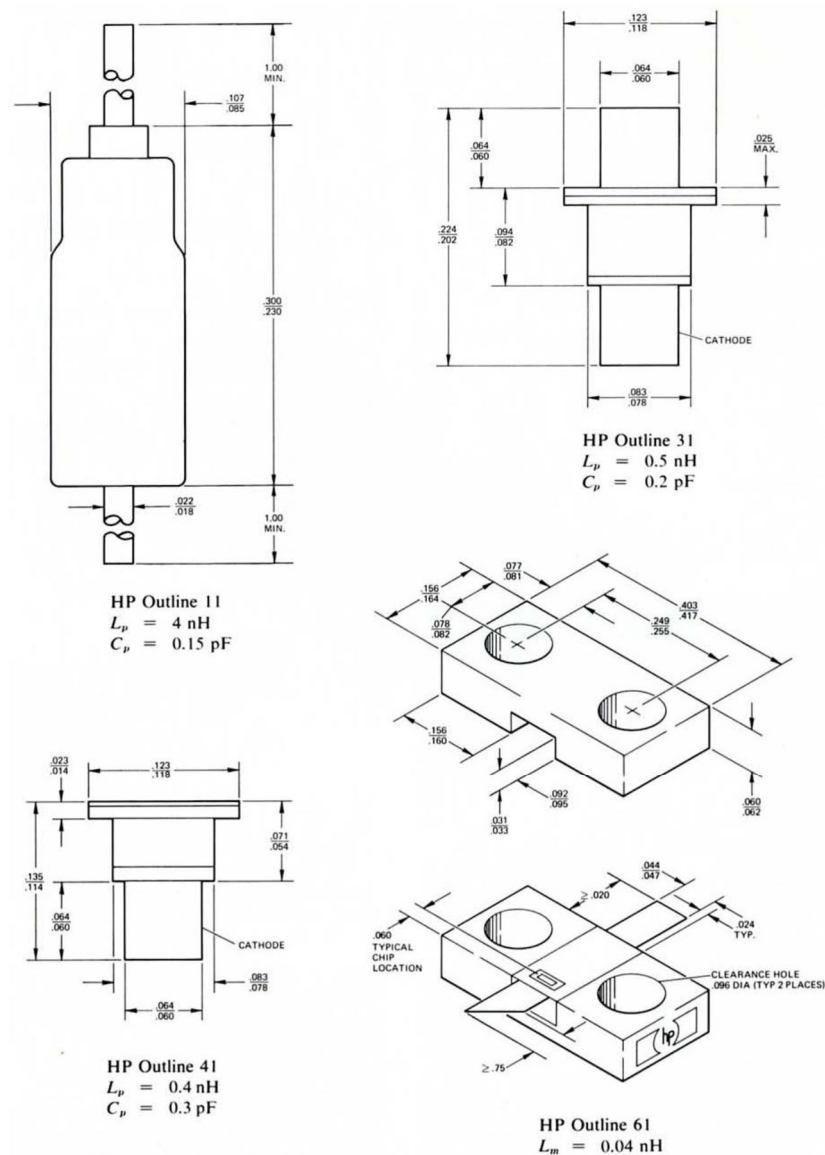


Рис. 1.6. Корпус звичайного SRD діоду. Ілюстрація взята з роботи [29]

Для швидшого часу спаду струму, тобто коли загострення фронту триває 1 нс, така напруга буде 1,6 В та не може бути знехтуваною. В такому випадку треба використовувати упаковку з меншим L_p . Через це діоди з швидким стрибкоподібним фронтом розміщені в корпусі з низькою індуктивністю.

Спеціальний корпус «61» є нещодавньою інновацією компанії НР. При використанні форми з трьома виводами, показаної на рис. 1.7, взаємна індуктивність L_m , яка спричиняє стрибок напруги, є значно зменшеною, і зазвичай меншою ніж 40 пГн.

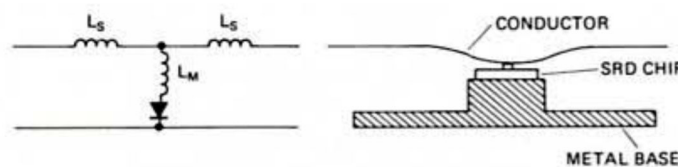


Рис. 1.7. Корпус діоду з трьома виводами. Ілюстрація взята з роботи [29]

Індуктивність виводів L_S , що згадувалась раніше, можуть бути також залежними від геометричної форми узгоджувальної лінії передачі по відношенню до джерела та навантаження, і таким чином виключають будь-який сумарний (еквівалентний) ефект індуктивності, або вони можуть бути сформовані для створення оптимального значення індуктивності в конкретному застосуванні.

Третій паразитний ефект – плато напруги V_p . Воно спричинено компонентою зворотного струму, який тече через динамічний послідовний опір діоду R_g впродовж накопичувальної фази, та визначається як:

$$V_p = (I_F + I_R) R_S. \quad (1.6)$$

Для умов кола, які використано в попередньому прикладі, плато напруги V_p дорівнює:

$$V_p = 410 \text{ мА} \times 0,4 \text{ Ом} = 0,16 \text{ В}, \quad (1.6a)$$

і є не суттєвим.

Наступні три ефекти: такі як лінійна зміна (Ramping), перехід (Transition) та округлення (Rounding) — викликані динамічним видаленням заряду. Магнітуда цих ефектів контролюється в першу чергу конструкцією та властивостями матеріалу напівпровідникового чіпу, тобто профілем розподілу домішок, шириною І-шару, провідністю, часом життя носіїв та геометрією діоду і деякою мірою зовнішнім ланцюгом навантаження та умовами зміщення.

Лінійна зміна Ramping (R_a) майже повністю залежить від властивостей матеріалу чіпу і не в значній мірі від накопиченого заряду. В типовому комутуючому SRD значення Ramping є зазвичай меншим за 10%. Через те, що він не сильно залежить від накопиченого заряду, він зазвичай задається кривою R_a як функція Q , та як максимальне значення на зазначеному рівні заряду.

Зріз фронту імпульсу Transition (t_r) залежить від конструкції діоду, колових обмежень та рівня накопиченого заряду. Передавальний час фронту імпульсу складається з двох компонент, а саме:

$$t_r = \sqrt{t_t^2 + t_{RC}^2}, \quad (1.7)$$

де t_t — реальний час зрізу діоду, t_{RC} — схемний час наростання (контрольований RC).

Власний час переходу діоду t_t залежить від рівня накопиченого заряду та конструкції діоду. Схемний час наростання t_{RC} залежить від ємності діоду зі зворотнім зміщенням та еквівалентного опору схеми в паралель з нею. Для значення 10-90 % фронту імпульсу:

$$t_{RC} = 2,2 R_{eq} C_{VR}, \quad (1.8)$$

а для значення 20-80% маємо:

$$t_{RC} = 1,4 R_{eq} C_{VR}, \quad (1.9)$$

де R_{eq} є еквівалентним опором, який складається з паралельної комбінації опорів джерела та навантаження.

Загальний перехідний час зростання тоді визначається як:

$$t_r = \sqrt{t_t^2 + (2,2 R_{eq} C_{VR})^2} \quad (10\%-90\%), \quad (1.10)$$

$$t_r = \sqrt{t_t^2 + (1,4 R_{eq} C_{VR})^2} \quad (20\%-80\%). \quad (1.11)$$

Типовий час зростання SRD (20-80%), який виміряно в 50 Ом системі (тобто $R_{eq} = 25$ Ом), є в межах від 300 пс до 60 пс залежно від типу діоду та рівня накопиченого заряду. Зазвичай задається крива t_r як функція Q , і максимальне значення на зазначеному рівні накопиченого заряду.

Ефект округлення (Rounding – R_0) залежить від конструкції діоду та рівня накопиченого заряду. Зазвичай задається типова крива R_0 як функція Q , і максимальне значення на зазначеному рівні заряду.

Останній паразитний ефект, який можна розглянути, це прямий викид (overshoot) та дзвін сигналу. Він виникає в результаті затухаючого резонансу діоду, навантаженого ємністю корпусу та паразитною індуктивністю схеми, яка виникає через високочастотні складові миттєво змінюваного струму діоду. Цей ефект можна зменшити шляхом зменшення паразитної реактивності схеми, обираючи діод з меншою індуктивністю корпусу, а також використовуючи спеціальні засоби.

1.2.3. Характеристики та вимірювання параметрів SRD

Динамічні характеристики SRD не однакові. При невдалій конструкції або невдалому використанні SRD ефекти Ramping та Rounding можуть бути достатньо сильні. Через те, що ці ефекти також залежать від властивостей матеріалу чіпу, вони можуть значно змінюватися від діода до діода залежно від процесу виготовлення, від партії до партії. Щоб впевнитися, що динамічні характеристики постійно зустрічаються в кожному діоді, процес виготовлення суворо контролюється та кожен діод проходить часовий тест динамічних та деяких важливих статичних характеристик.

Адекватний динамічний тест діодів з часом перемикання 50 пс вимагає дуже швидких імпульсних осцилографів та дуже точних вимірювальних пристосувань які повністю вільні від побічних та паразитних реакцій. Взагалі, всі правила техніки безпеки, зазвичай зв'язані з широкосмуговими НВЧ вимірюваннями, мають бути дотримані.

Блок-схема типового тесту показана на рис. 1.8, а необхідні діодні вимірювальні пристосування показані на рис. 1.9.

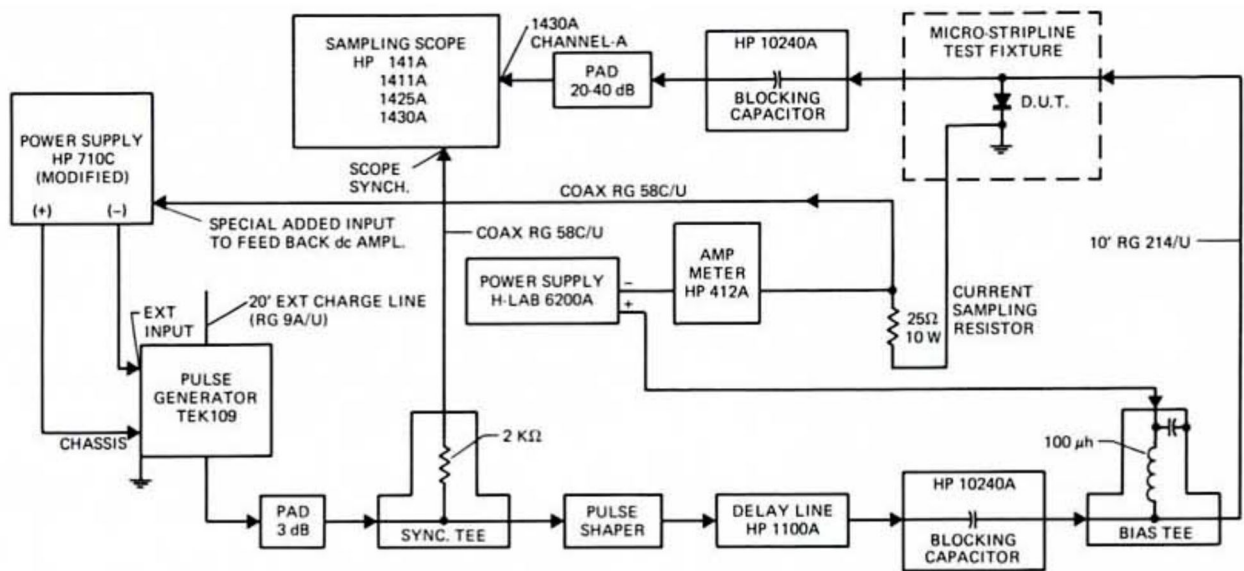


Рис. 1.8. Блок-схема для вимірювання динамічних характеристик діоду.

Ілюстрація взята з роботи [29]

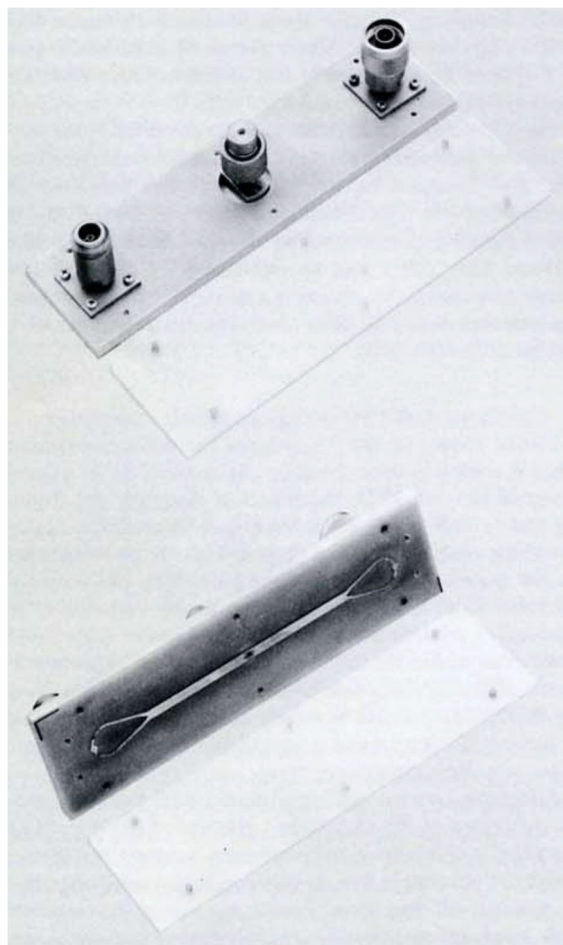


Рис. 1.9. Фото плати для вимірювання динамічних характеристик SRD.

Ілюстрація взята з роботи [29]

Випробувальний стенд складається з 50 Ом-ної мікросмужкової лінії передачі. Тестовий діод вставлений як шунт поперек лінії. Це дозволяє одночасно включити 50 Ом-ний імпульсний генератор та 50 Ом-ний стробоскопічний осцилограф поперек діода. Якщо навантаження та джерело живлення узгоджені, додаткові довжини ліній призводять до затримки всього сигналу без зміни його форми. Для забезпечення малого відбиття в лінії використовують спеціальні широкосмугові мікросмужкові переходи від коаксіальних роз'ємів тестової установки до мікросмужкової лінії. Всі інші компоненти, використані у випробувальному стенді, такі як атенюатори, налагоджувані конденсатори, кола зміщення, також мають бути широкосмугово узгоджені з лінією.

Мікросмужкова лінія використовується для кріплення, бо вона забезпечує низьку індуктивність з'єднання для будь-якого корпусу з мікросмужковою лінією. Вона також добре підходить для швидкого монтажу виводів діодів. Заземлення діоду проводиться за допомогою розширюваного фланця, який гарантує добре електричне підключення без відбиття і відмінний термічний міст. Верхня частина мікросмужкової лінії має таке ж матеріальне покриття, що і діод.

Тестова схема, яка використовується для динамічних випробувань SRD, по суті, така ж, як показана на рис. 1.3. Результируюча форма сигналів показана на рис. 1.10.

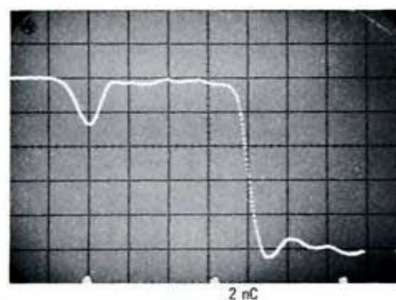
Форма сигналу на рис.10(а) демонструє вплив індуктивності корпусу і динамічного послідовного опору діоду. Форми сигналів на рис.10(б) ілюструють вплив накопиченого заряду на динамічні характеристики SRD з хорошим перемиканням. Форма сигналу рис. 1.10(в) показує шкідливі ефекти Ramping і Rounding в SRD з поганим перемиканням.

Допускні межі Ramping (R_a), Rounding (R_o) та перехідного часу наростання (t_r) імпульсно нормованого HP SRD засновані на цих формах сигналу. Для ясності визначення кожний з цих параметрів показано на рис. 1.11.

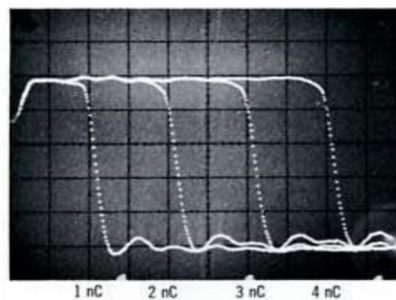
а) Перехідний час наростання (t_r): Цей параметр визначений між 20% і 80% амплітудними точками всього стрибка амплітуди. Через те, що вимірювання зроблені в випробувальному колі, де є опір діоду, то реальний час переходу діоду, якщо необхідно, можна розрахувати за формулою (1.11) як:

$$t_t = \sqrt{t_r^2 - (1,4 R_{eq} C_{VR})^2}. \quad (1.12)$$

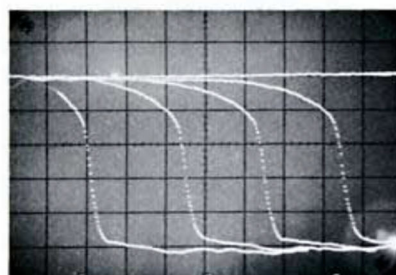
Для випробувального стенду НР, $R_{eq} = 25$ Ом. Корекція є вкрай важливою для діоду з дуже швидким часом перемикавання чи великим значенням ємності. Корекції також необхідні, коли порівняльні вимірювання зроблені на різних тестових стендах, які можуть давати різні опори діоду.



(a)



(б)



(в)

Рис. 1.10. Динамічні характеристики SRD. Ілюстрація взята з роботи [29]

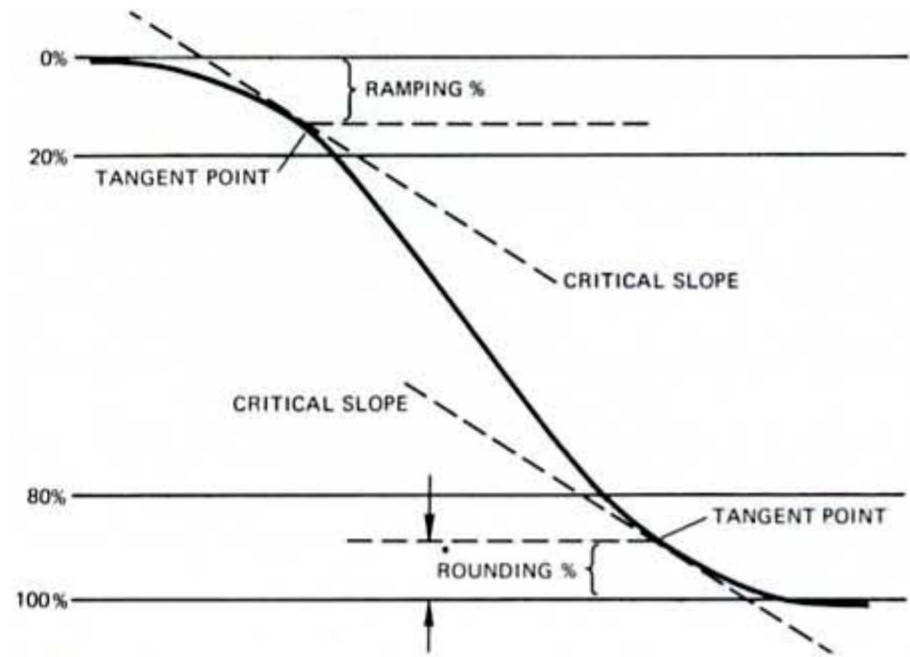


Рис. 1.11. Специфіка тимчасових перехідних процесів Ramping та Rounding.

Ілюстрація взята з роботи [29]

Поняття Ramping (R_a) або Rounding (R_0) є легким для розуміння, але їх кількісні вимірювання дуже складні, якщо вибрано однозначне визначення. В НР обрані наступні визначення, щоб отримати найкращий взаємозв'язок з суб'єктивним судженням різних можливих сигналів:

б) Ramping: Цей параметр зазначений як процент від всього стрибка амплітуди. Амплітуда (ramp) лінійної зміни визначена як частина всього стрибка амплітуди, що лежить до точки дотику сигналу та «критичної» лінії нахилу.

в) Rounding: Цей параметр також зазначений в процентах від всього стрибка амплітуди. Його амплітуда визначена як частина всього стрибка амплітуди після другої точки дотику сигналу та «критичної» лінії нахилу.

«Критичний» нахил в обох наведених вище визначеннях визначається як нахил лінії, часовий інтервал якої між точками 20-80% в три рази перевищує час наростання, зазначений для конкретного діода в умовах даного тесту.

Всі HP SRD, які призначені для імпульсного використання, атестовані як описано вище відповідно до заявлених характеристик.

Також ці параметри залежать від рівня накопиченого заряду.

г) Статичні характеристики: На додаток до динамічних характеристик, деякі статичні характеристики SRD також визначені для забезпечення повторюваності виконання або щоб забезпечити значення для схем проектування. Найпростіші статичні характеристики та методи вимірювань при 25°C подані нижче:

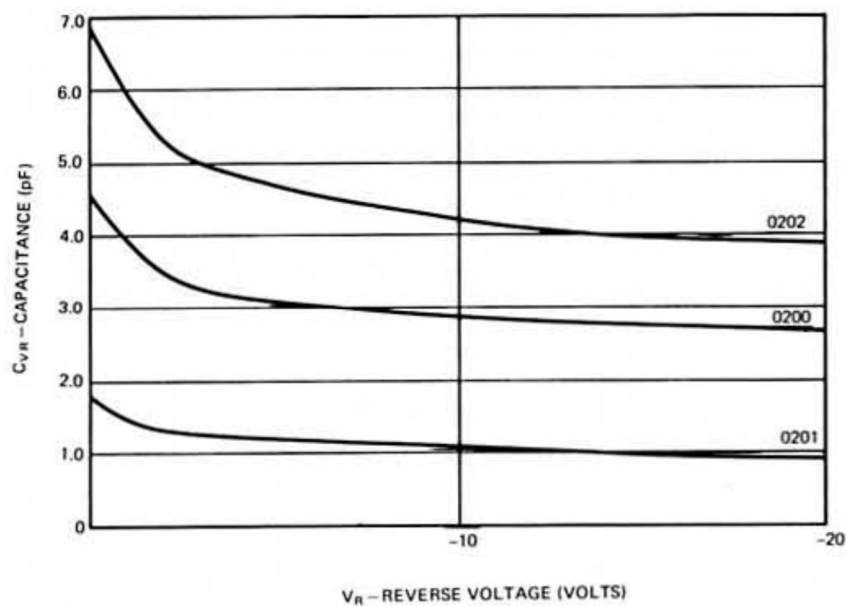


Рис. 1.12. Ємність як функція зміщення. Ілюстрація взята з роботи [29]

V_{BR} (напруга зворотного пробою) — виміряна при фіксованому зворотному струмі, зазвичай 10 мкА. V_{BR} має значення в двох випадках. По-перше вона має бути більшою ніж пікова прикладена напруга для уникнення не бажаних амплітудних обмежень. По-друге, ця напруга прив'язана до внутрішньої геометрії, отже до часу передачі діоду.

C_{VR} (ємність зворотного зміщення) — це загальна ємність діоду, яка включає обидві ємності: ємність корпусу C_p та ємність переходу C_j . Вимірювання зроблені на частоті 1 МГц в режимі малих сигналів та зі зворотно зміщеним діодом, зазвичай у 10 В. Ємність SRD доволі постійна для зворотного

зміщення, більшого за $1/10$ від V_{BR} . Вибір стандартної напруги — 10 В є найбільш зручним для більшості SRD.

R_S (послідовний опір) — це ефективний опір (нахил) діода при змінному струмі, коли він добре зміщений в прямий провідності. Він впливає на перехід опору діоду, коли він дуже зміщений для прямої провідності. Вимірювання проводиться при прикладенні невеликого 1 кГц сигналу від джерела змінного струму і вимірювання результуючого падіння напруги змінного струму через зміщений діод.

I_R (струм витоку) — це струм витоку діоду, коли зворотне зміщення становить 75% від V_{BR} . Він є мірою якості зворотних лавинних характеристик.

I_{FQ} (прямий струм при накопиченні заряду) — він є мірою прямого струму, необхідного для створення певного рівня накопиченого заряду. У стаціонарних умовах накопичений заряд $Q_S = I_F \tau$, де τ є час життя неосновних носіїв. Проте, τ , як правило, не є константою, а залежить від рівня накопиченого заряду. Оскільки при звичайній конструкції і звичайній роботі діоду, рівень накопиченого заряду представляє інтерес, отже, є більш корисним і зручним вказати струм як функцію накопиченого заряду, ніж від τ .

Q_{jc} (тепловий опір переходу) — він вимірюється з діодом, встановленим у вказаному радіаторі, спеціальною системою НР, яка вимірює пряме падіння при низькому струмі відразу після включення живлення при високому прямому струмі. Пряме падіння при низькому струмі може бути співвіднесене з температурою переходу через незалежні вимірювання в температурній установці. Тепловий опір є $\Delta T / \Delta P$, або зміна температури на ват потужності, що підводиться.

1.3. Огляд схем трансмітерів

Цей підрозділ буде значною мірою взято з [26], щоб пояснити, як працює схема. На вхід конструкції подається сигнал транзистор-транзисторної логіки

(TTL). Такий сигнал легко генерувати мікроконтролером або кварцовим генератором. Генератор складається з трьох розділів: драйвер, який зумовлює вхідний сигнал, SRD схема формування імпульсу, яка створює гаусів імпульс, і диференціатор для створення остаточного моноцикл-імпульсу. Рис. 1.13 показує блок-схему генератора разом з формами імпульсів після кожного етапу.

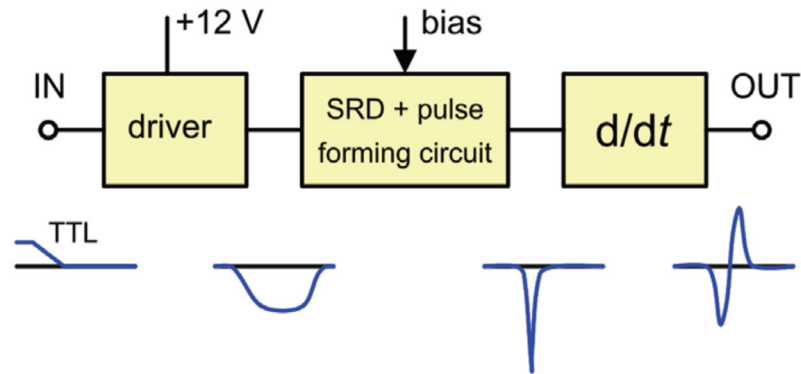


Рис. 1.13. Блок-схема генератора надширокосмугових імпульсів.

Ілюстрація взята з роботи [26]

Драйвер зумовлює TTL тригер до запуску широкого імпульсу. Схема драйвера показана на рис. 1.14. Далі стоїть інвертор, який перетворює задній фронт TTL у зростаючий фронт з відомим часом наростання. Це дозволяє використовувати будь-яке тригерне джерело. Біполярний транзистор T1 підключений як перемикач. У стійкому стані T1 закритий, після тригера, напруга бази T1 піднімається і насичує транзистор. C1 діє як конденсатор прискорення для прискорення комутації. Ширина вихідного імпульсу знаходиться під контролем часовою схемою R2, C2 і T2. Перемикання T2 затримано інтегратором (R2, C2). Коли T2 перемкнута він закорочує базу T1 для його вимкнення. Вихідний струм тоді обмежений R1. Rс управляє струмом живлення T1. Конденсатор на виході використовується для блокування постійного струму. Вихідні сигнали показані на рис. 1.15.

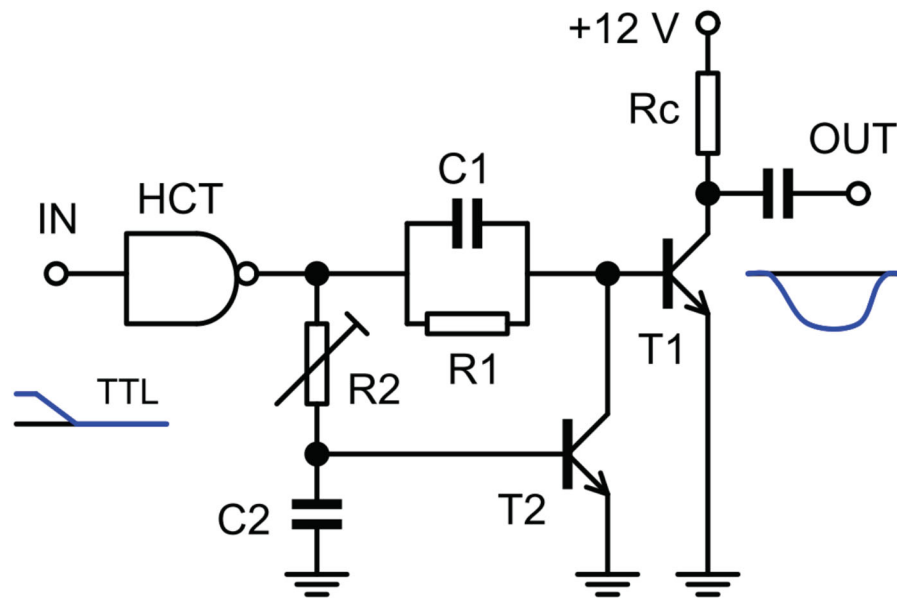


Рис. 1.14. Схема драйвера. Ілюстрація взята з роботи [26]

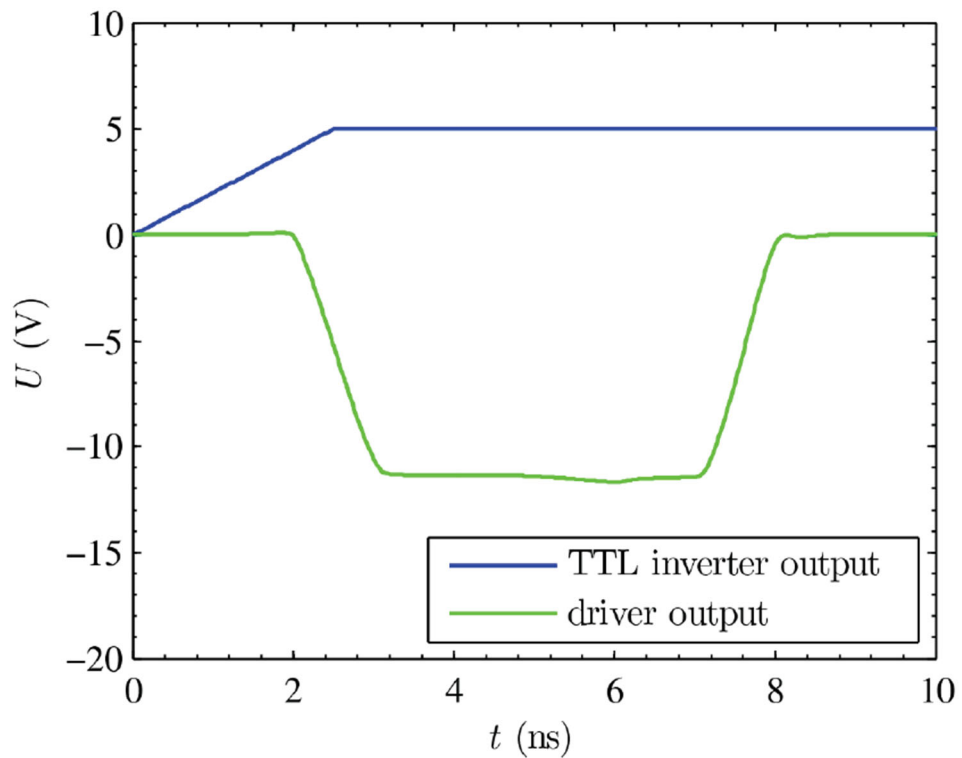


Рис. 1.15. Сигнали драйвера. Ілюстрація взята з роботи [26]

SRD і схема формування імпульсів показані на рис. 1.16. У цій структурі SRD підключається паралельно з лінією затримки і виступає як загострювач

заднього фронту. У стаціонарному стані SRD діод є вперед зміщеним і діє як коротке замикання на землю, в той час як діод Шотткі (SD) зміщується у зворотному напрямку і знаходиться в стані високого імпедансу. Запускаючий сигнал проходить через конденсатор зв'язку і лінію затримки до SRD.

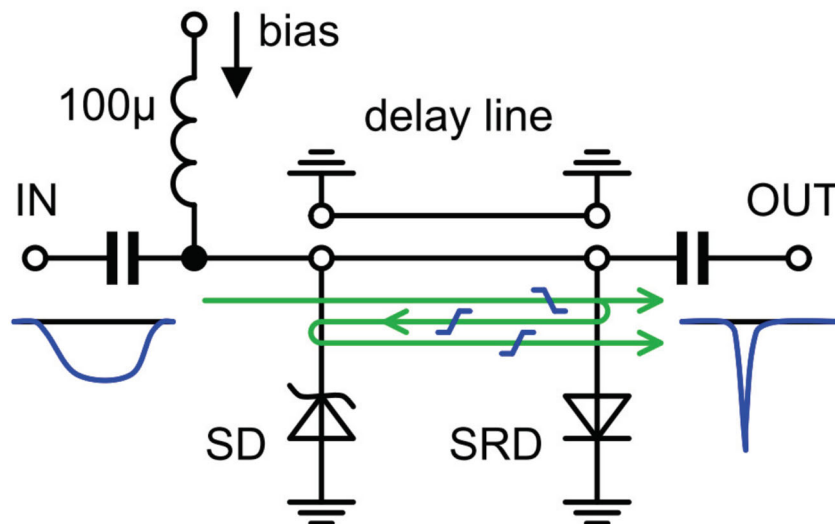


Рис. 1.16. Принципова схема для SRD і схеми формування імпульсів.

Ілюстрація взята з роботи [26]

Після різкого закривання SRD, хвиля поширюється в обох напрямках від SRD. Одна частина поширюється до виходу, а друга – вздовж лінії затримки назад, на вхід. SD був зміщений у зворотному напрямку і не впливав на початок імпульсу, але тепер діод є прямо зміщений і коротко замикає лінію затримки на землю. SD відбиває різкий фронт назад до виходу. Імпульс Гауса потім формується шляхом поєднання ступеневого сигналу від SRD і сигналу, відбитого від SD. Тому ширина гаусового імпульсу прямо пропорційна довжині лінії затримки. Той факт, що SRD знаходиться після SD в цій схемі дозволяє отримати дуже низькі рівні дзвону на виході.

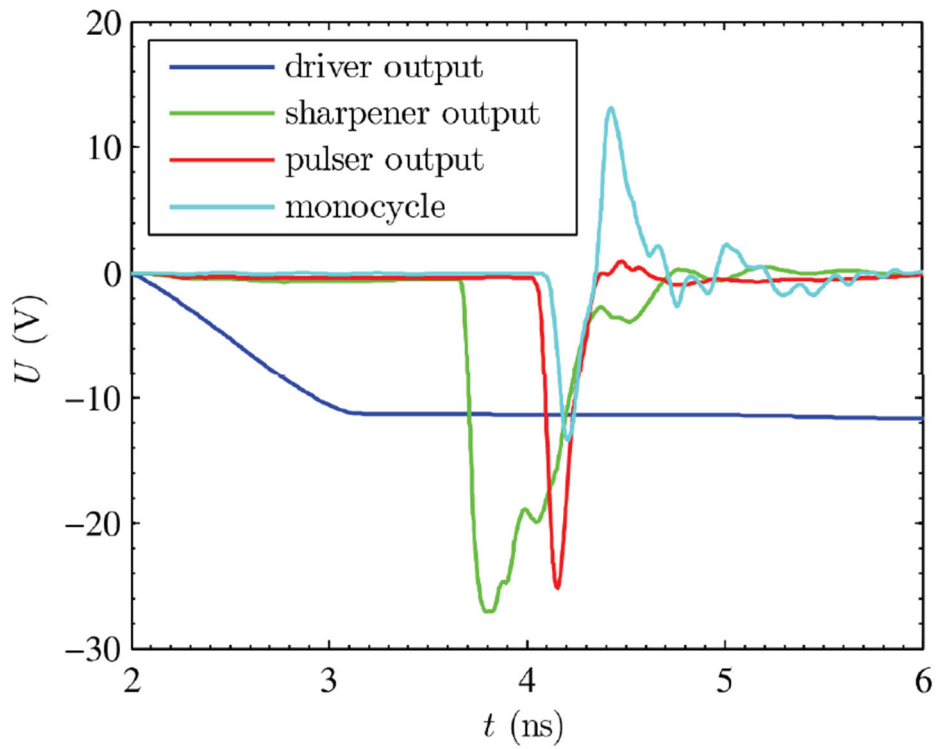


Рис. 1.17. Імітація сигналів різних блоків. Ілюстрація взята з роботи [26]

Імпульс Гауса тепер має бути диференційований в імпульс-моноцикл. Це легко зробити шляхом використання RC диференціатора, який може бути реалізований через ємнісний шлейф, показаний на рис. 1.18.

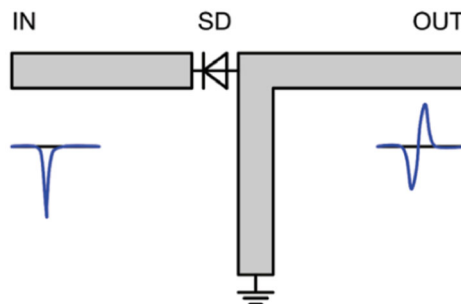


Рис. 1.18. Розподілена схема формування імпульсів.

Ілюстрація взята з роботи [26]

1.4. Варіанти підвищення вихідної потужності

Підсилювач може бути включений перед SRD pulse forming circuit, після неї (тобто перед Monopulse forming circuit) або після Monopulse forming circuit, тобто перед входом антени (точки підключення підсилювача показані вертикальними лініями на рис. 1.19 з помітками 1, 2, 3). Можна вказати основні вимоги до підсилювача. В усіх точках підсилювач має бути лінійним, у точці 3 – може бути двотактним, нелінійним. Потужність, яку необхідно розвинути одним транзистором-підсилювачем у двотактному підсилювачі, майже вдвічі менша, ніж в одноктактному; це є перевагою двотактного підсилювача. Але в двотактному підсилювачі необхідно мати синхронізацію тактів. Визначимо переваги і недоліки кожного місця включення підсилювача.

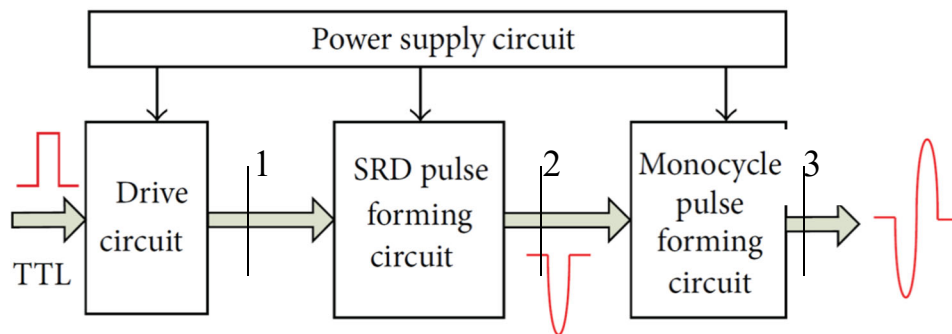


Рис. 1.19. Типова блок-схема субнаносекундного трансмітера.

Ілюстрація взята з роботи [26]

У точці 1 підсилювач має підсилити послідовність імпульсів з періодом повторення 100 нс і більше тривалістю в одиниці-десятки наносекунд. Такий підсилювач не вимагає надвисокочастотних елементів, зокрема, транзисторів. Тут основне навантаження припадає на SRD схему формування імпульсів, вона має працювати при більшій амплітуді імпульсів.

У точці 2 підсилювач має підсилити послідовність імпульсів тривалістю в 100–200 пс. Послідовність синусоїдальних імпульсів наведена на рис. 1.20.

Приблизно такої форми послідовність імпульсів надходить на Monocycle pulse forming circuit.

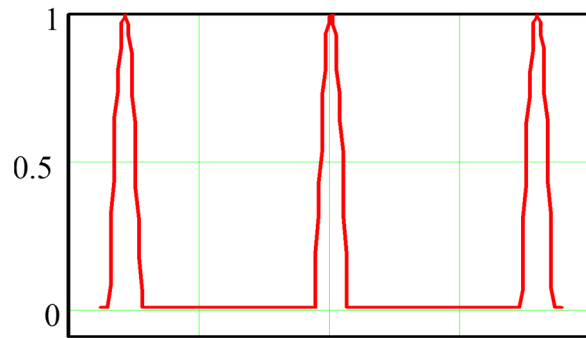


Рис. 1.20. Форма послідовності імпульсів

Спектр цієї послідовності

$$a(\alpha, n) = \frac{\alpha}{2} \cdot [\operatorname{sinc}(\frac{\pi}{2}(1 - n \cdot \alpha)) + \operatorname{sinc}(\frac{\pi}{2}(1 + n \cdot \alpha))] \quad (1.13)$$

показано на рис. 1.21 червоною лінією. Відношення тривалості імпульсу до періоду повторення $\alpha = 1,5 \cdot 10^{-3}$. Спектр має постійну складову і значні величини спектральних складових на низьких частотах (рис. 1.21). Це незрівнянно важча задача, чим підсилення в точці 1. Як і в попередньому варіанті, встановлення підсилювача у точці 2 накладає додаткові умови на схему формування моноцикла-імпульсу, діоди мають працювати при більших напругах.

Спектр послідовності імпульсів такої ж самої форми як на рис. 1.20, але різної полярності

$$b(\alpha, n) = \frac{\alpha}{2} \cdot [\operatorname{sinc}(\pi(1 - n \cdot \alpha)) - \operatorname{sinc}(\pi(1 + n \cdot \alpha))] \quad (1.14)$$

показано на рис. 1.21 синьою лінією. Така послідовність імпульсів відповідає точці 3 на рис. 1.19. Якщо прийняти, що для гарного відтворення форми імпульсу потрібно утримувати дві пелюстки, то вийде, що підсилювач послідовності імпульсів з постійною складовою має мати удвічі ширшу смугу підсилення.

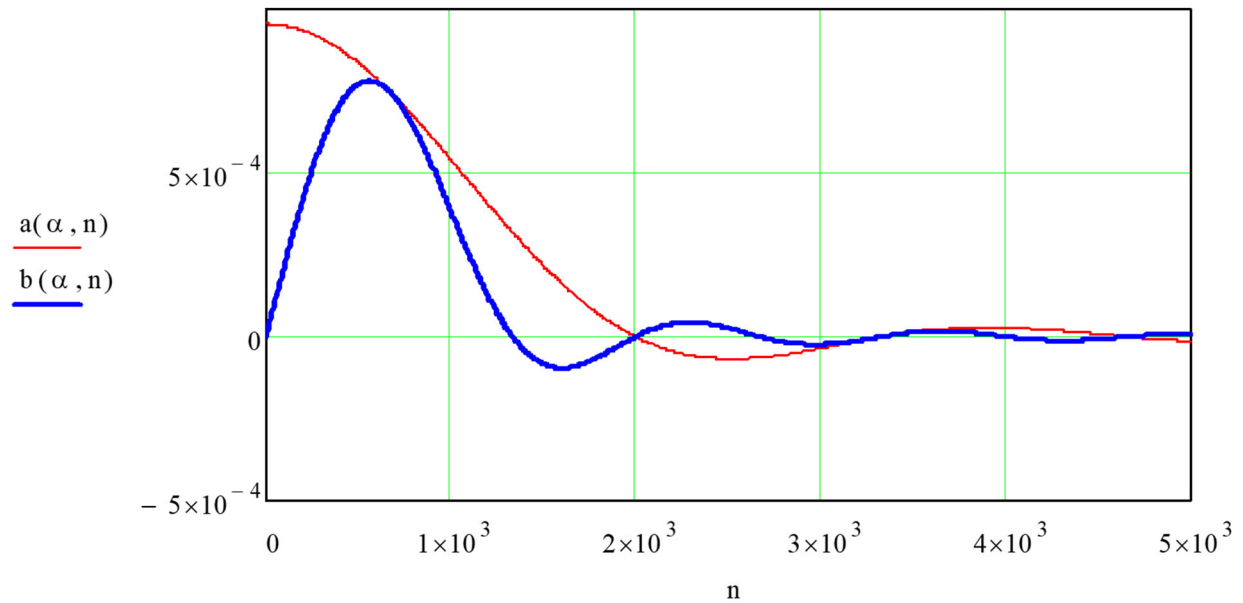


Рис. 1.21. Спектр імпульсів

З цієї точки зору точка 3 більш прийнятна, ніж точка 2.

Розділ 2. РОЗРОБКА ТА ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНЕ ДОСЛІДЖЕННЯ ХАРАКТЕРИСТИК UWB АНТЕНИ

2.1. Вступ

Наразі розроблено багато різних типів антен, що використовуються в ультраширококустових (UWB) системах різного призначення. Однією з ключових переваг UWB є здатність випромінювати без спотворень ультракороткі електромагнітні імпульси, тривалістю близько 100-200 пс. Такі ультракороткі імпульси дозволяють ефективно зондувати об'єкти у просторі та отримувати більше інформації про них. При цьому необхідними є низькі значення коефіцієнта стоячої хвилі. Краще співвідношення сигнал/шум може бути досягнуте за допомогою використання низьковтратних матеріалів.

Для забезпечення широкодіапазонних властивостей антен, відповідно до принципу електродинамічної подібності, необхідно, щоб співвідношення між розмірами антени та довжиною хвилі залишалось постійним [30-32]. Це можливо лише в структурах з необмеженими розмірами, форма яких залежить лише від кутових координат. Однак, деякі структури з обмеженими, достатньо великими розмірами, також виявляються широкодіапазонними.

До таких структур належать конічні вібратори, біконічні рупорні антени [33, 34], ребристі рупорні антени [35], логарифмічні спіральні антени, логоперіодичні антени, планарні щілинні антени (антени Вівальді) тощо. Антени Вівальді здобули значну популярність завдяки своїм численним перевагам, таким як ультраширока робоча смуга частот, високий коефіцієнт підсилення (КП), низький КСХН та простота виготовлення.

Антенна Вівальді запропонована Гібсоном у 1979 році [36]. Відомі три конструкції щілинних антен Вівальді: планарна, антиподальна та збалансована антиподальна. Запропонована Газетом у 1988 році [37] антиподальна антена має ширший діапазон частот порівняно з класичною планарною антеною. Збалансована антиподальна щілинна антена дозволяє зменшити рівень

кросполяризації завдяки топології (структурі з трьома мідними шарами) [38, 39] та значно покращити характеристики узгодження.

Дослідженню щілинних антен присвячено велику кількість робіт (наприклад [40, 41]). Вони знайшли широке використання в діапазоні частот від одного до декількох десятків ГГц [42-46]. Тип топології має свої переваги та недоліки. Наприклад, антиподальна антена має найвищий рівень кросполяризації, крім того її можна легко підключити до несиметричної лінії. Тришарова збалансована антиподальна антена має низькі рівні кросполяризаційного випромінювання та відбиття, попри складність її виготовлення.

Дослідження різних модифікацій щілинних антен у напрямку модифікації їх форм продовжуються [47]. Так у [48] запропоновано і досліджено UWB антиподальну щілинну антену з еліптичною формою смужкових провідників.

У цій роботі представлено результати чисельних та експериментальних досліджень планарної щілинної антени з модифікованою оригінальною топологією та двосторонньою металізацією.

2.2. Моделювання

2.2.1. Початкова модель антени

Початкова топологія антени була взята зі статті [48]. На відміну від [48] перероблено живлення щілинною лінією (рис. 2.1) та зроблена металізація на верхній та нижній сторонах підкладки. Таким чином топологія формується на симетричній щілинній лінії з двосторонньою металізацією, як показано на рис. 2.2.

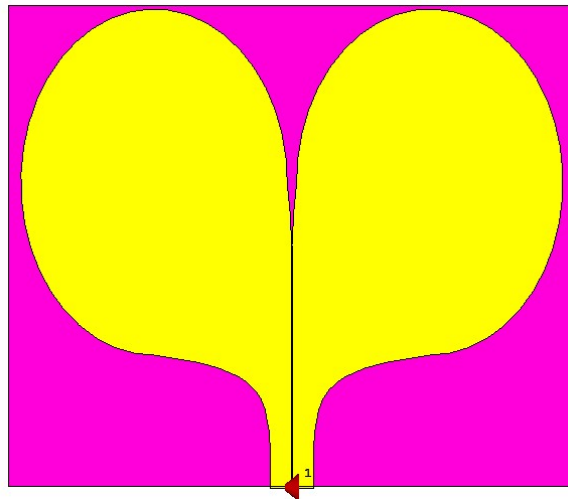


Рис. 2.1. Початкова конструкція антени

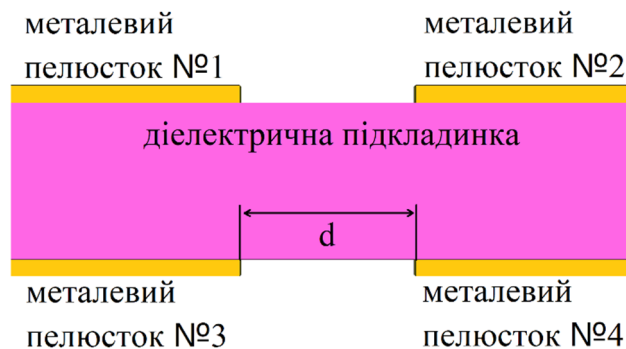


Рис. 2.2. Поперечний переріз щілинної лінії з двосторонньою металізацією

Електродинамічне моделювання антени здійснено у програмному середовищі CST Studio Suite Learning Edition [49]. Використано матеріал Rogers AD450, який має товщину 762 мкм і характеризується низькими втратами. Діелектрична проникність підкладки становить 4,5, а тангенс кута втрат складає 0,0035. Товщина металізації становить 35 мкм, а розмір підкладки – 300 мм на 280 мм. Така конструкція антени робить її симетричною у Е- і Н-площинах. Ця конфігурація має забезпечити зниження кросполяризаційного випромінювання та кросполяризаційну розв’язку порівняно з [48].

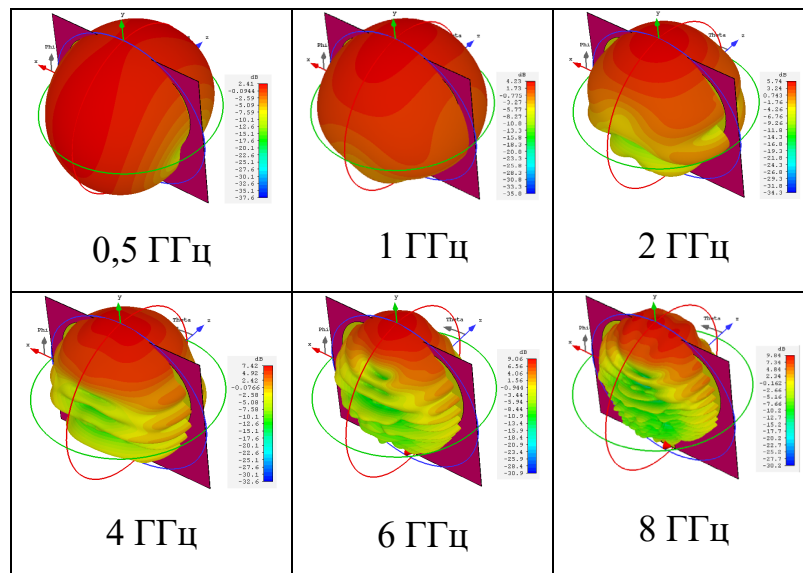


Рис. 2.3. Розраховані 3D діаграми спрямованості початкової конструкції антени

Живлення оптимізоване для хвильового опору 50 Ом шляхом вибору відповідної ширини d щілини, рівної 210 мкм. Розраховані 3D діаграми спрямованості на частотах 0,5, 1, 2, 4, 6, 8 ГГц показано на рис. 2.3.

Видно, що лише на частоті 0,5 ГГц має місце незначне відхилення максимуму випромінювання антени від осі.

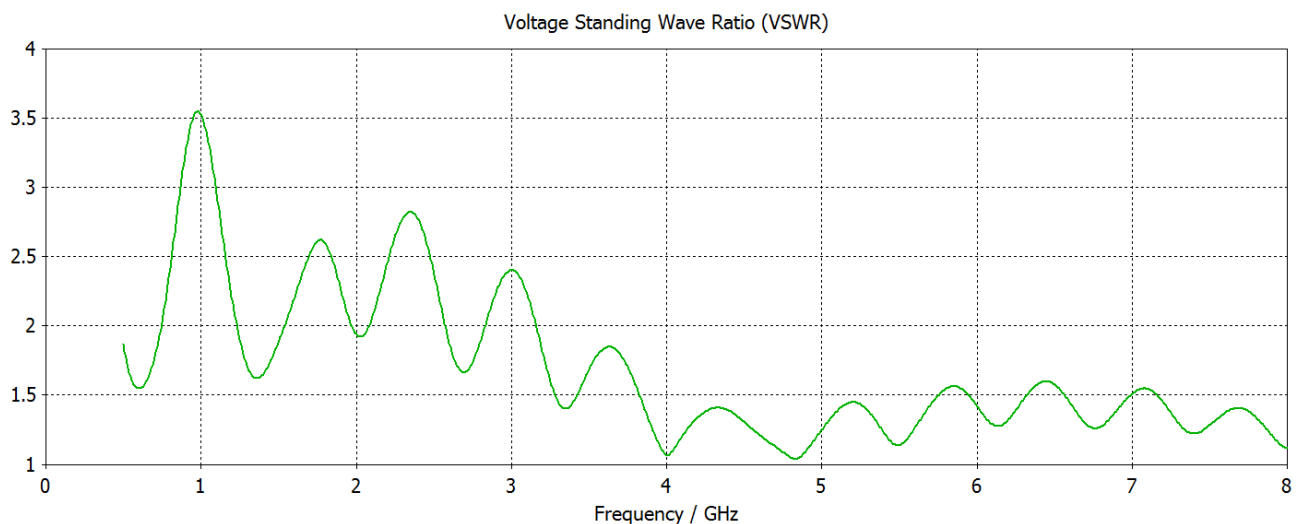


Рис. 2.4. Частотна залежність КСХН антени вихідної конструкції

Симульована частотна залежність КСХН антени у діапазоні частот 0,5–8,0 ГГц показана на рис. 2.4. Видно, що максимальне значення КСХН у цьому діапазоні частот становить 3,5.

Радіальні діаграми спрямованості розрахованої антени в декартовій системі координат на різних частотах в Е-площині і Н-площині представлені на рис. 2.5.

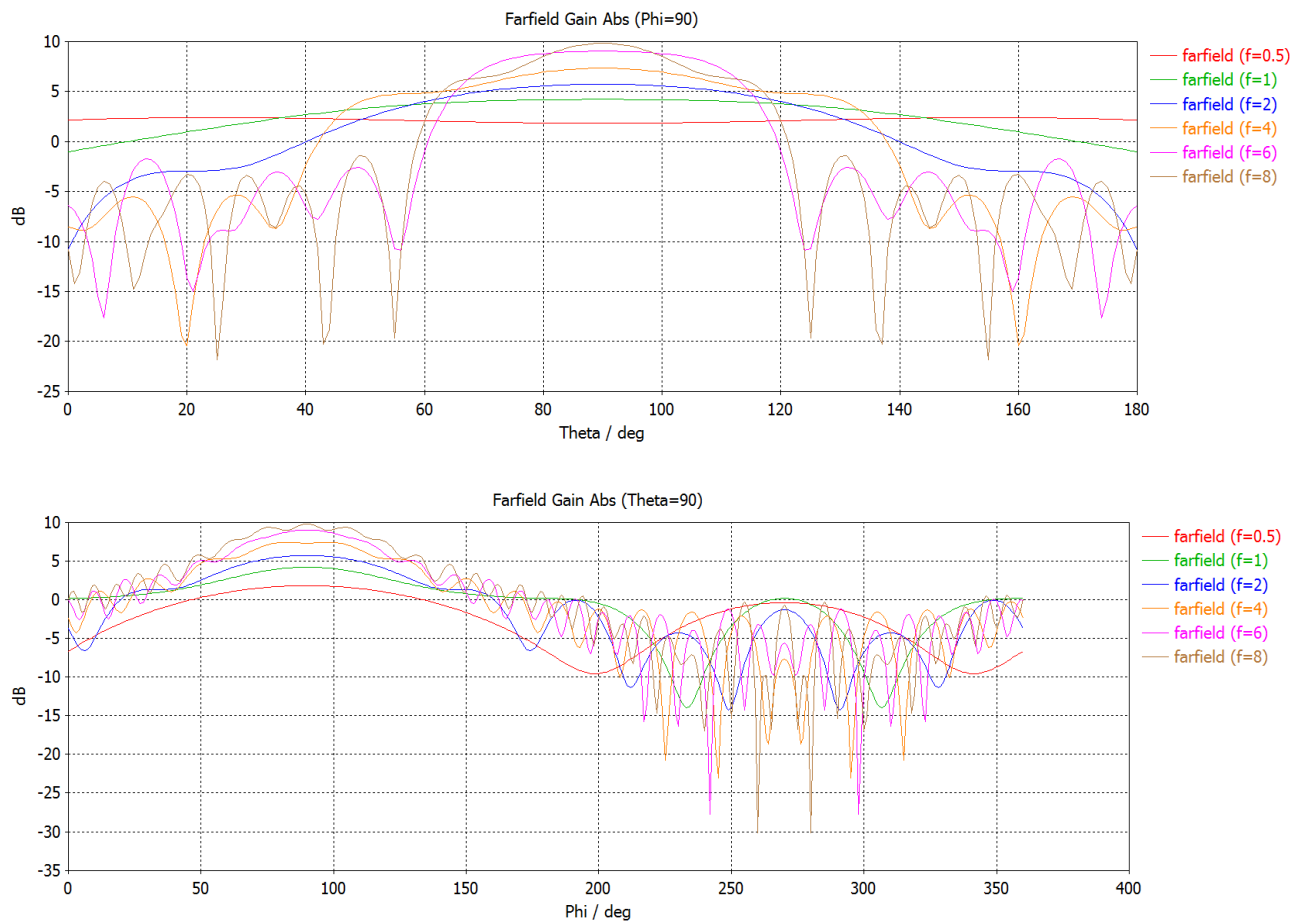


Рис. 2.5. Декартові діаграми спрямованості антени в Н-площині (вгорі) і Е-площині (внизу) на різних частотах.

2.2.2. Додавання еліптичних вирізів

Для покращення узгодження введено еліптичні вирізи в кожен із 4-х металевих пелюсток антени (рис. 2.6). Більша вісь еліпса перевищує меншу в 1,3 рази. У розрахунках менші осі еліпсів змінювались від 40 до 80 мм.

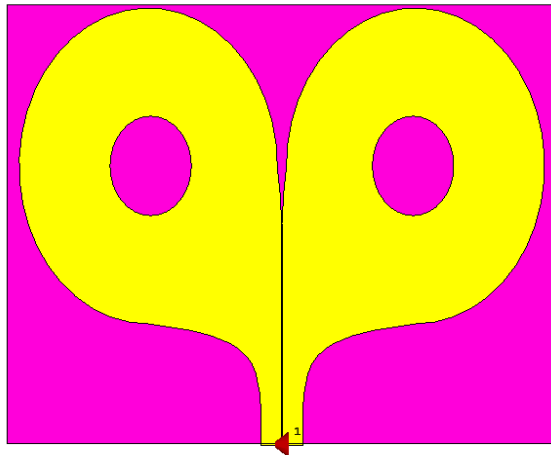


Рис. 2.6. Дизайн антени з еліптичними вирізами

Результати розрахунків КСХН антени з різними довжинами еліптичних вирізів наведено на рис. 2.7. Видно, що еліптичні вирізи покращують узгодження лише на низьких частотах. Так, зменшення розміру вирізу від 80 мм до 40 мм меншої осі призводить до покращення КСХН з 3,0 до 2,5. Вище 1,2 ГГц значення КСХН менше за 2,0, а вище 4 ГГц значення КСХН не перевищують 1,5.

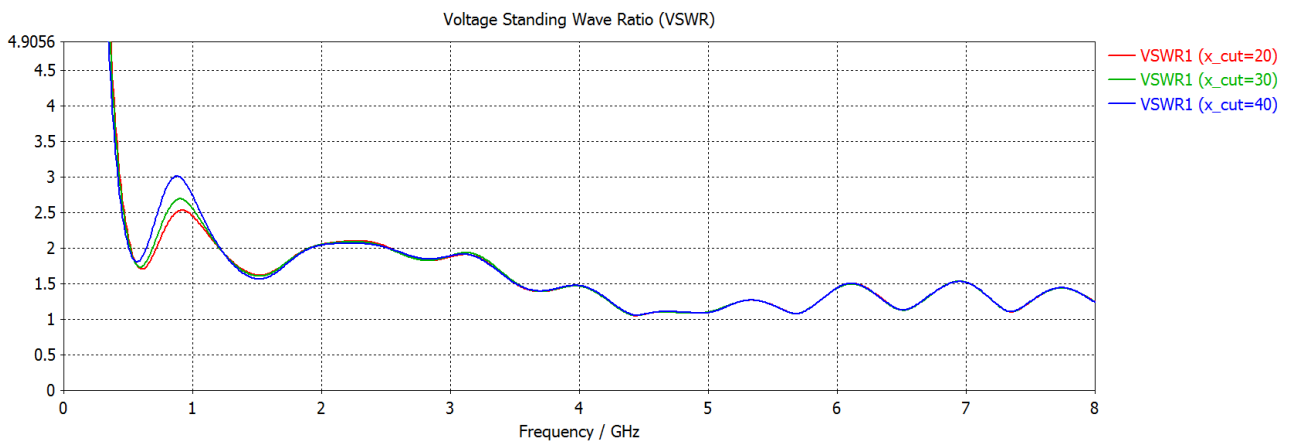


Рис. 2.7. Частотна залежність КСХН антени з різними розмірами вирізів

Діаграми спрямованості антени з еліптичними вирізами в металевих петлюнках розміром малої осі еліпса 40 мм представлено на рис. 2.8, і вони мало змінюються із введенням вирізів.

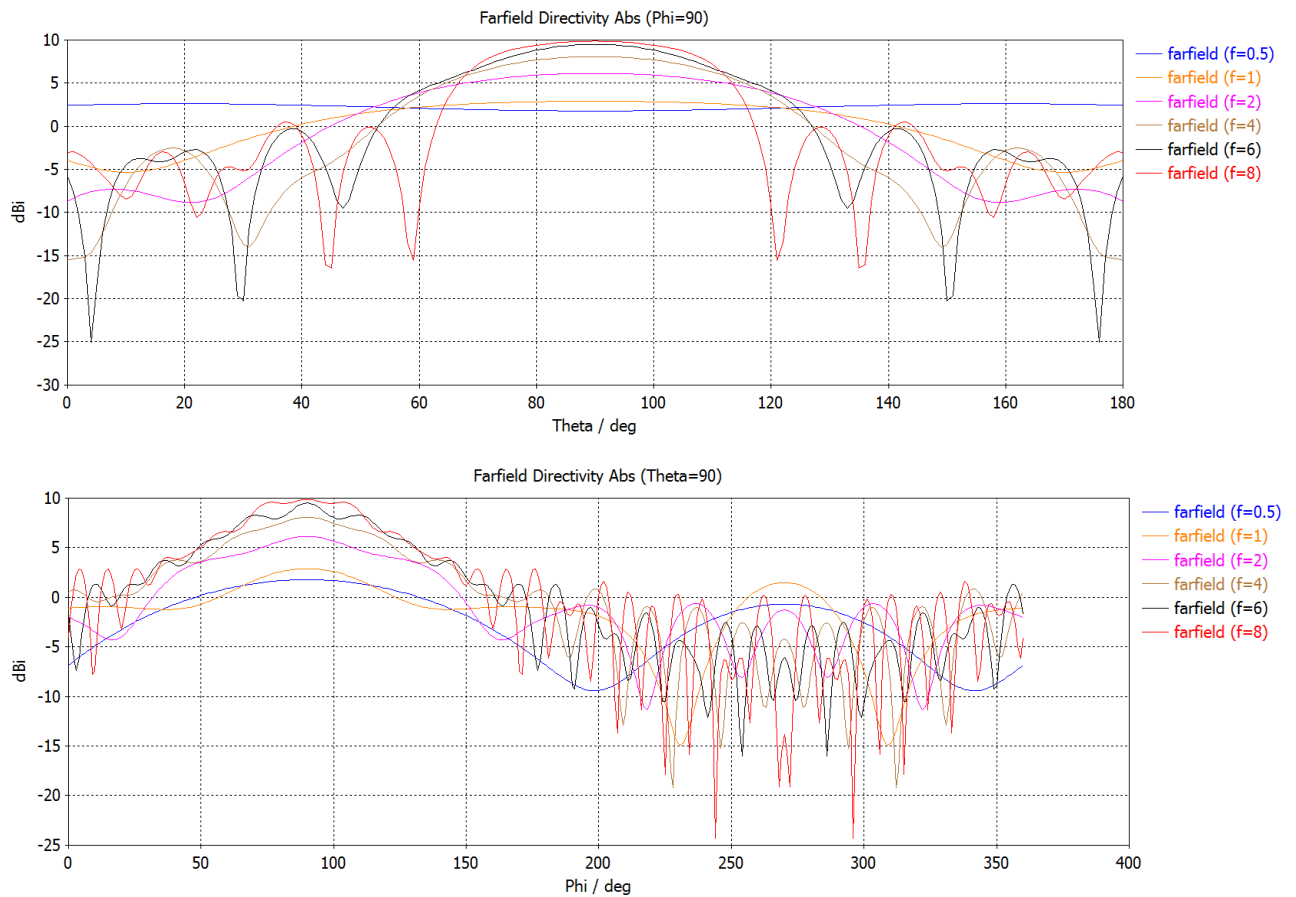


Рис. 2.8. Декартові діаграми спрямованості антени в Н-площині (вгорі) і Е-площині (знизу) на різних частотах.

2.2.3. Додавання розриву в кільця антени

Наступною модифікацією дизайну антени було введення розриву у кільця, утворені еліптичними прорізами (рис. 2.9). Така конструкція аналогічна двом розщепленим кільцевим резонаторам, що збуджуються за допомогою щілинної лінії.

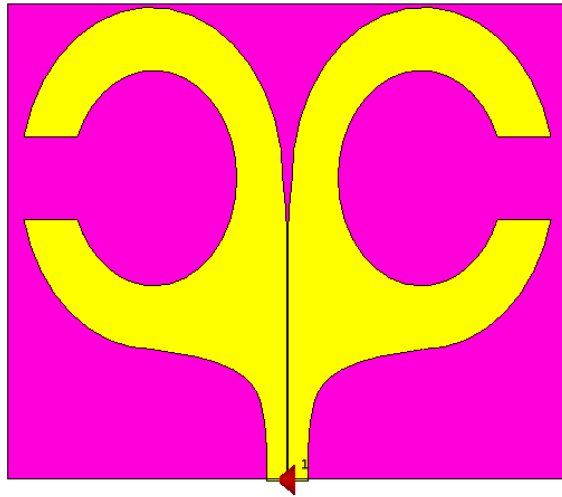


Рис. 2.9. Конструкція антени з еліптичними вирізами і введеними розрізами.

КСХН характеристика антени з різними розмірами зазорів приведена на рис. 2.10. КСХН на 1 ГГц зменшується для більш вузьких проміжків зазорів. Параметр dx_cut визначається як половина ширини зазору.

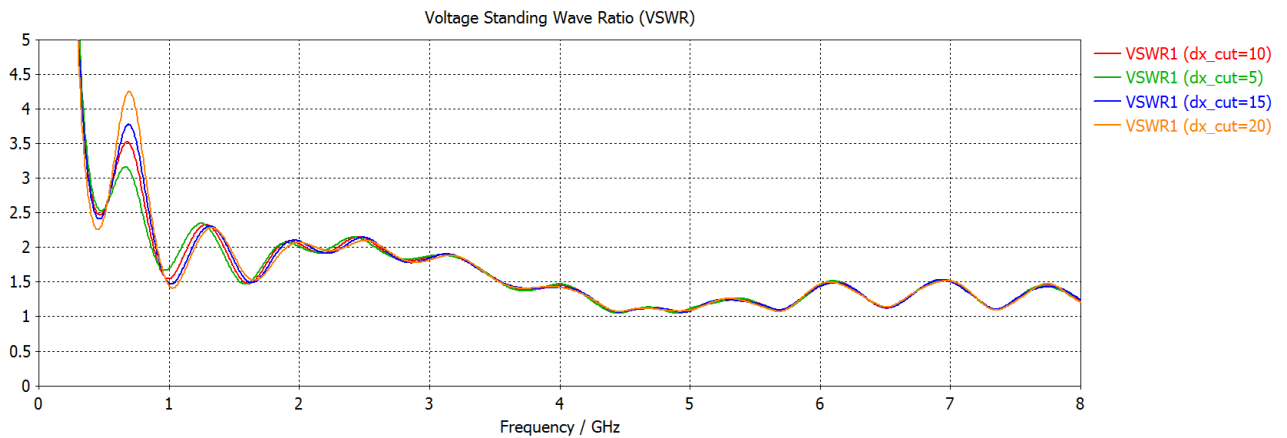


Рис. 2.10. КСХН антени в залежності від розміру зазору.

На рис. 2.11 наведена діаграма випромінювання на 0,5 ГГц в залежності від розміру зазору.

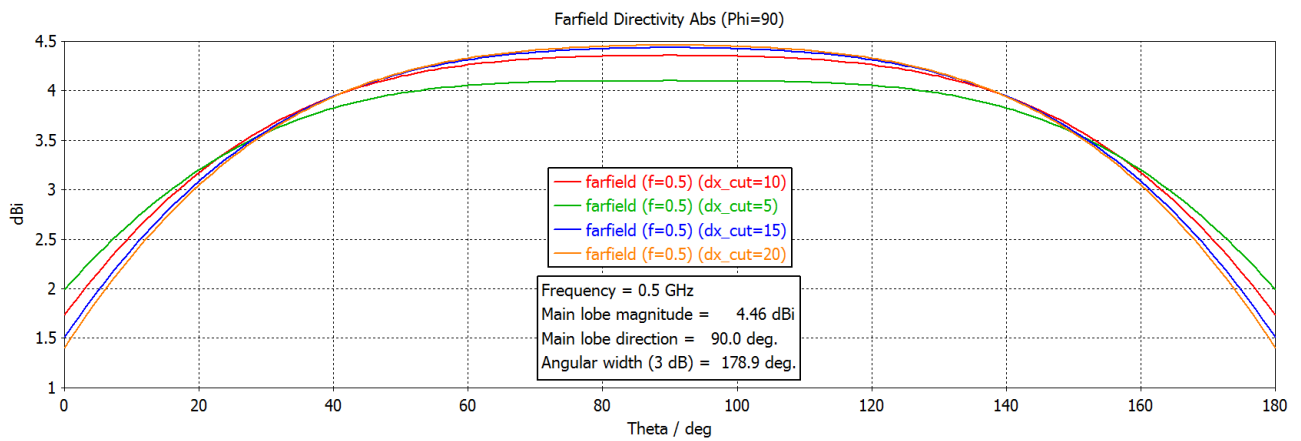


Рис. 2.11. Декартові діаграми спрямованості для різних значень dx_cut , який визначається як половина ширини зазору.

З наведених вище графіків випливає, що менші зазори забезпечують кращий КСХН, але виграш на 0,5 ГГц малий. Незважаючи на широку направленість випромінювання на рівні 0,5 ГГц, коефіцієнт підсилення на частоті 1 ГГц знижується по відношенню до попередньої конструкції. На рис. 2.11 також показано, що найкраща діаграма спрямованості має місце при ширині зазору 20 мм.

Для подальшого поліпшення характеристик антени змінювалося кутове положення щілини. На графіках нижче зазор змінюється з кутом повороту від 90° до -30° (в той час як 0° – це положення, коли щілина знаходиться у верхній частині кільця).

Рис. 2.12 показує, що розрив при кутах 60° і 90° демонструє кращий КСХН. 90° позиція показує кращий результат на 0,5 ГГц, в той час як на 1 ГГц коефіцієнт підсилення знижується приблизно на 1 дБ відносно інших позицій розриву. Кут розриву в 60° має менше підсилення приблизно на 1 дБ і гірший КСХН, ніж в 90° , але більше підсилення на частоті 1 ГГц.

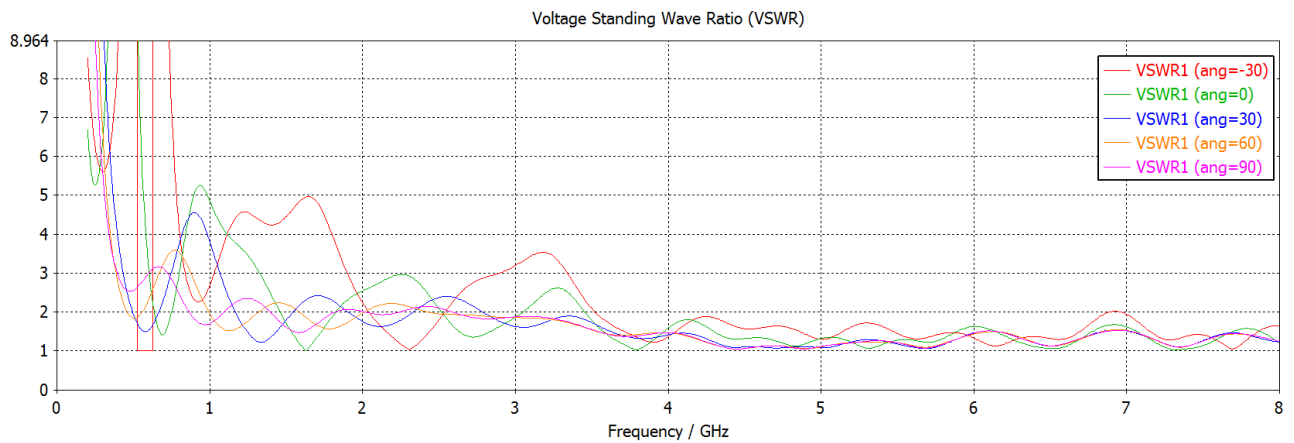


Рис. 2.12. Зміна КСХН при різних положеннях щілини.

Для експериментальної перевірки результатів електродинамічного моделювання обрано дешевий матеріал FR-4, який має характеристики, аналогічні матеріалу Rogers за винятком більш високих втрат. На цьому матеріалі було виготовлено антену з дизайном, зображеним на Рис 2.13.

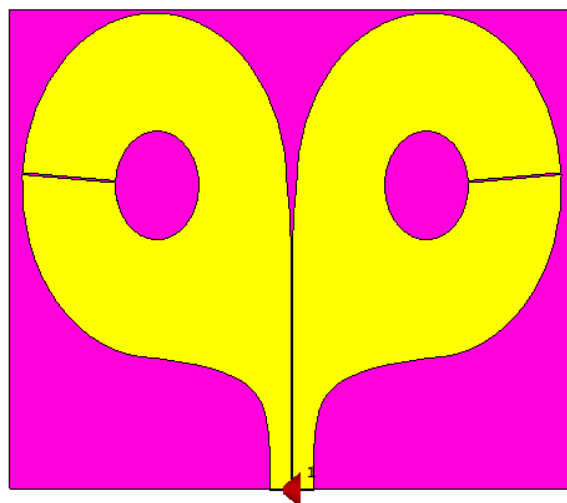


Рис. 2.13. Запропонований дизайн антени

2.2.4. Додавання моделі балуна

Для полегшення виготовлення вхідного порту антени збільшимо ширину щілинної лінії, оптимізовану на 100 Ом. Для узгодження щілинної лінії з хвильовим опором 100 Ом антени із коаксіальним роз'ємом 50 Ом було зроблено

балун довжиною 280 мм (Рис 1.14). Для виготовлення балуна була використана підкладка Rogers AD450.



Рис. 2.14. Дві сторони балуна. Загальна довжина 280 мм; порт 50 Ом - ліворуч, порт 100 Ом - праворуч.

Балун має максимальне значення КСХН 1,25 у нижній частині робочого діапазону частот, а типові значення не перевищує 1,05 у середній і верхній частотах робочого діапазону. Втрати в діапазоні частот складають 0,4 дБ на частоті 0,5 ГГц і збільшуються до 1,7 дБ на частоті 8 ГГц.

Результати електродинамічного моделювання характеристик останнього варіанту антени (модифікована антена) разом з балуном наведено на рис. 2.15.

Рис. 2.15 демонструє КСХН у діапазоні частот від 0,5 до 8,0 ГГц.

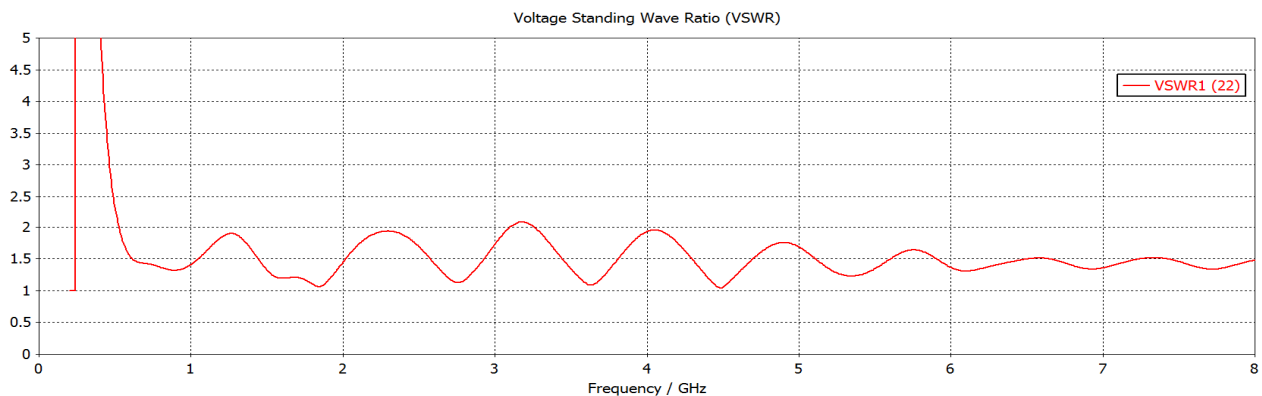


Рис. 2.15. Частотна залежність КСХН модифікованої антени

Видно, що досягнуто значення КСХН менше 2,0 у всьому робочому діапазоні частот. На рис. 2.16 наведено графік діаграми спрямованості на основній та кросполяризації на трьох частотах (1, 3 та 5 ГГц) для цієї топології антени. Значення кросполяризації взяті максимальні, і воно знаходиться під кутом 45 градусів до площини антени.

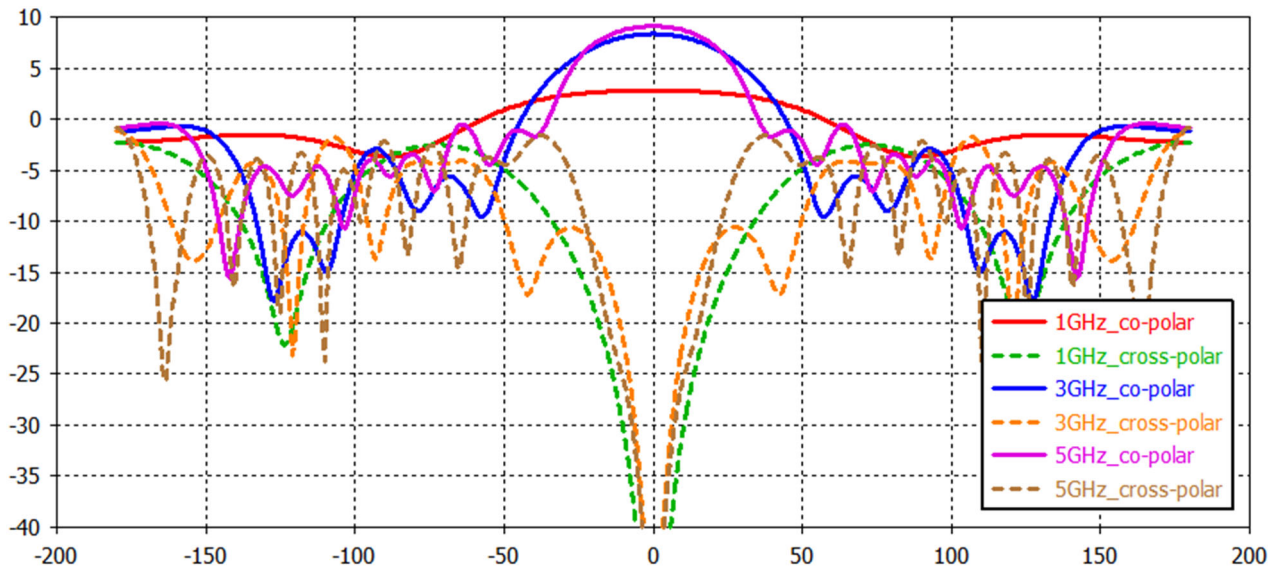


Рис. 2.16. Діаграма спрямованості на основній та кросполяризації модифікованої антени Вівальді

Для порівняння характеристик випромінювання запропонованої конструкції з двосторонньою металізацією з класичною конструкцією антени Вівальді прибрано пелюстки з одної сторони підкладки, тобто пелюстки 3 та 4 (рис. 2.2) видалені. Результати наведені на рис. 2.17.

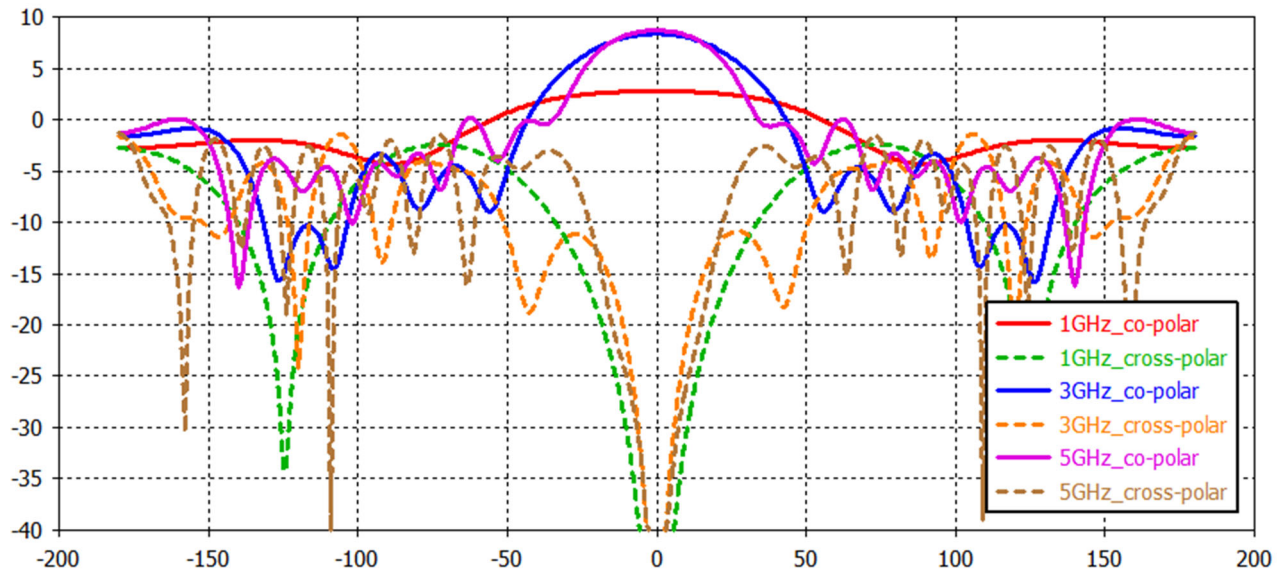


Рис. 2.17. Діаграма спрямованості на основній та кросполяризації класичної антени Вівальді

Щоб зробити антиподальну топологію антени, з початкової моделі було прибрано 2 та 3 пелюстку (рис. 2.2). Діаграма спрямованості на основній та кросполяризації для антиподальної топології антени Вівальді показано на рис. 2.18.

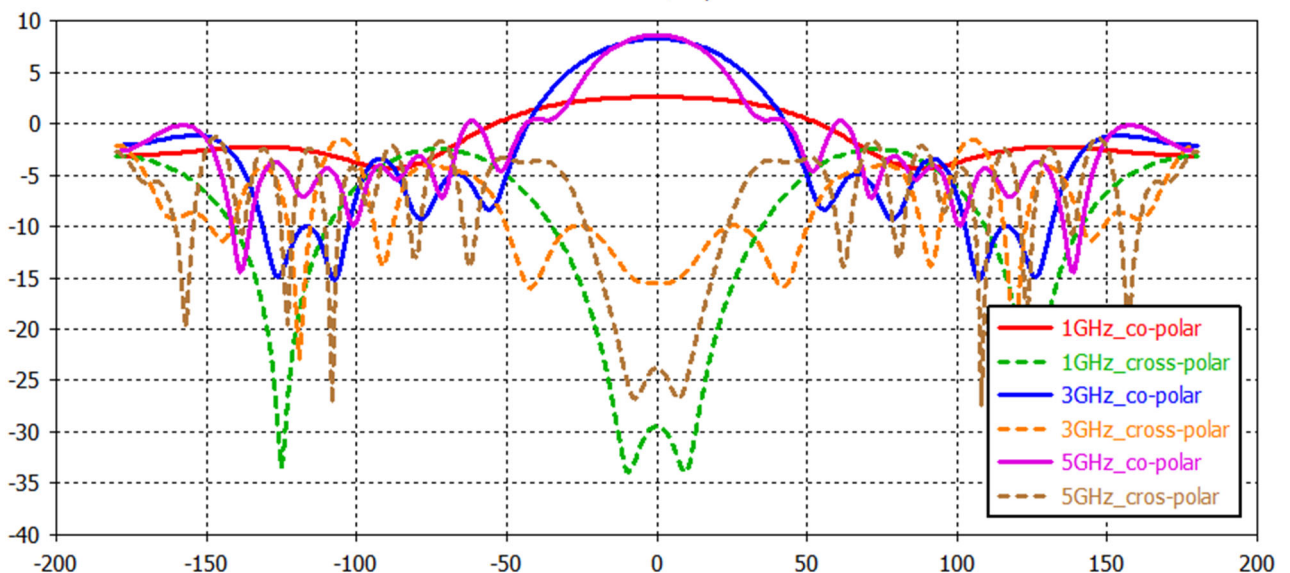


Рис. 2.18. Діаграма спрямованості на основній та кросполяризації антиподальної антени Вівальді

Частотні залежності КСХН усіх трьох топологій показано на рис. 2.19.

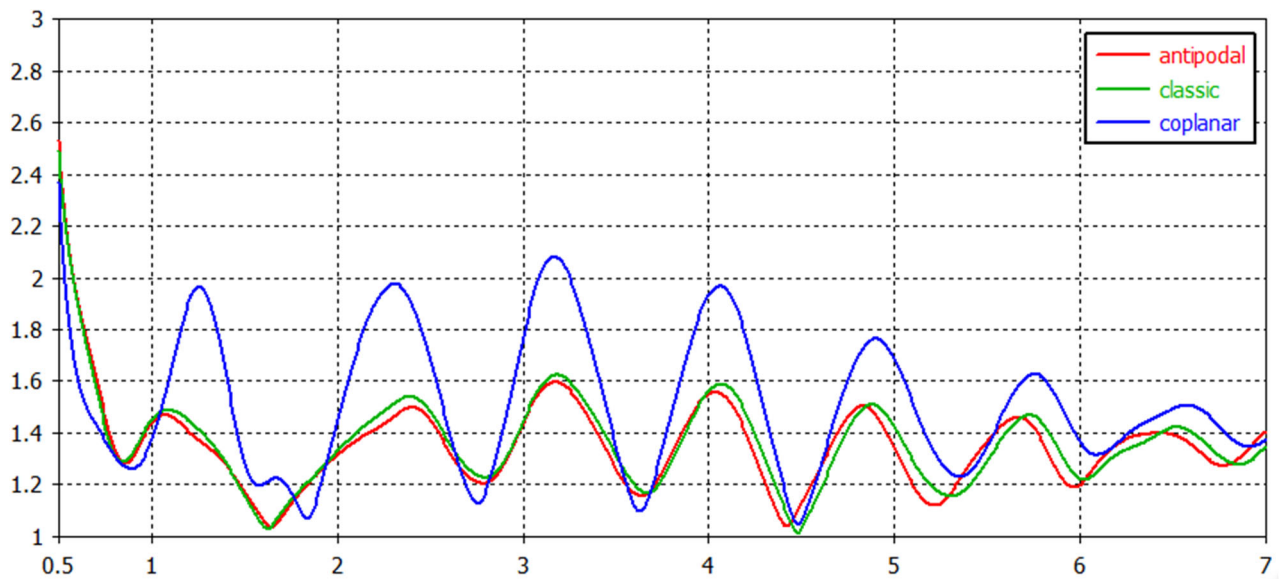


Рис. 2.19. КСХН трьох топологій антен Вівальді

2.2.5. Розподіл поля

На рис. 2.20 зображено розподіл поля в різних топологіях антени на частоті 3 ГГц. Видно, що через схожу геометрію та конструкцію антен у таких антенах поле майже однаково розподіляється уздовж розширюваної щілинної лінії, яка є областю випромінювання. Це означає, що енергія випромінюється в одному напрямку з однаковою інтенсивністю. Результатом такого розподілу є формування діаграми спрямованості з однаковою потужністю у напрямку головної пелюстки.

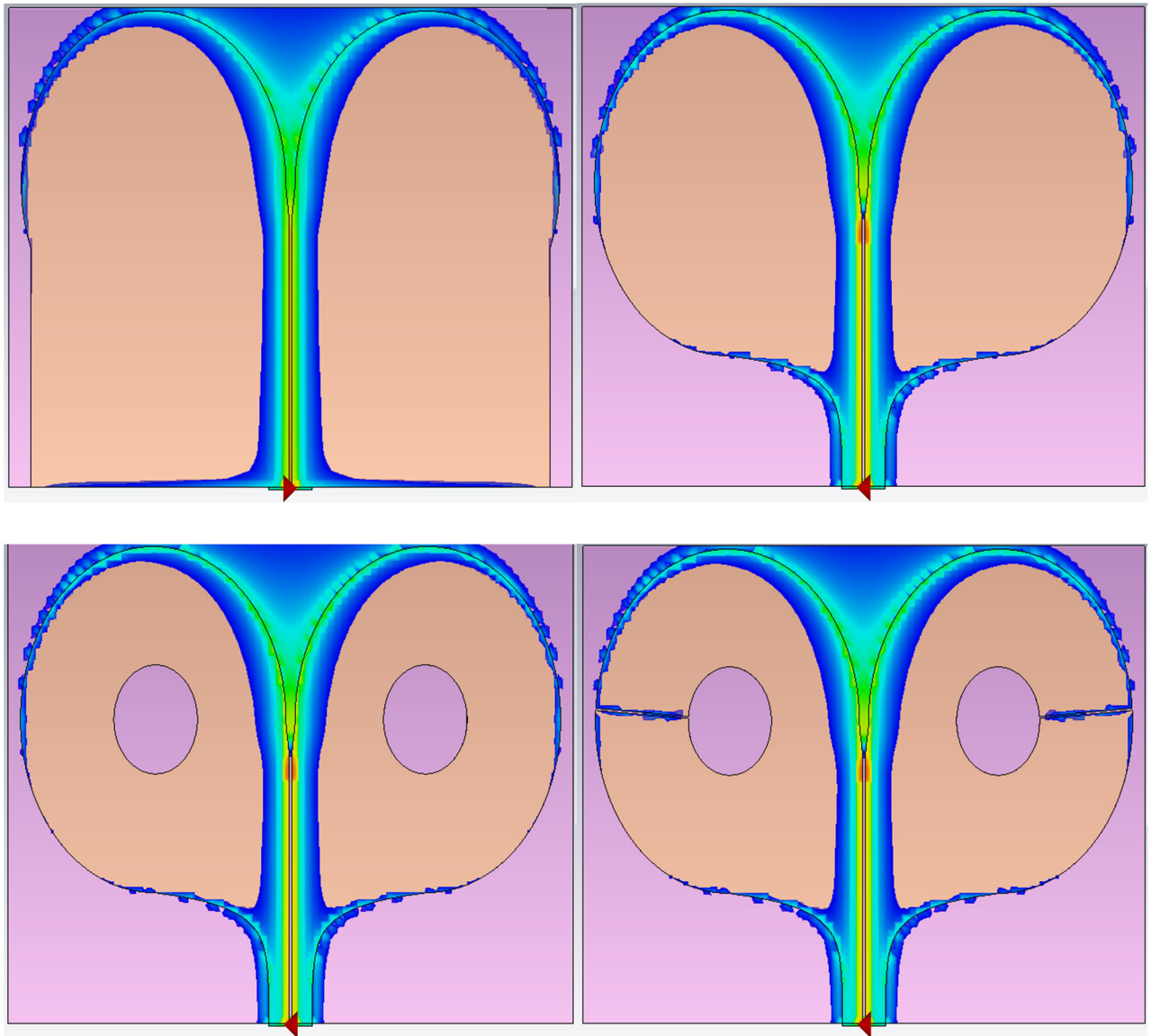


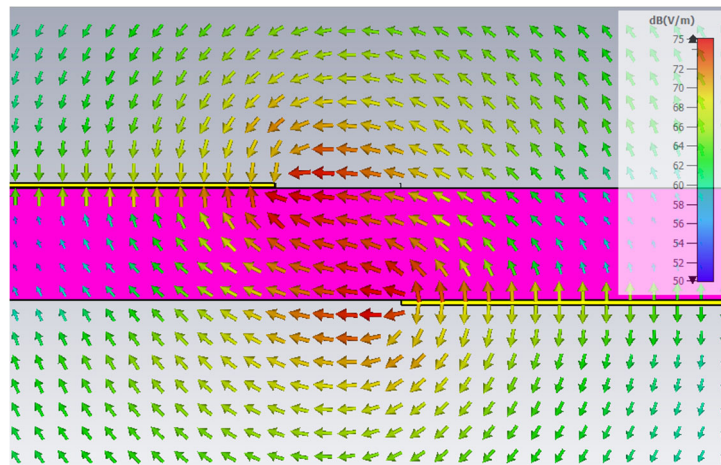
Рис. 2.20. Розподіл поля в антенах

Але розподіл поля між елементами антени в поперечному перерізі може варіюватись залежно від їхньої конфігурації та розташування (рис. 2.21). Як показано на рис. 2.21а, в антиподальній топології, електричне поле існує між двома діагонально зорієнтованими елементами. Поле має компоненту перпендикулярну основній поляризації антени, наслідком чого є збільшення кросполяризаційного випромінювання і зменшення кросполяризаційної розв'язки. Значення кросполяризаційної компоненти поля певною мірою залежить від товщини підкладки, чим вона товща – тим більша

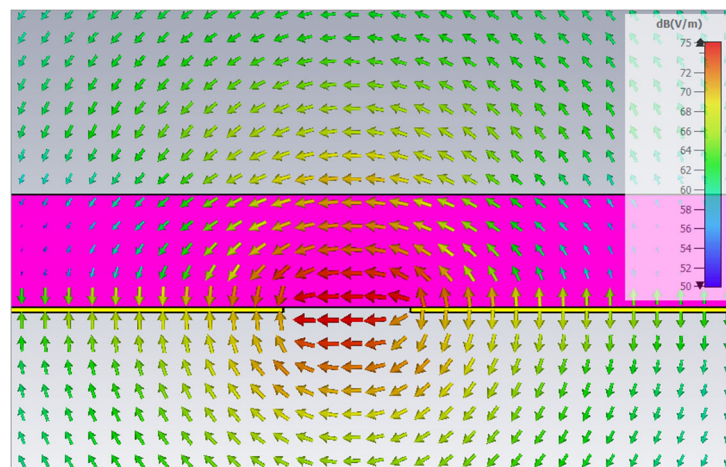
кросполяризаційна складова поля. Така топологія має найгіршу з трьох варіантів кросполяризаційну розв'язку.

У класичній топології поле зконцентроване в планарній щілинній лінії. Трохи більша його частина знаходиться в діелектрику, ніж у повітрі (рис. 2.21б). Така топологія забезпечує кращу кросполяризаційну розв'язку, її діаграма спрямованості може бути трохи відхилена в сторону в Н-площині.

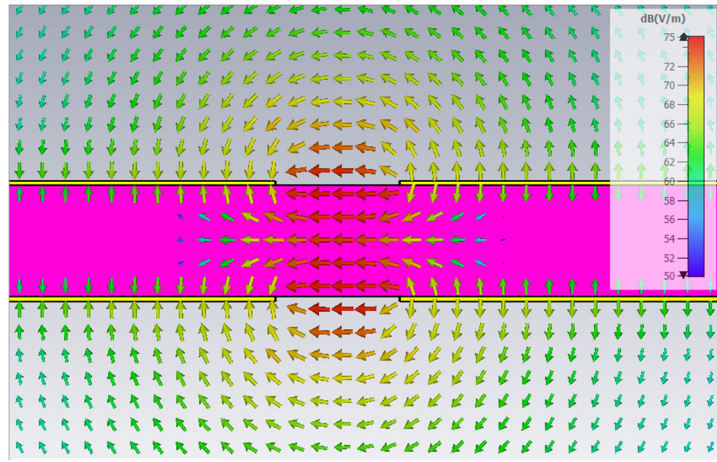
У запропонованій топології антени із двосторонньою металізацією відсутні недоліки попередніх топологій. Вона має повністю симетричне поле в Е- та Н-площинах та позбавлена кросполяризаційної компоненти електричного поля в зазорі щілинної лінії (рис. 2.21в).



(a)



(б)

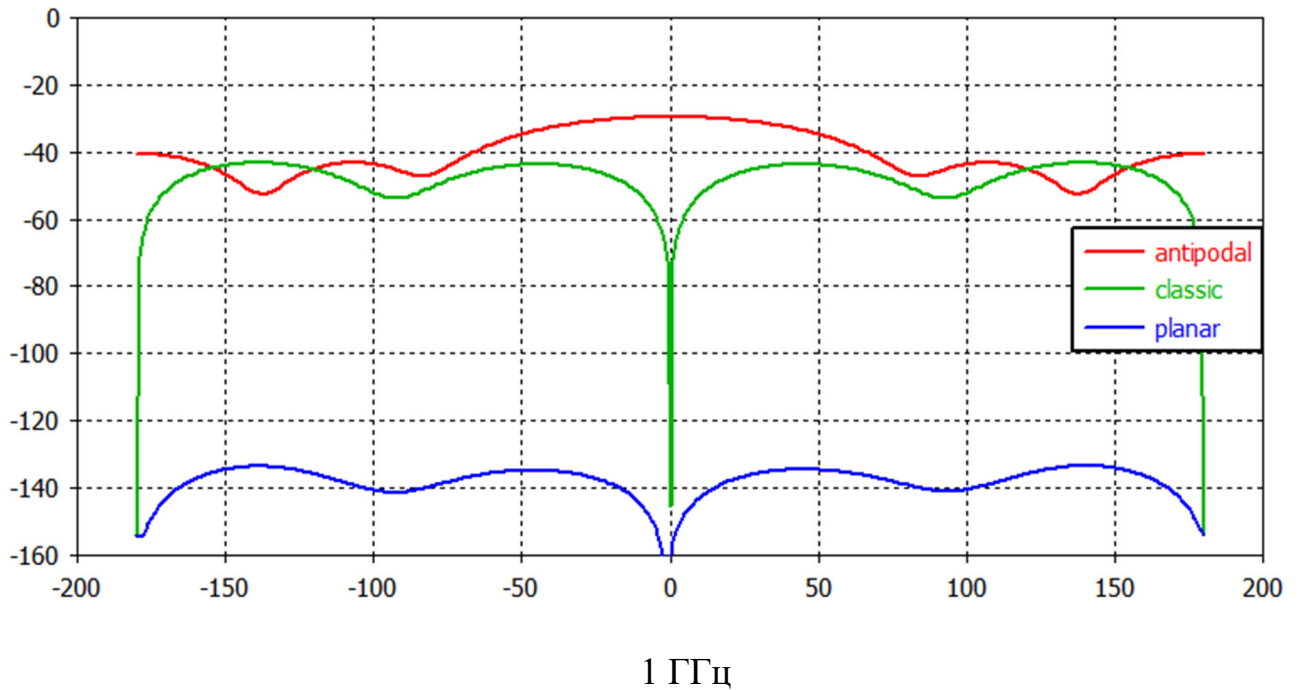


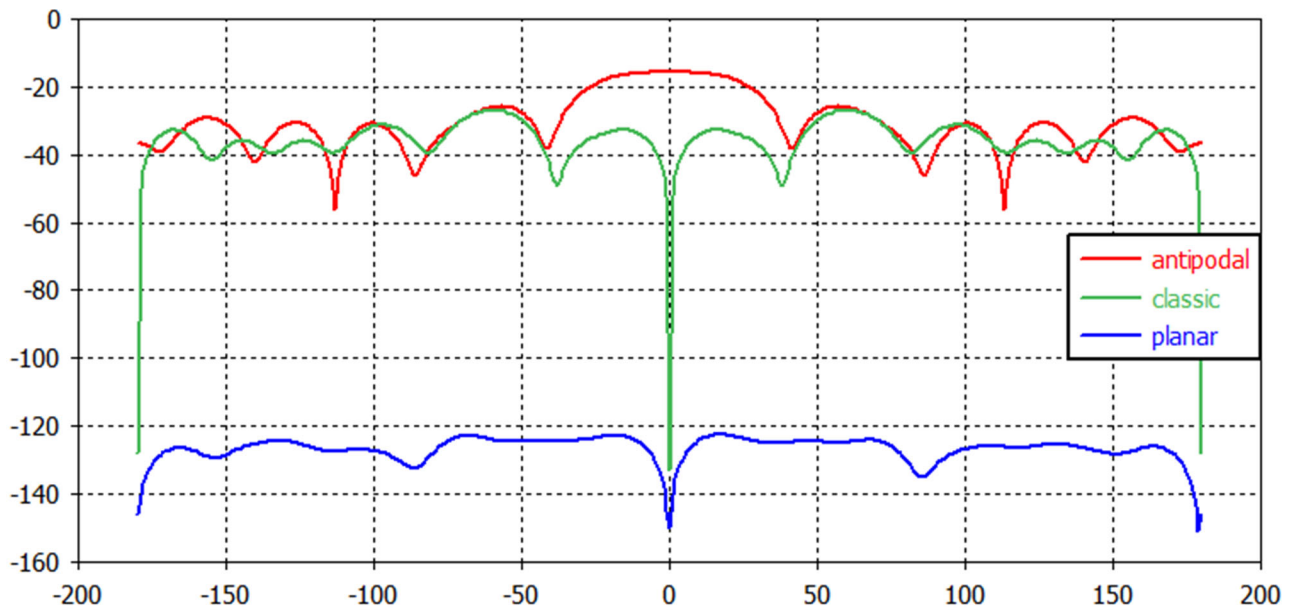
(в)

Рис. 2.21. Розподіл електричного поля між елементами антени з антиподальною топологією (а), класичною топологією (б) та модифікованою топологією з двосторонньою металізацією (в)

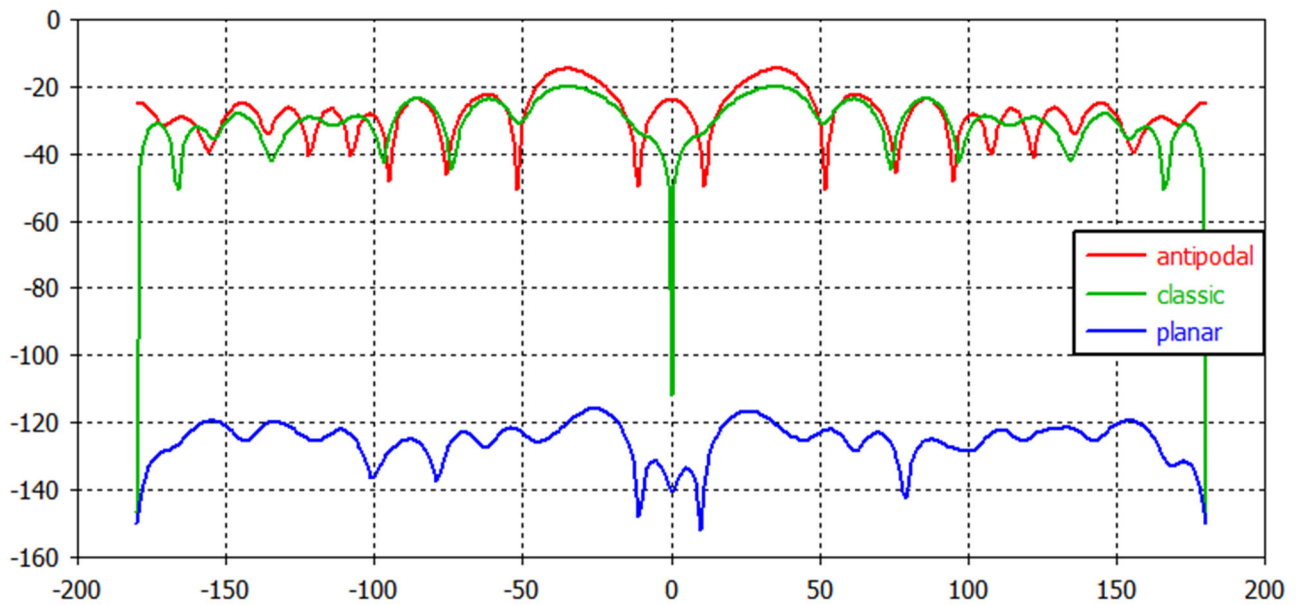
2.2.6. Вивчення кросполяризаційного випромінювання

Кросполяризаційне випромінювання найменше у запропонованій топології антени.





3 ГГц



5 ГГц

Рис. 2.22. Діаграми спрямованості кросполяризації антен з антиподальною, класичною та запропонованою топологіями в Н-площині на частотах 1, 3 та 5 ГГц

Найвищий рівень кросполяризаційного випромінення у антиподальної антени, це добре видно на рис. 2.22.

Класична топологія антени через симетрію в одній з площин має дуже низький рівень кросполяризаційного випромінювання по центру (при відхиленні 0 градусів), але при інших кутах він піднімається до рівня кросполяризаційного випромінювання антиподальної антени.

У запропонованій топології антени з двосторонньою металізацією через повну симетрію у двох площинах, кросполяризаційне випромінювання при будь-яких кутах має найменше значення.

2.2.7. Додавання нового балуна

З метою зменшення поздовжнього розміру запропонованої антени замість довгого повздовжнього співвісного балуна зроблено поперечний балун в одній площині з антеною (рис. 2.23).

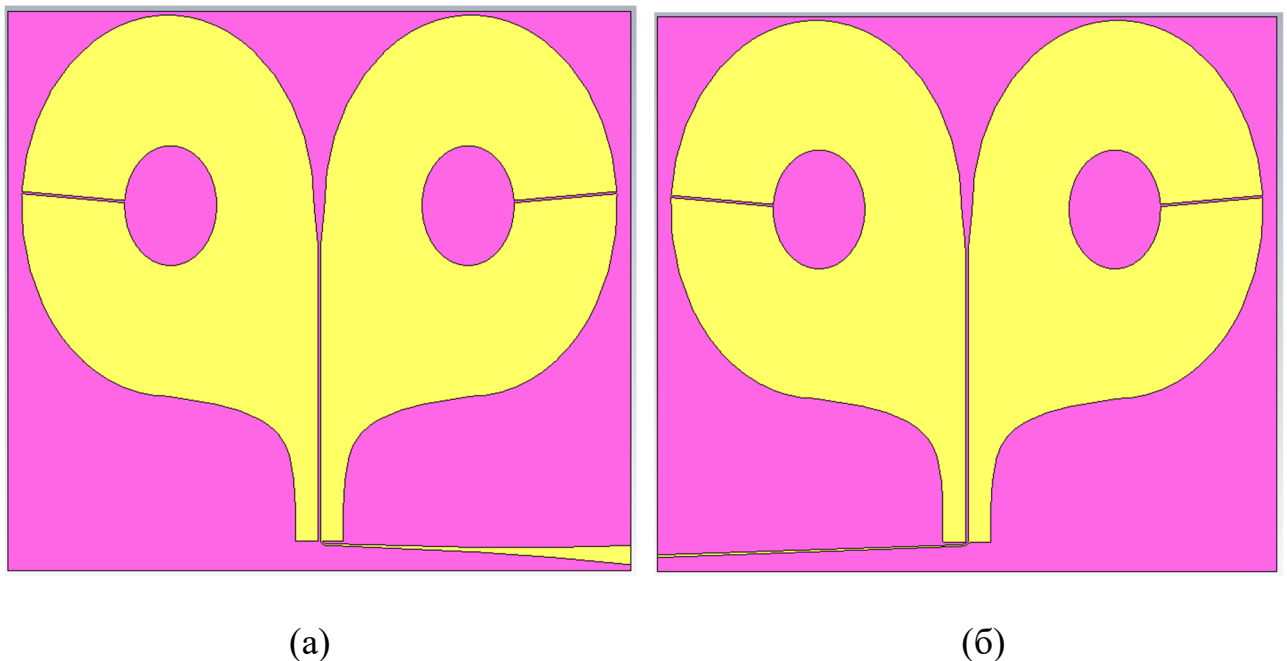


Рис. 2.23. Вигляд балуна на одній підкладинці разом з антеною (модель).

(a) – вигляд з однієї сторони, (б) – вигляд з іншої сторони

На рис. 2.24 показано підключення такого балуна до обох частинок антени.

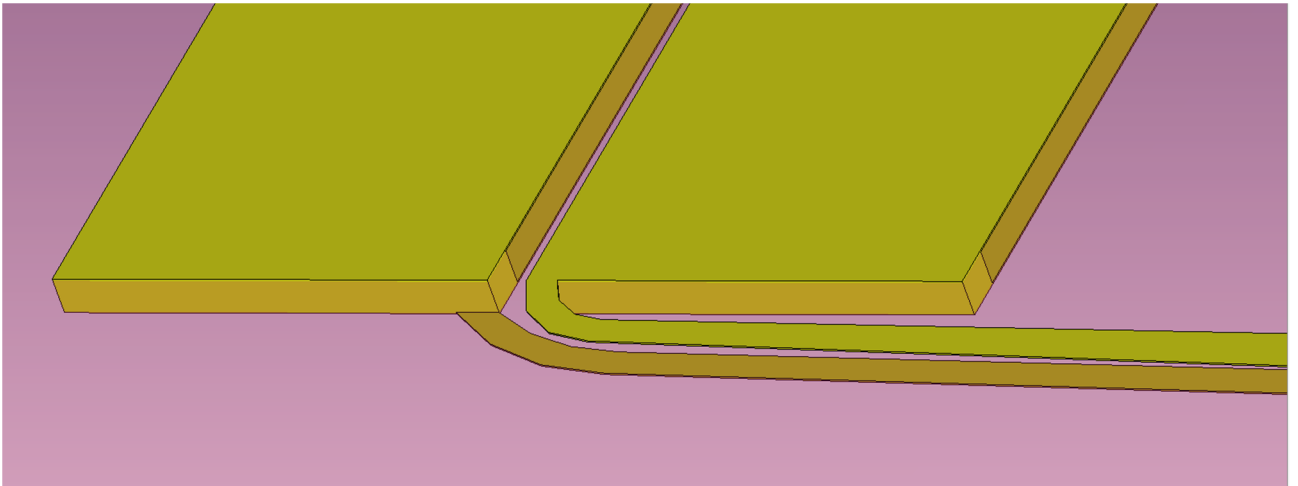


Рис. 2.24. Підключення нового балуна

На рис. 2.25 показано КСХН антени з балуном та роз'ємом. Наведено 3 різних типи живлення: через роз'єм довжиною 20 мм, довжиною 10 мм та одразу мікросмужковою лінією без коаксiального роз'єму. Навіть з різним підключенням антени резонанси до 4 ГГц є приблизно однаковими. А от на коливання КСХН від 4 до 7 ГГц вже більше впливає підключений роз'єм.

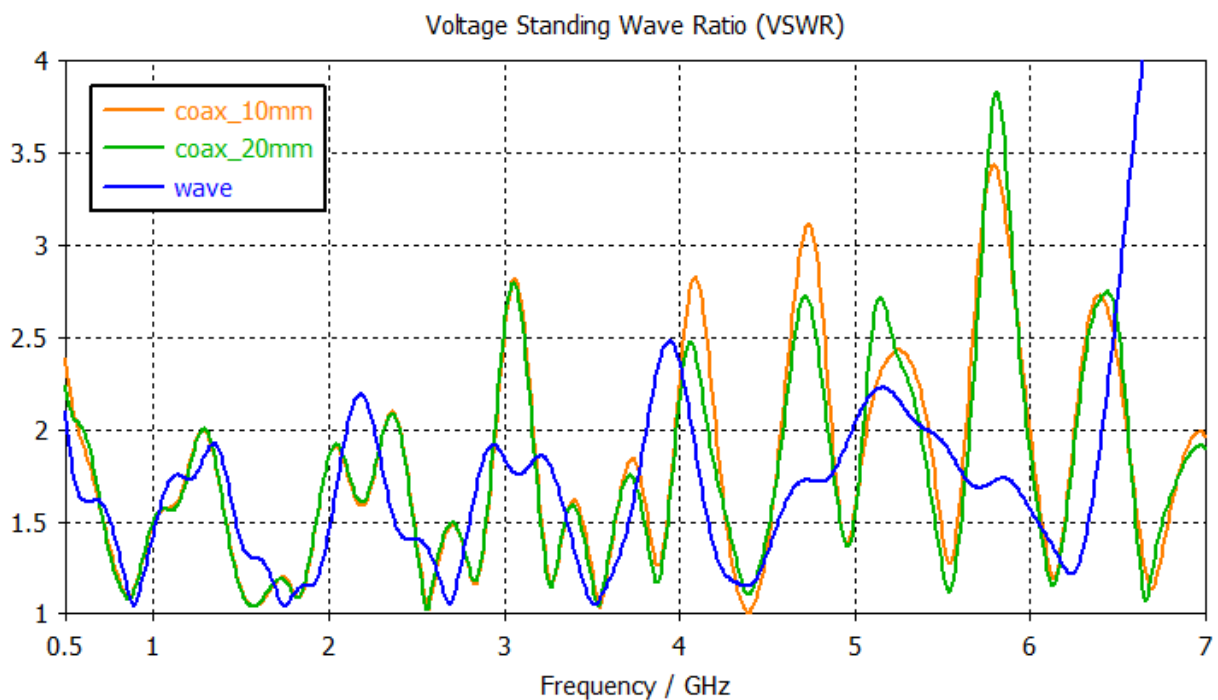
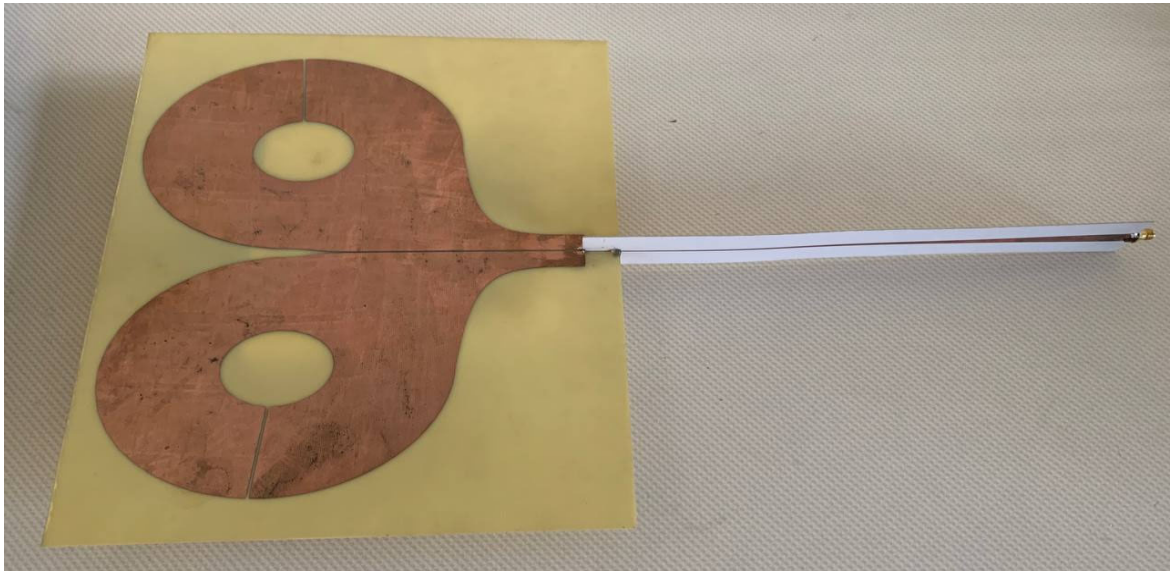


Рис. 2.25. КСХН антени з новим балуном

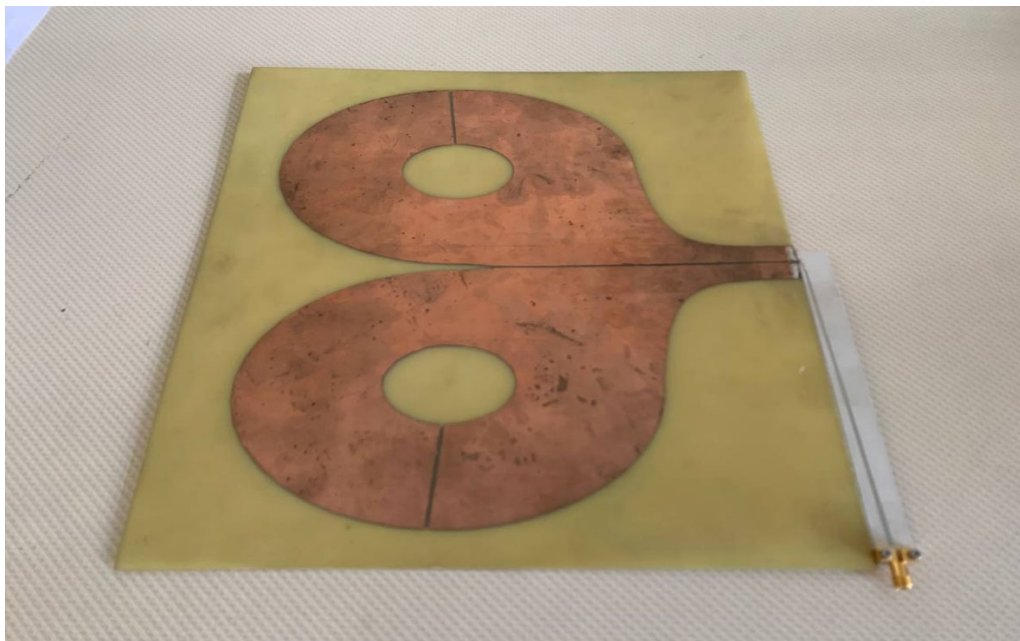
2.3. Вимірювання

2.3.1. Вимірювання діаграми спрямованості та коефіцієнта підсилення

З метою експериментального підтвердження результатів електродинамічного моделювання характеристик узгодження та випромінювання запропонованої антени, виготовлено лабораторні макети.



(а)



(б)

Рис. 2.26. Фото лабораторних макетів антен з першим (а) і другим (б) балуном

На рис. 2.26 наведено фото виготовлених лабораторних макетів антен з різними балунами.

На рис. 2.27 наведено виміряні (штрихові лінії) та розрахованої (суцільні лінії) діаграми спрямованості на основній та кросполяризації на частоті 3 ГГц. Тут синім кольором показано діаграму спрямованості на основній поляризації, а оранжевим – на кросполяризації.

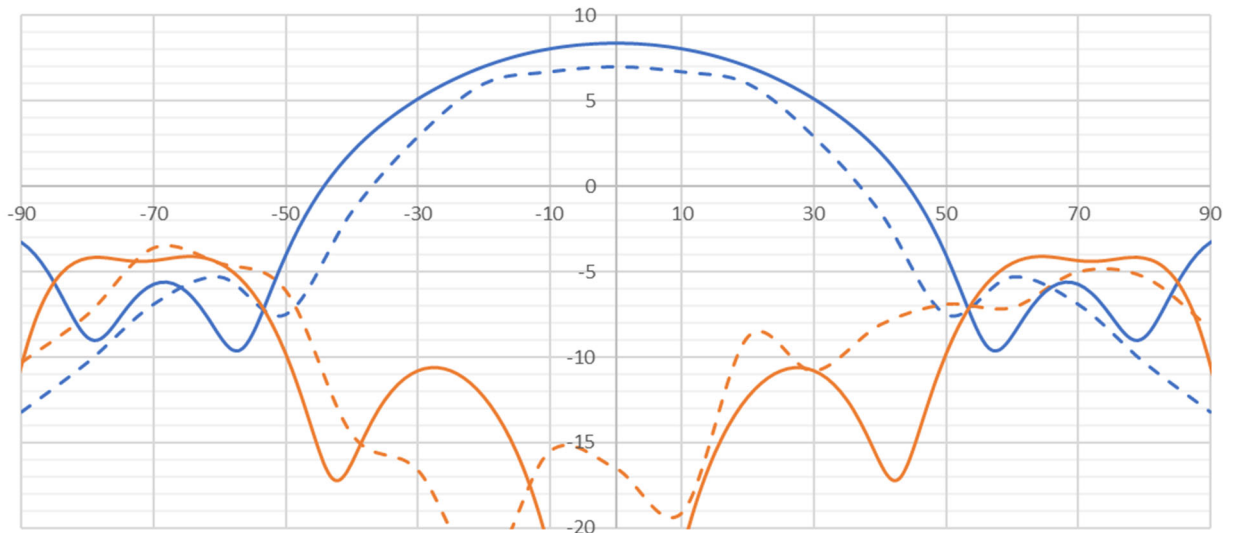


Рис. 2.27. Симульовані (суцільні лінії) та виміряні (штрихові лінії) діаграми спрямованості запропонованої антени на основній поляризації та кросполяризації на частоті 3 ГГц

2.3.2. Методика вимірювання діаграми спрямованості та коефіцієнта підсилення

Вимірювання проведено за допомогою векторного аналізатора кіл Anritsu MS46112A, який охоплює частотний діапазон 1 МГц – 20 ГГц. Як випромінювальна та еталонна антени використовувалась рупорна антена П6-23А. Схема вимірювальної установки показано на рис. 2.28. Антени підключались до порту 1 та порту 2 та стояли на відстані 6 м одна від одної. Розв'язка вимірювалась за допомогою S21 або S12 параметра.

Коефіцієнт підсилення вимірювався методом порівняння: на місці «antenna 1» – широкополосна антена, а на місці «antenna 2» – вимірювальна антена. Для початку ставиться еталонна антена з відомим КП на різних частотах, на яких виміряно відносний рівень розв'язки антен по осям направленості. Далі на її місце ставиться планарна антена, і вимірюється розв'язка між антенами. За допомогою співвідношення цих рівнів та відомого рівня КП вираховується КП планарної антени.

Обертаючи планарну антену навколо своєї осі на відомий кут та вимірюючи рівень розв'язки між антенами, можна виміряти її діаграму спрямованості. Для вимірювання основної поляризації обидві антени ставляться так, щоб їх електромагнітні поля були паралельними. А для вимірювання кросполяризації одну з антен треба розвернути на 90° , і таким чином електромагнітні поля будуть перпендикулярними.

Такі вимірювання вирізняються тим, що можна не враховувати втрати в кабелях та перехідниках якщо вони однакові під час усього дослідження.

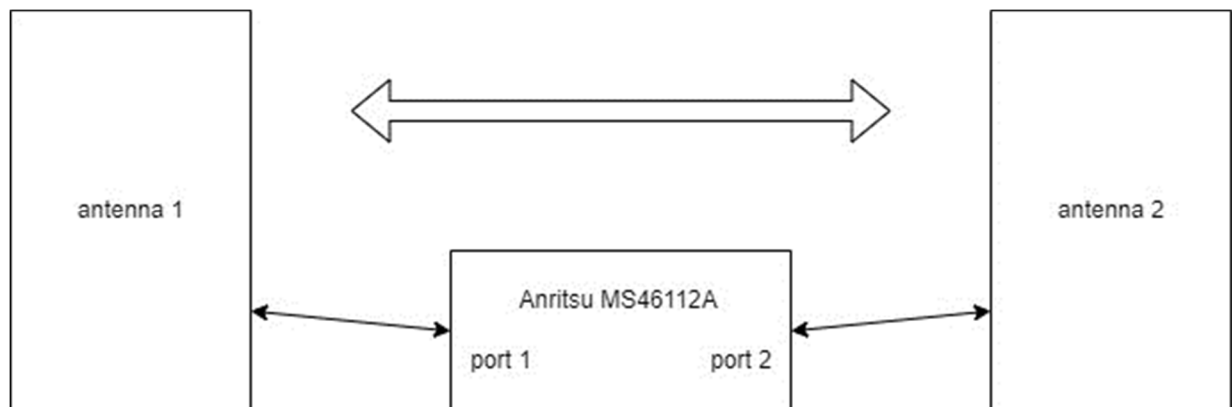


Рис. 2.28. Блок-схема вимірювальної установки

Деякі розбіжності між вимірами діаграми спрямованості і електродинамічним моделюванням пояснюються неідеальністю лабораторних умов, у яких проводилися вимірювання.

По-перше, безлунна камера може мати обмежену просторову роздільну здатність або вплив шуму, що може вплинути на точність вимірів. Навіть невеликі перешкоди або неоднорідності в камері можуть спотворювати поля і викликати розбіжності.

По-друге, ефекти перевідбивання та розсіювання в безлунній камері можуть вплинути на точність вимірів. Внутрішні стінки камери можуть відбивати або розсіювати частину енергії, що може призводити до змін у діаграмі спрямованості.

Крім того, необхідно враховувати фактори, пов'язані з самим процесом моделювання. Електродинамічне моделювання базується на різних припущеннях та спрощеннях, які можуть не враховувати всі аспекти реальної ситуації. Такі припущення можуть впливати на точність результатів моделювання і призводити до розбіжностей з вимірами.

2.3.3. Вимірювання КСХН

На рис. 2.29 приведена частотна залежність КСХН лабораторного макета реальної антени.

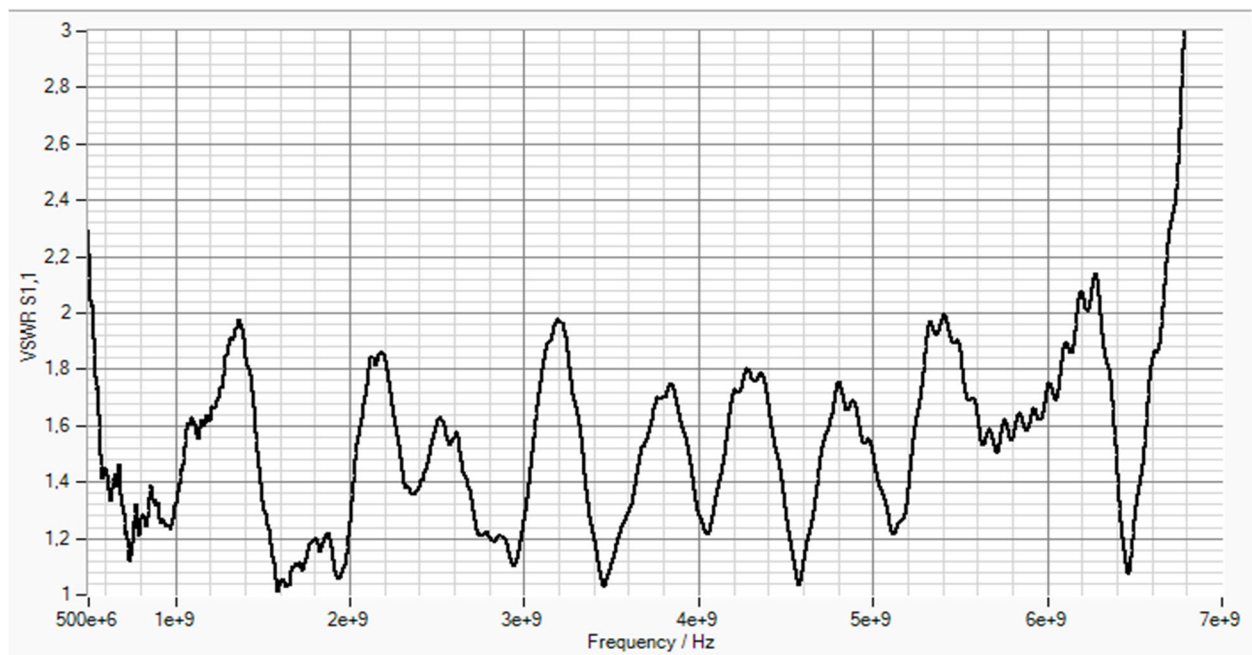


Рис. 2.29. КСХН лабораторного макета запропонованої антени.

Вимірювання КСХН проведено з використанням векторного аналізатора кіл Anritsu MS46112A.

Максимальний і мінімальний КСХН спостерігаються при певних кратних співвідношеннях довжини антени з довжинами хвиль сигналу, який вона випромінює або приймає.

Антенa добре працює на довжинах хвиль, менших за 30 см. Якщо врахувати вплив діелектричної проникності матеріалу, то це частота близько 500 МГц. Резонансні максимуми, які знаходяться на більш високих частотах, не перевищують значення $КСХН = 2$, що в більшості випадків є цілком прийнятним результатом.

2.4. Висновки

У даному розділі запропоновано і досліджено електродинамічні характеристики щілинної антени з модифікованою топологією і двосторонньою металізацією. Показано, що розроблена антенa відрізняється від класичної та антиподальної антен Вівальді найкращою кросполяризаційною розв'язкою, що інколи це може бути вирішальним фактором.

Порівняно з балансною антиподальною антеною Вівальді, що має тришарову топологію (металізацію), запропонована антенa простіша у виготовлені.

Завдяки сукупності позитивних конструктивних та електродинамічних якостей, запропонована модифікована щілинна антенa може стати альтернативою антенам Вівальді в спеціальних застосуваннях.

Розділ 3. РОЗРОБКА ТА ВИМІРЮВАННЯ ХАРАКТЕРИСТИК ГЕНЕРАТОРА ПІКОСЕКУНДНИХ ІМПУЛЬСІВ

3.1. Генератор моноциклових імпульсів

3.1.1. Блок-схема трансмітера

Блок-схема трансмітера (рис. 3.1) складається з двох частин: генератора, який задає частоту повторення імпульсів і живиться від двополярного джерела напруги ± 5 В, та самого формувача цих імпульсів, який працює при напрузі $\pm 12-14$ В.

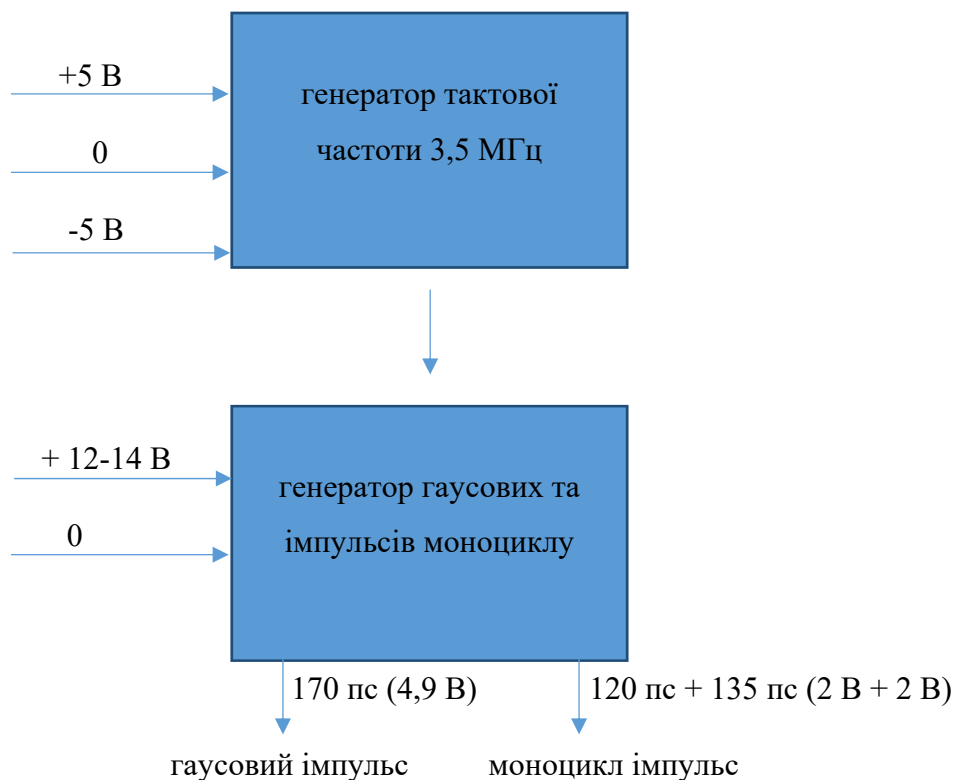


Рис. 3.1. Блок-схема трансмітера

3.1.2. Генератор тактової частоти

Як генератор тактової частоти використовується плата, побудована на основі мікросхеми MAX038. Сема може генерувати синус, меандр, трикутний імпульс – частотою 0,1 Гц – 20 МГц.

Ми використовуємо імпульси меандру частотою приблизно 3,5 МГц і амплітудою 2,2 В.

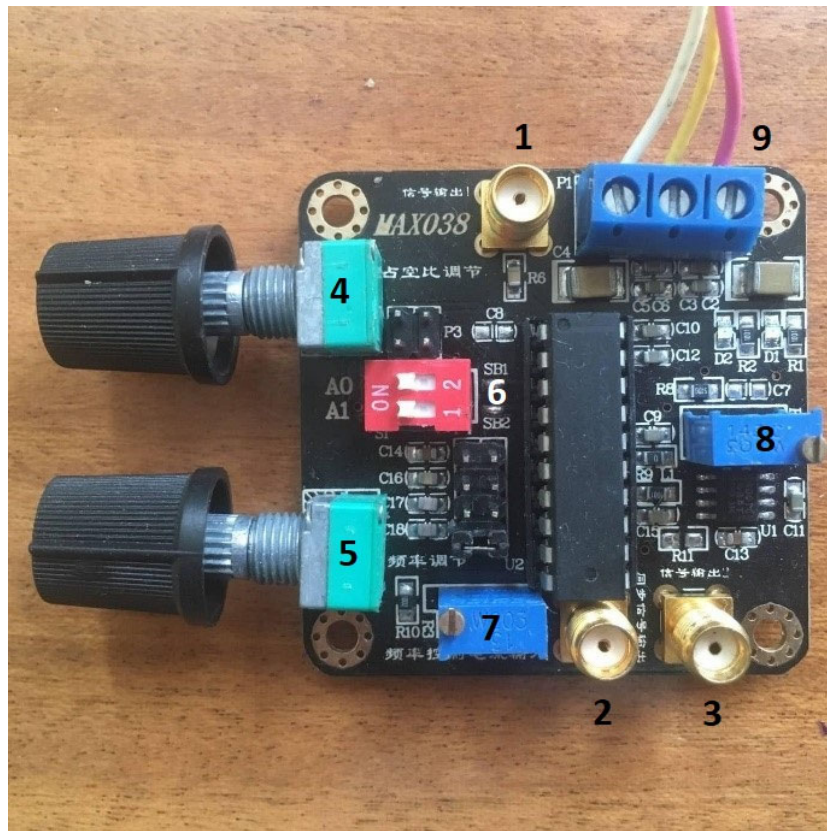


Рис. 3.2. Генератор тактової частоти

- 1- вихід сигналу з мікросхеми (1 В ампл.);
- 2- вхід для синхронізації генератора;
- 3- вихід сигналу після підсилення (2,2 В ампл.);
- 4- регулювання шпаруватості;
- 5- грубе регулювання частоти;
- 6- вибір типу вихідного сигналу;
- 7- точне регулювання частоти;
- 8- регулювання коефіцієнта підсилення сигналу на виході мікросхеми;
- 9- вхід живлення плати.

Вихід меандру після підсилення до 2,2 В (рис. 3.2, 3-й вихід), який ми надалі використовуємо, зображений на рис. 3.3.

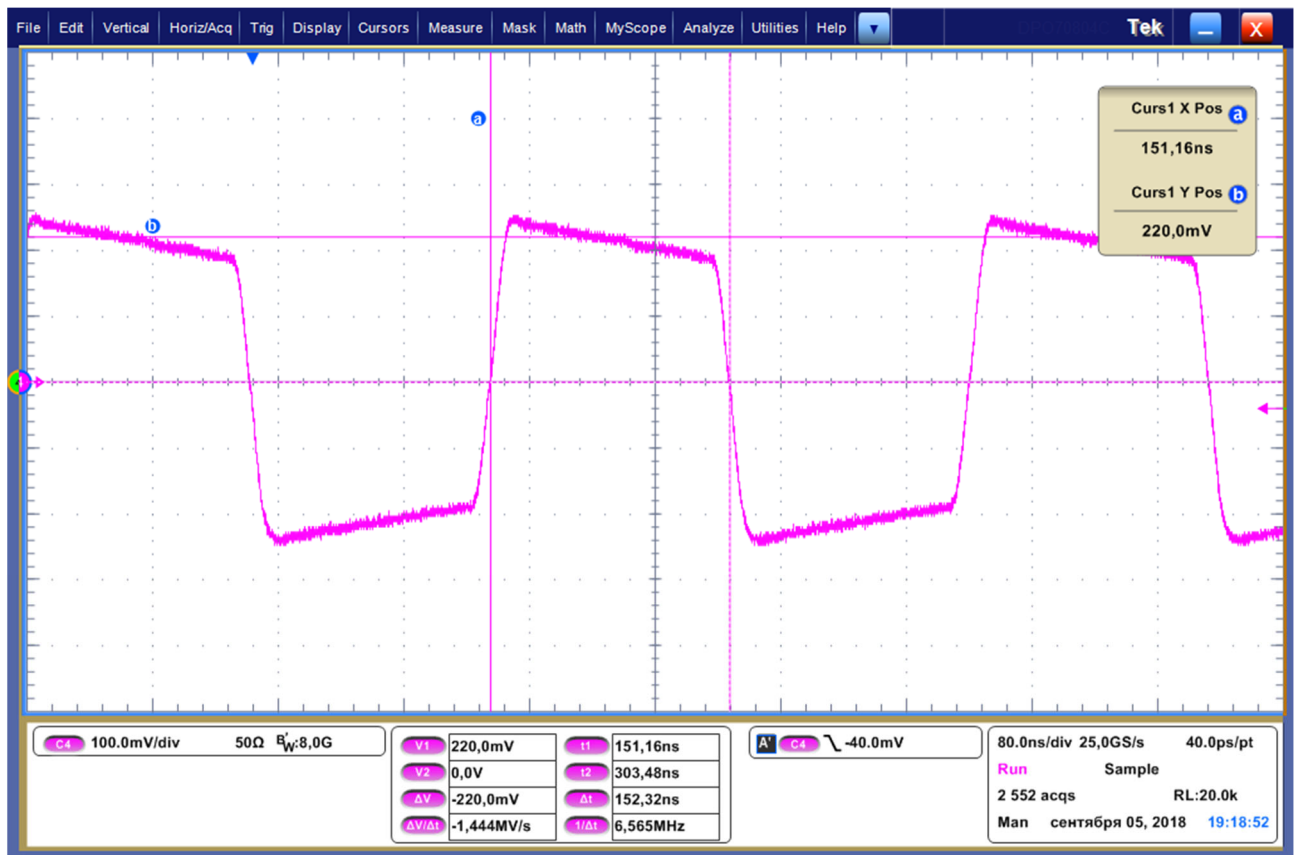


Рис. 3.3. Сигнал на виході генератора тактової частоти

Сигнал на графіку наведений з підключеним зовнішнім атенюатором 20 дБ.

Даний генератор тактової частоти споживає 40 мА джерела позитивної напруги та 30 мА негативної. Отже загальна його потужність споживання 250 мВт.

3.1.3. Генератор гаусових та моноциклових імпульсів

Схема живиться від однополярного джерела напруги 12-14 В.

Схема реалізована на діелектричних підкладках: FR-4 товщиною 1,35 мм (дві нижні плати на рис. 3.4) та ROGERS AD450 товщиною 0,762 мм (три

верхні плати на рис. 3.4). Діелектрична проникність обох підкладок $\epsilon = 4,5$.

Розміри плати 70 x 35 мм.

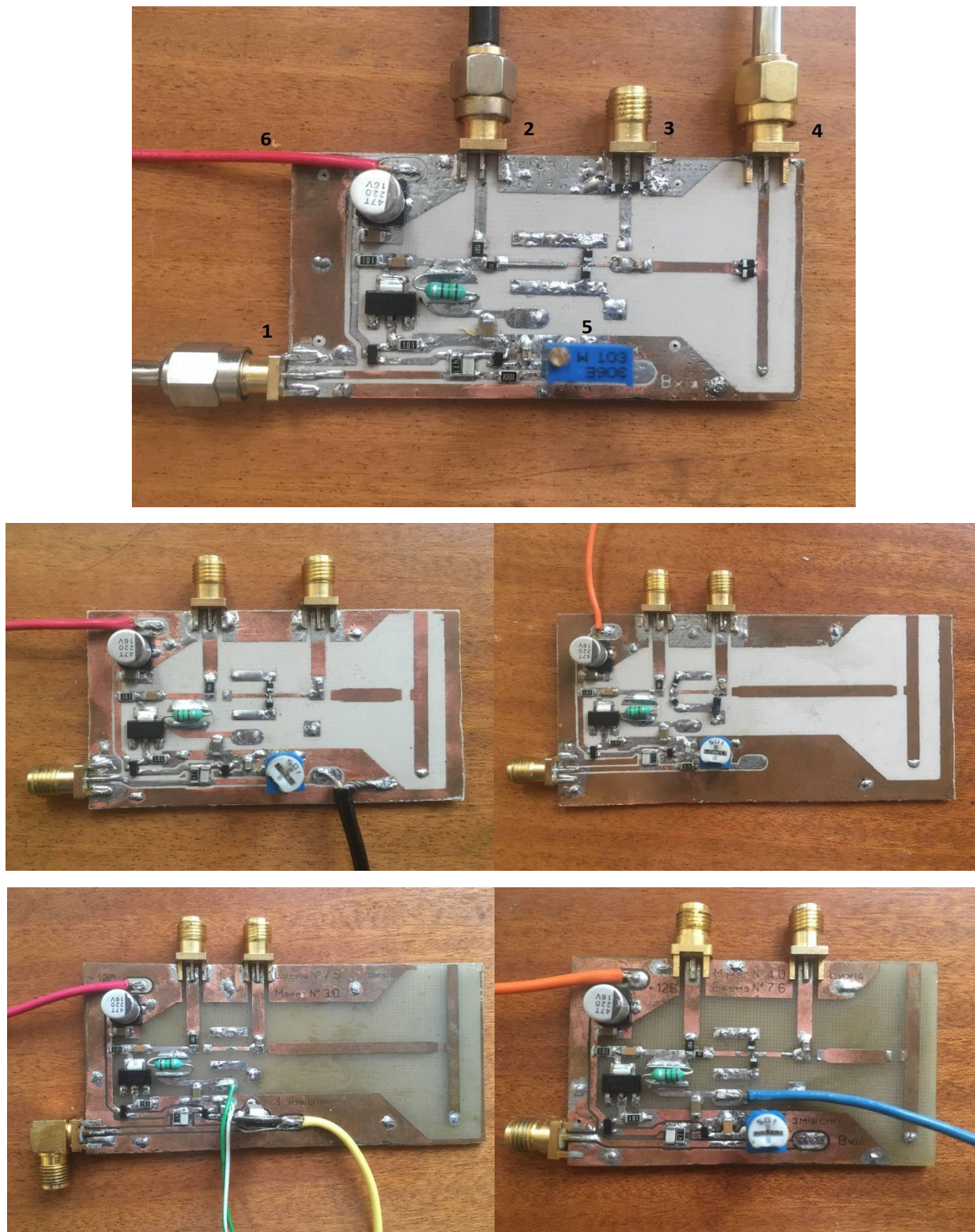


Рис. 3.4. Генератор гаусових та моноцикл імпульсів

- 1- вхідна напруга тактової частоти;
- 2- вихідна напруга для спостереження за сигналом драйвера;
- 3- вихід гаусового імпульсу;
- 4- вихід моноцикл імпульсу;
- 5- регулювання тривалості імпульсу драйвера;
- 6- вхід живлення плати.

Плата має чотири спеціальних отвори для кріплення гвинтами М3. Корпус не показаний.

Для підключення гаусового або імпульсу моноцикла використовуються перемички, тому одночасно спостерігати можна тільки за одним сигналом.

На рис. 3.5 показана електрична схема трансмітера.

Номінали пасивних елементів наведені на платі, а маркування активних елементів наведені нижче.

V2 – генератор MAX038;

V12 – лабораторне джерело постійної напруги;

T1 – транзистор MMBT3904.215 / NXP / SOT23;

T2 – транзистор BFG35.115 / NXP / SOT223;

T3 – транзистор BFG410W.115 / NXP / SOT343R;

SD 1-4 – діоди Шотткі BAT15-03W / INFIN / SOD323;

SRD – діод з накопиченням заряду 2Д528В.

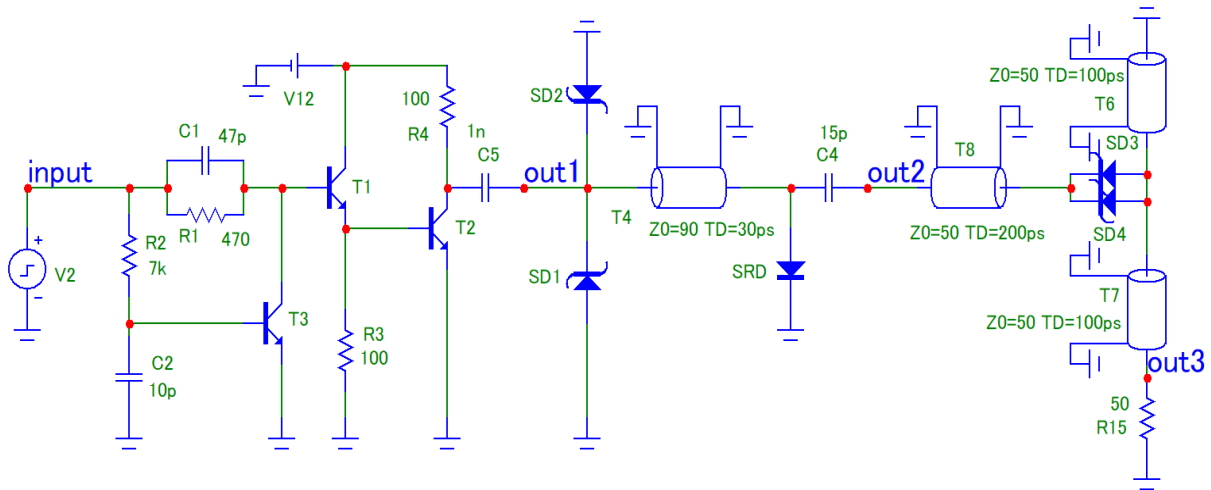


Рис. 3.5. Електрична схема трансмітера

На рис. 3.6 показана розводка електричної схеми рис. 3.5 на друкованій платі.

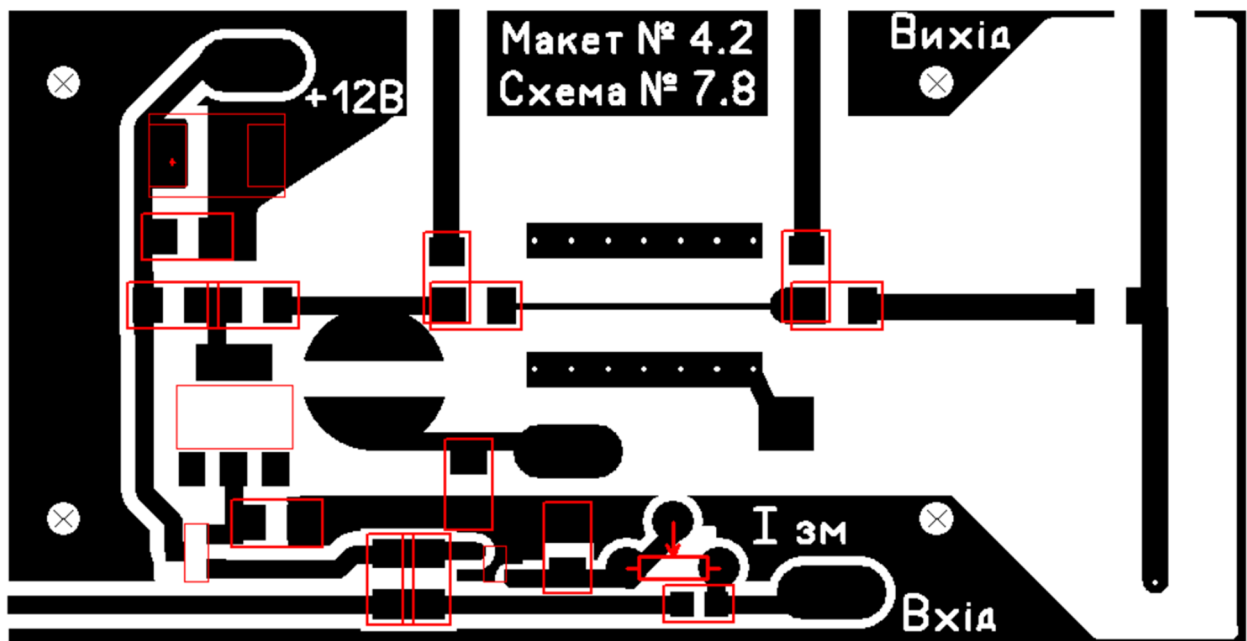


Рис. 3.6. Розводка друкованої плати з розміщенням деяких радіодеталей

3.1.4. Характеристики імпульсу драйвера

На рис. 3.7 зображений імпульс на виході драйвера (2-й вихід на рис. 3.4).

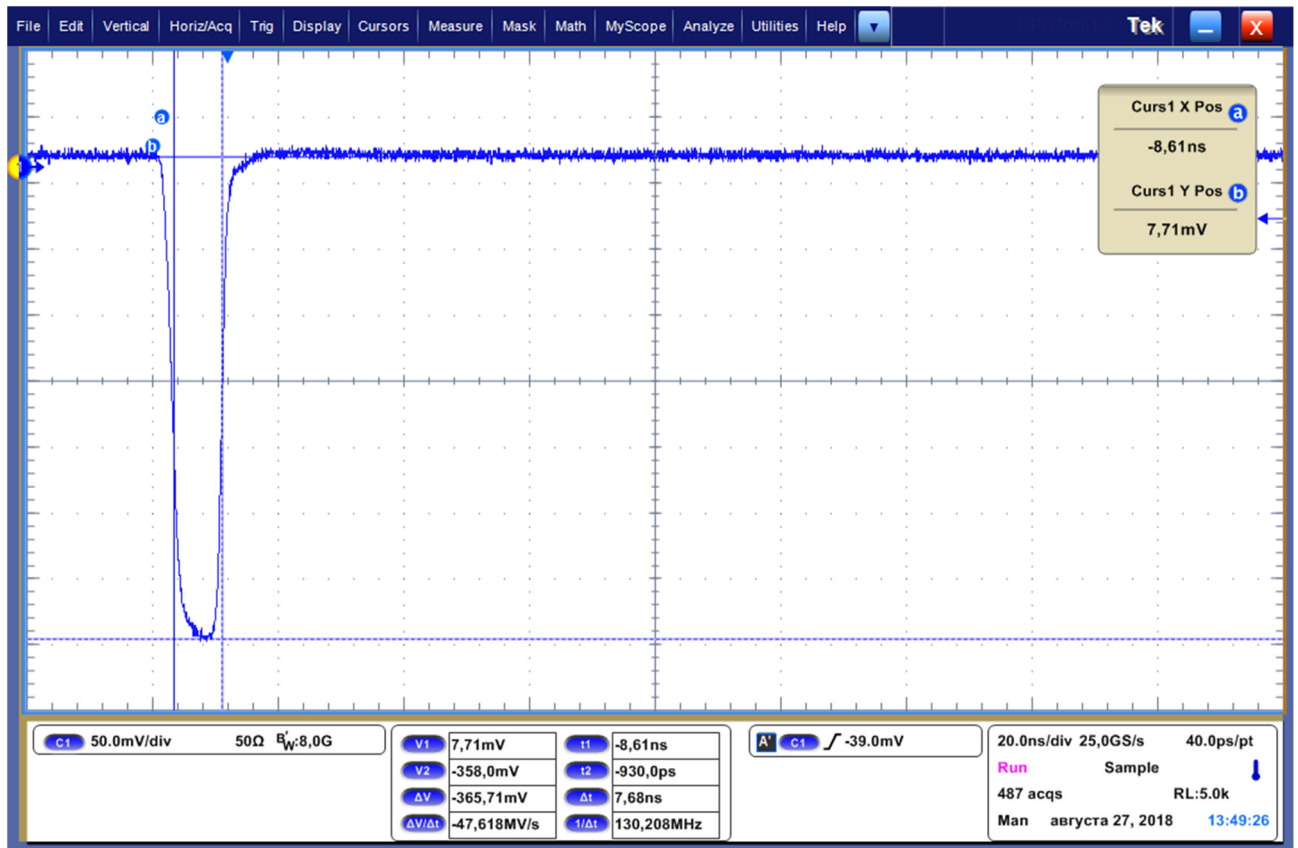


Рис. 3.7. Імпульс драйвера

Сигнал на графіку наведений з підключеним зовнішнім атенюатором 30 дБ.

Амплітуда імпульсу – 11 В;

Тривалість імпульсу можна змінювати в межах 5 – 50 нс.;

Передній фронт – 2 нс;

Задній фронт – 2 нс.

3.1.5. Характеристики гаусового імпульсу

На рис. 3.8 зображений імпульс типу Гауса, виміряний на 3-му виході рис. 3.4.

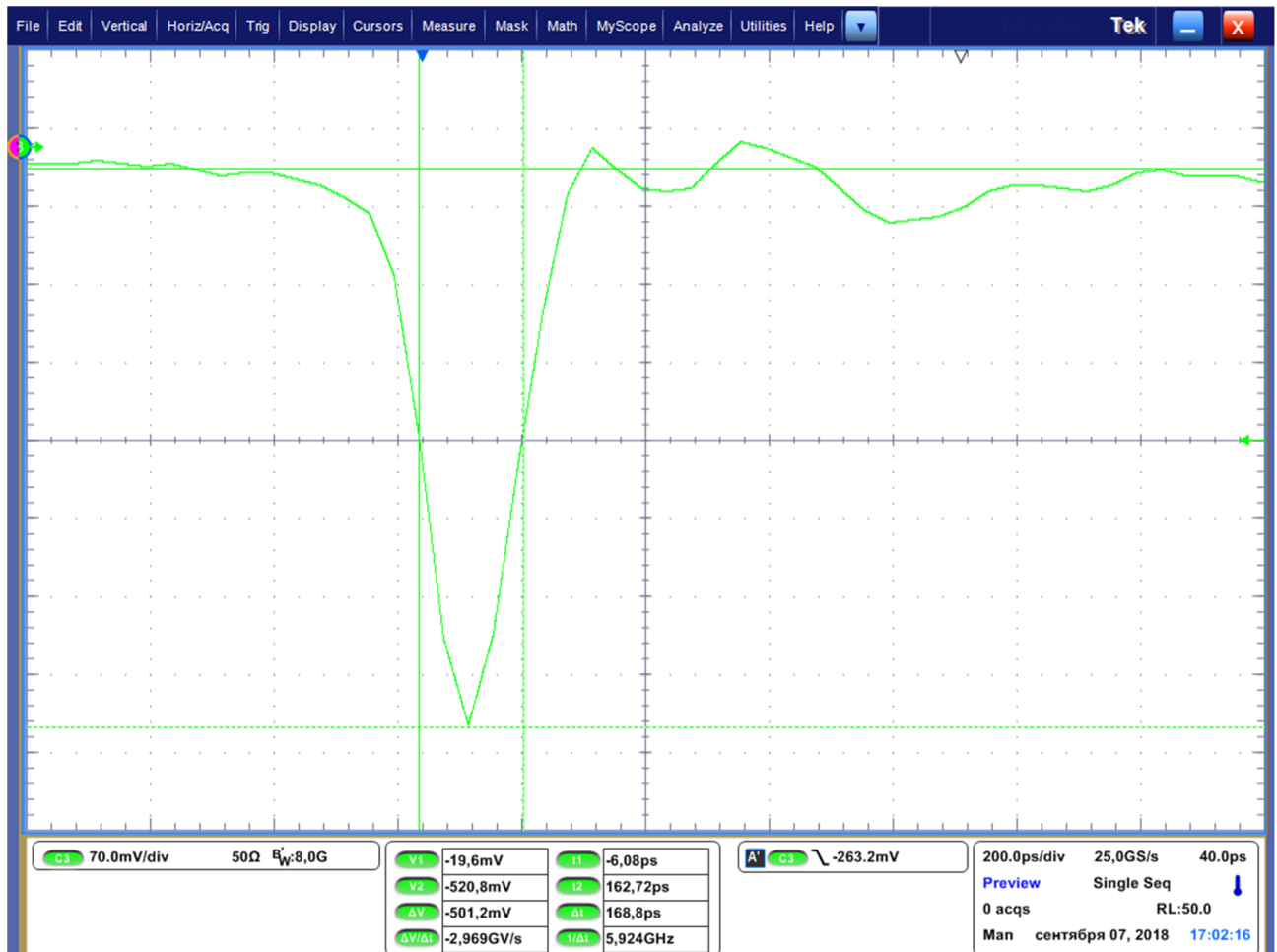


Рис. 3.8. Гаусовий імпульс

Сигнал на графіку наведений з підключеним зовнішнім атенюатором 20 дБ.

Амплітуда імпульсу – 5,0 В;

Ширина імпульсу (на половинному рівні) – 170 пс;

Час повторення 3,5 МГц.

Спектр гаусового імпульсу показано на рис. 3.9.

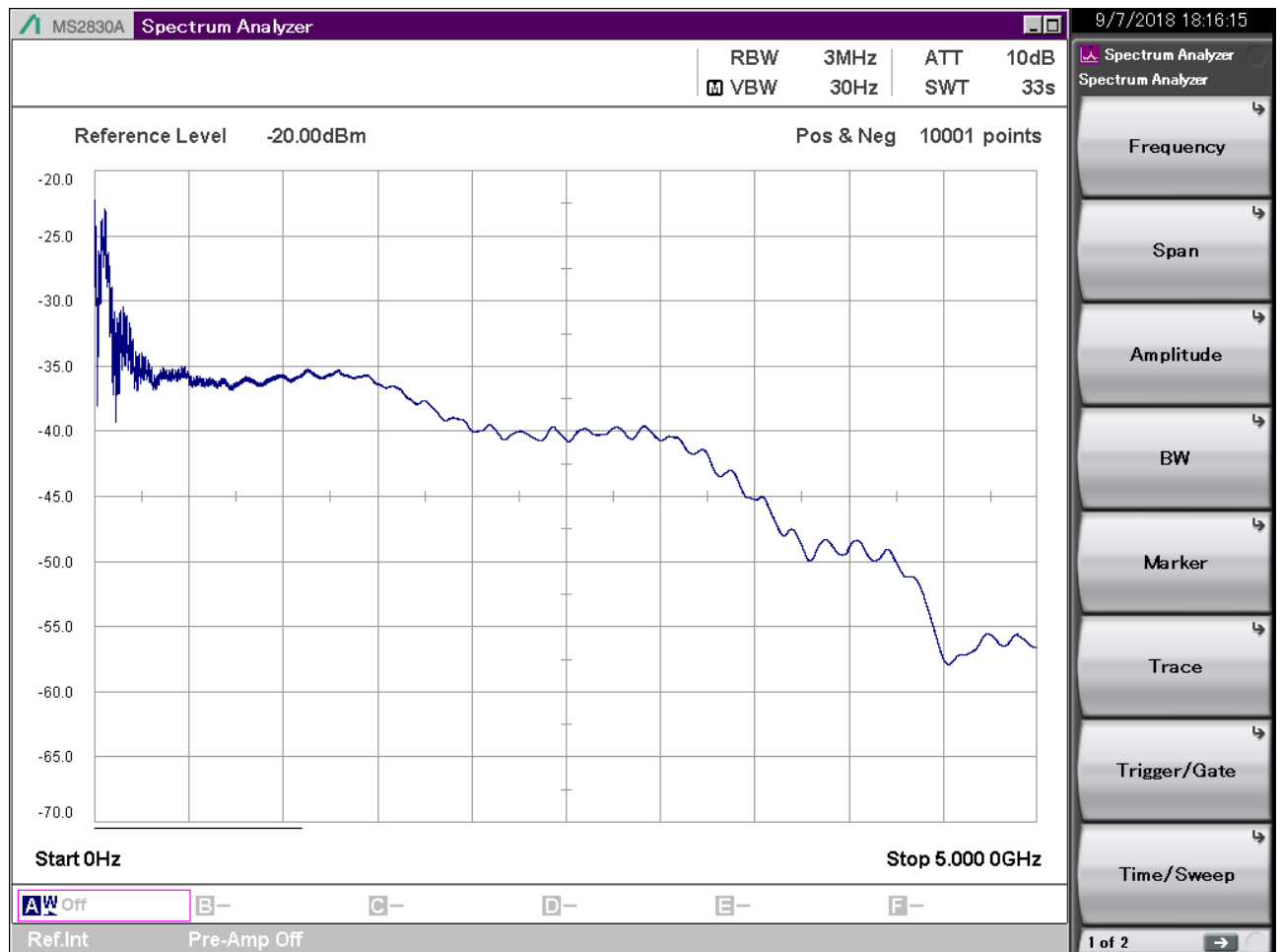


Рис. 3.9. Спектр гаусового імпульсу

3.1.6. Характеристики моноциклового імпульсу

На рис. 3.10 зображений моноцикл імпульс, виміряний на 4-му виході рис. 3.4.



Рис. 3.10. Моноцикл імпульс

Імпульс наведений з підключенням зовнішнім атенюатором 20 дБ.

- Амплітуда позитивного імпульсу – 2 В;
- Амплітуда негативного імпульсу – 2 В;
- Ширина позитивного імпульсу (на серединному рівні) – 135 пс;
- Ширина негативного імпульсу (на серединному рівні) – 120 пс;
- Амплітуда позитивного джитера – 0,45 В;
- Амплітуда негативного джитера – 0,3 В;
- Частота повторення 3,5 МГц.

Характеристики імпульсів виміряні на осцилоскопі TEKTRONIX DPO 70804C.

На рис. 3.11 приведено спектр моноцикл імпульсу.

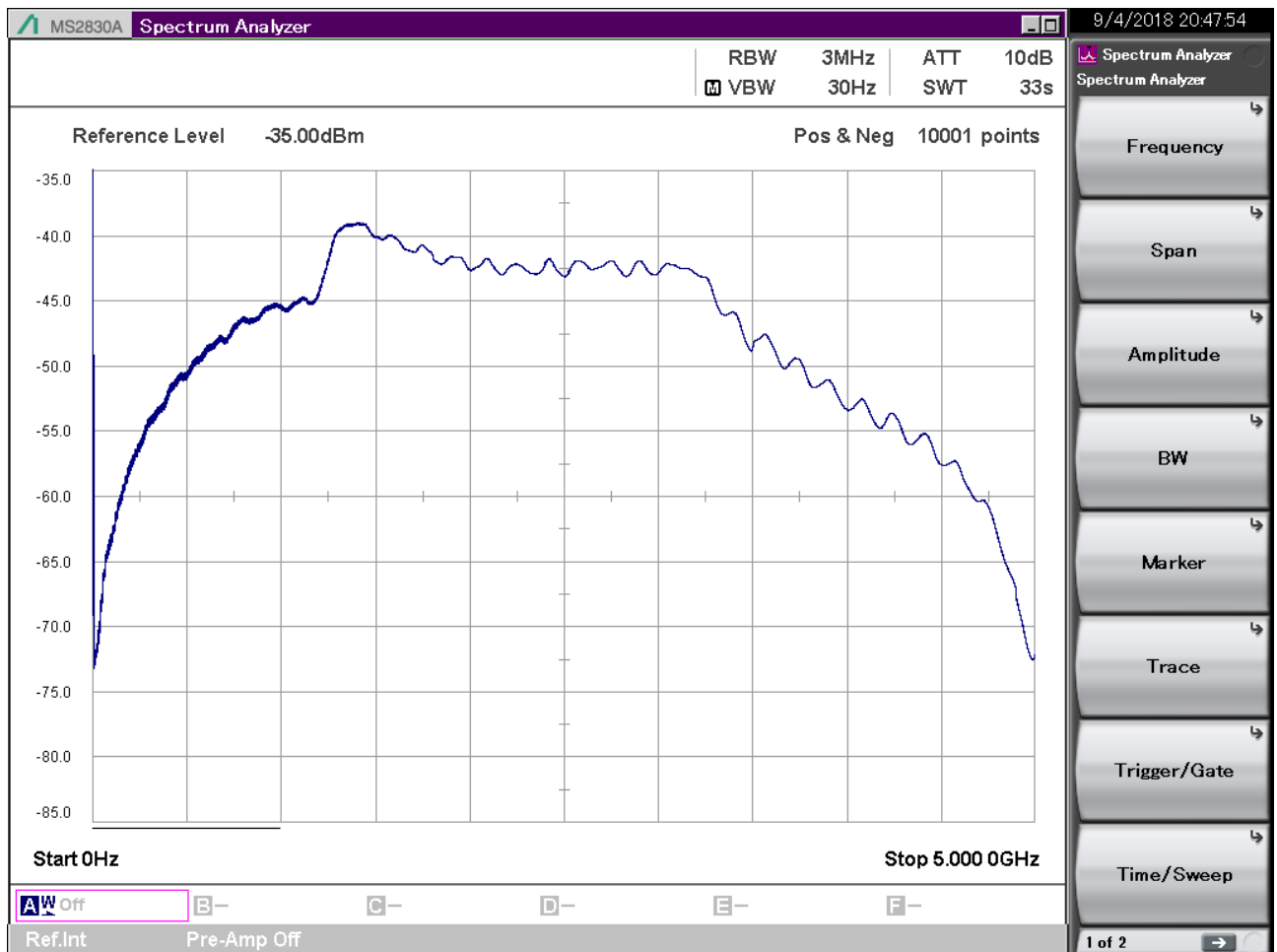


Рис. 3.11. Спектр моноцикл імпульсу

Спектри імпульсів виміряні на спектроаналізаторі Anritsu MS 2830A.

3.1.7. Прототип схеми формування моноциклового імпульсу

Останній варіант схеми включає в себе всі блоки (які розглядалися в підрозділах 3.1.2. та 3.1.3) на одній платі (рис. 3.12).

Схема живиться від двополярного джерела постійної напруги ± 15 В.

Плата має один вхід для синхронізації, три тестових виходи, два виходи з корисним сигналом.

Розміри:

ширина – 100 мм;

довжина – 50 мм;

висота – 15 мм.

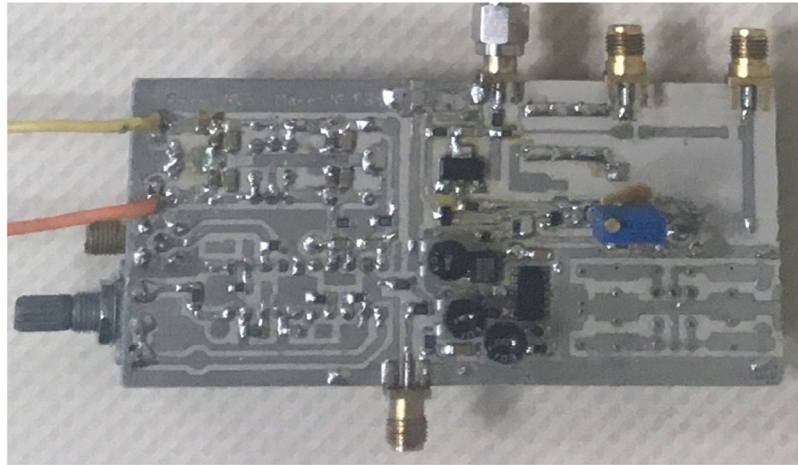
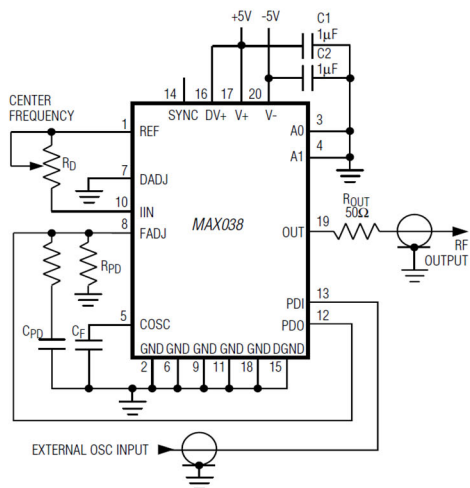
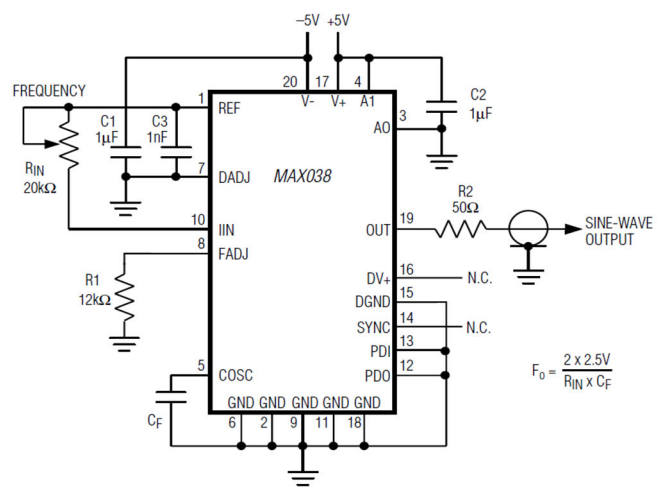


Рис. 3.12. Фото прототипу (остаточна версія)

Тактова частота генератора може керуватися як програмно з комп'ютера або з іншого цифрового пристрою (рис. 3.13а), так і змінним резистором (рис. 3.13б).



(а)



(б)

Рис. 3.13. Генератори початкової частоти

(а) програмне регулювання, (б) регулювання резистором

Щоб змінити спосіб керування, треба переставити перемички.

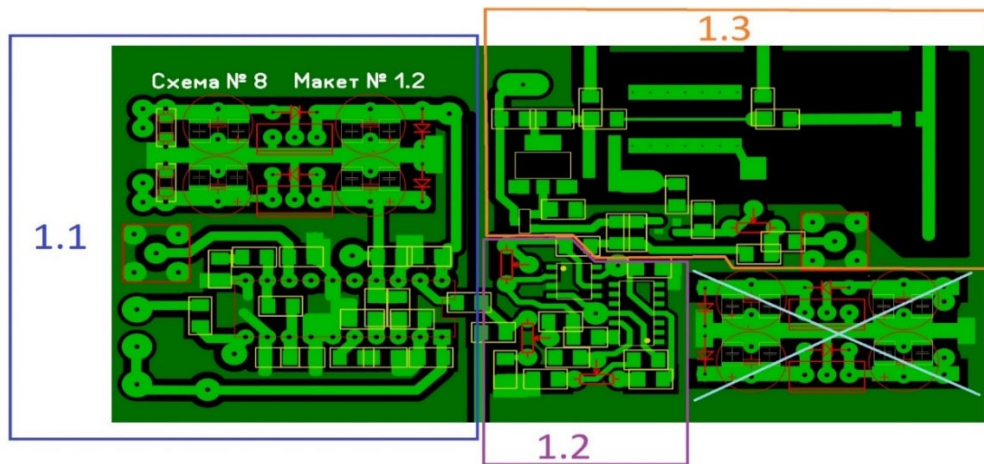


Рис. 3.14. Розводка друкованої плати

Схема складається з трьох основних частин (рис. 3.14):

1.1 – генератор тактової частоти та стабілізатор напруги;

1.2 – підсилювач та зміщувач сигналу;

1.3 – генератор імпульсів.

Закреслена частина на даний момент не використовуються.

Частина 1.1, схема якої зображено на рис. 3.15, утворює за допомогою мікросхем V1 (L7905) і V2 (L7805) джерело напруги ± 5 В для живлення мікросхеми V3 (MAX038), яка генерує тактову частоту.

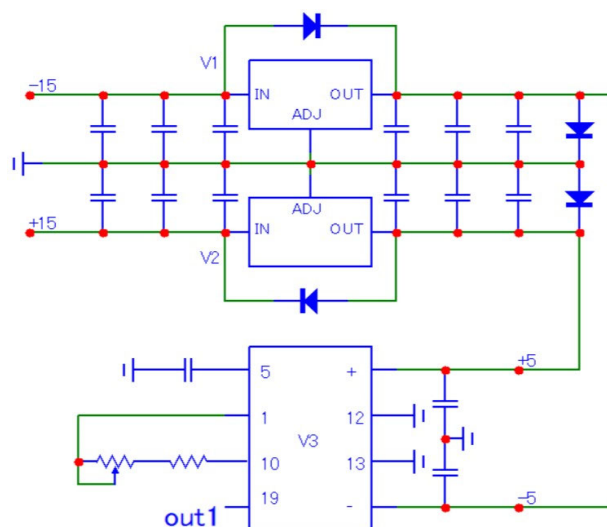


Рис. 3.15. Генератор тактової частоти та стабілізатор напруги

Далі цей сигнал підсилюється за допомогою операційного підсилювача V5 (AD817) до 4 В, та, за необхідності, зміщується по постійному струму за допомогою операційного підсилювача V4 (LM324), які зображені на рис. 3.16.

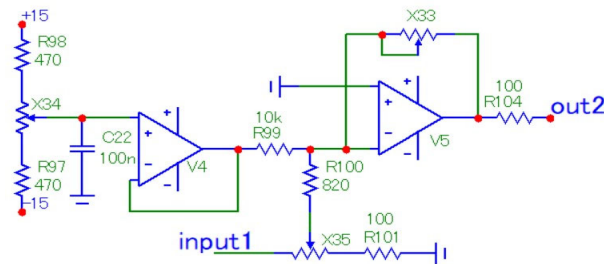


Рис. 3.16. Підсилювач та зміщувач сигналу

З виходу підсилювача сигнал потрапляє на схему формування субнаносекундних імпульсів (рис. 3.17).

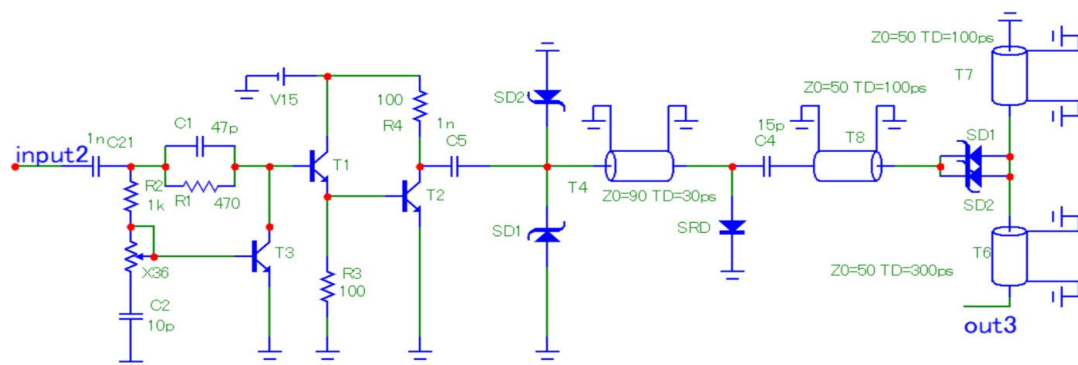


Рис. 3.17. Формувач субнаносекундних імпульсів

В схемі використовуються такі елементи:

T1 –MMBT3904.215 / NXP / SOT23;

T2 –BFG35.115 / NXP / SOT223;

T3 –BFG410W.115 / NXP / SOT343R;

SD 1-4 –BAT15-03W / INFIN / SOD323;

SRD –2Д528В.

3.2. Генератор рознесених імпульсів Гауса

3.2.1. Блок-схема трансмітера

Схема трансмітера включає в себе генератор, підсилювач, зміщувач, інвертор, та два формувача гаусових імпульсів, яка живиться від двополярного джерела напруги ± 15 В.



Рис. 3.18. Блок-схема трансмітера

3.2.2. Схема генератора гаусових імпульсів

Оскільки амплітудний спектр послідовності імпульсів різної полярності не залежить від часової відстані між позитивними і негативними імпульсами, доцільно замінити процес отримання моноцикл імпульсу процесом отримання послідовності імпульсів протилежної полярності з часовою відстанню (в межах періоду тактової частоти) між імпульсами протилежної полярності.

Отже ідея полягає в тому, щоб формувати негативні та позитивні імпульси, рознесені в часі на довільну часову відстань в межах періоду тактової частоти.

Частоту повторення імпульсів, яку ми можемо регулювати в межах від 5 МГц до 15 МГц, як і раніше, задає мікросхема MAX038 зображена на рис. 3.15. Далі сигнал потрапляє на підсилювач та зміщувач напруги, який зображений на рис. 3.16. Потім слідує інвертор напруги, який будується на мікросхемі 74НСТ04, і перетворює задній фронт імпульсу з підсилювача у більш швидкий з відомим часом наростання та напругою 5 В (рис. 3.19).



Рис. 3.19. Осцилограма вихідного сигналу з мікросхеми інвертора

Далі підключається схема, зображена на рис. 3.20, яка формує окремо негативний та позитивний імпульс Гауса.

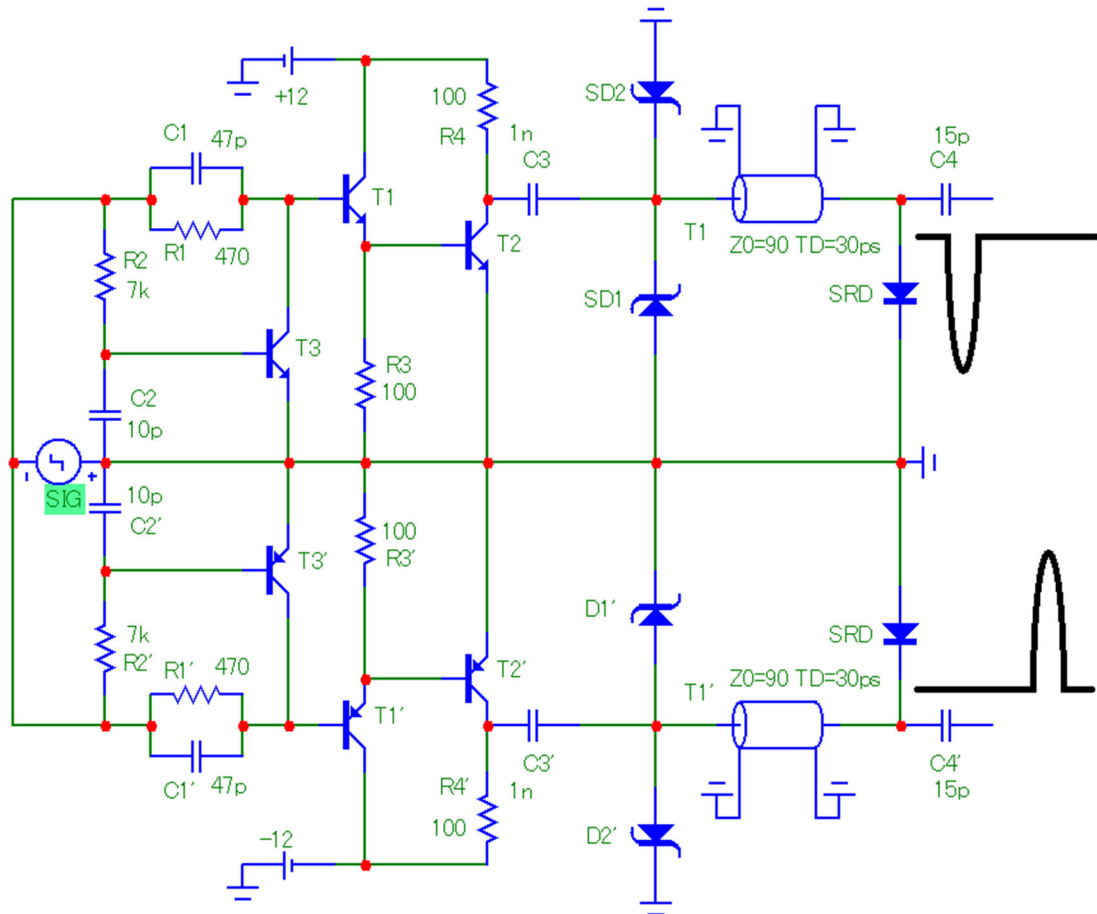


Рис. 3.20. Електрична схема генератора гаусових імпульсів

В схемі використовуються такі елементи:

T1 – MMBT3904.215 / NXP / SOT23;

T1' – MMBT3906 TP / MCC / SOT23;

T2 – BFR93A.215 / NXP / SOT23;

T2' – BFT93A.215 / NXP / SOT23;

T3 – BFR92A.215 / NXP / SOT23;

T3' – BFT92A.215 / NXP / SOT23;

SD 1- 4 – BAT15-03W / INFIN / SOD323;

SRD – 2Д528В.

3.2.3. Характеристики імпульсу драйвера

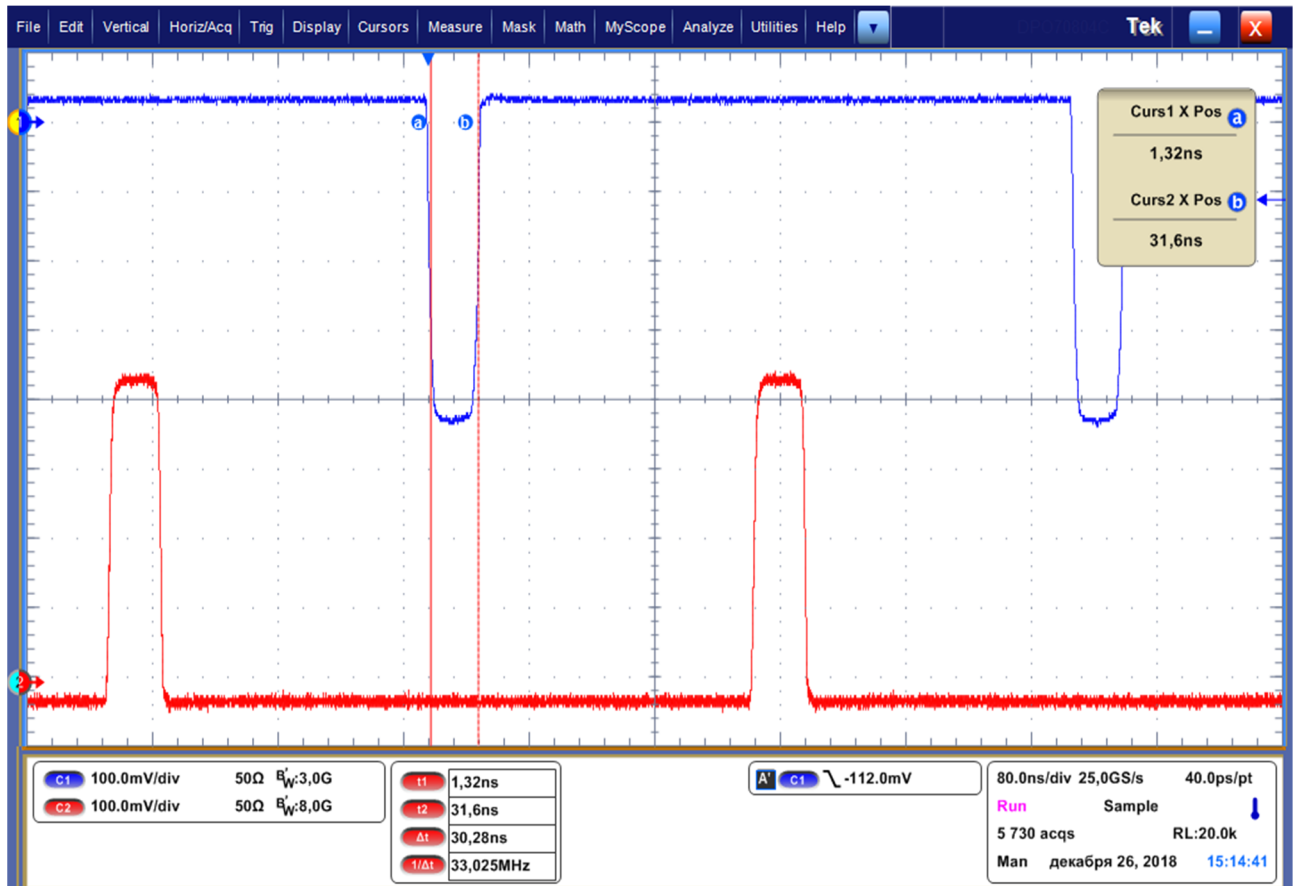


Рис. 3.21. Осцилограма послідовності імпульсів драйвера

Сигнал на графіку рис. 3.21 наведений з підключеним зовнішнім атенюатором 30 дБ.

Амплітуда імпульсів сягає +/- 14 В.

Ширина імпульсів складає 30 нс, та може змінюватись як в меншу, так і в більшу сторону.

3.2.4. Характеристики гаусового імпульсу



Рис. 3.22. Осцилограма позитивного імпульсу Гауса

На рис. 3.22 зображений позитивний імпульс Гауса шириною 133 пс з амплітудою 4,9 В. Рівень джитеру не перевищує 6% від корисного сигналу.



Рис. 3.23. Осцилограма негативного імпульсу Гауса

На рис. 3.23 зображений негативний імпульс Гауса шириною 143 пс з амплітудою 4,9 В. Рівень джитеру не перевищує 6% від корисного сигналу.

На рис. 3.22 та рис. 3.23 частота повторення імпульсів 10 МГц, і може бути змінена в межах від 5 МГц до 15 МГц.

Якщо тактову частоту зменшити до 5 МГц, то можна отримати амплітуду імпульсів 5,8 В з незміною шириною (рис. 3.24).

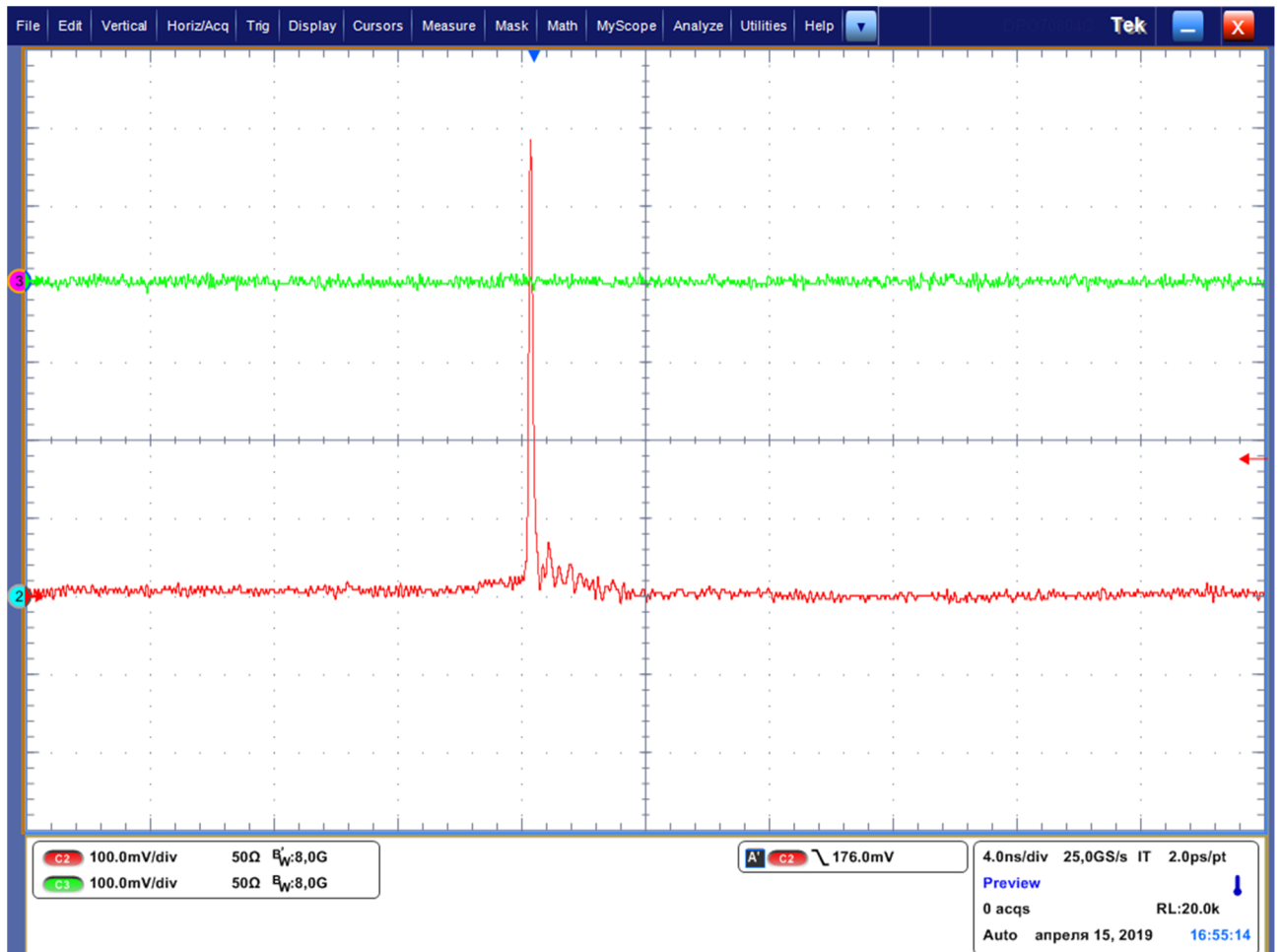


Рис. 3.24. Гаусовий імпульс при частоті повторення 5 МГц

На рис. 3.25 зображена сума двох кінцевих гаусових імпульсів, які можна отримати за рахунок балуна або суматора.

На рис. 3.25 зображена однакова відстань між протилежними імпульсами, яку можна змінювати, зсуваючи імпульси один відносно одного за допомогою резистора, який змінює шпаруватість тактового сигналу. Максимальна відстань наближення може дорівнювати ширині імпульсу з драйвера. Цю проблему можна вирішити, використовуючи балуни, де вхідні сигнали зміщуються на 90° або 180° відносно один одного. Таким чином, встановивши різницю відстаней на суму півширин гаусових імпульсів різної полярності можна на виході балуна отримати моноцикл імпульс з амплітудою від піку до піку майже 10 В.

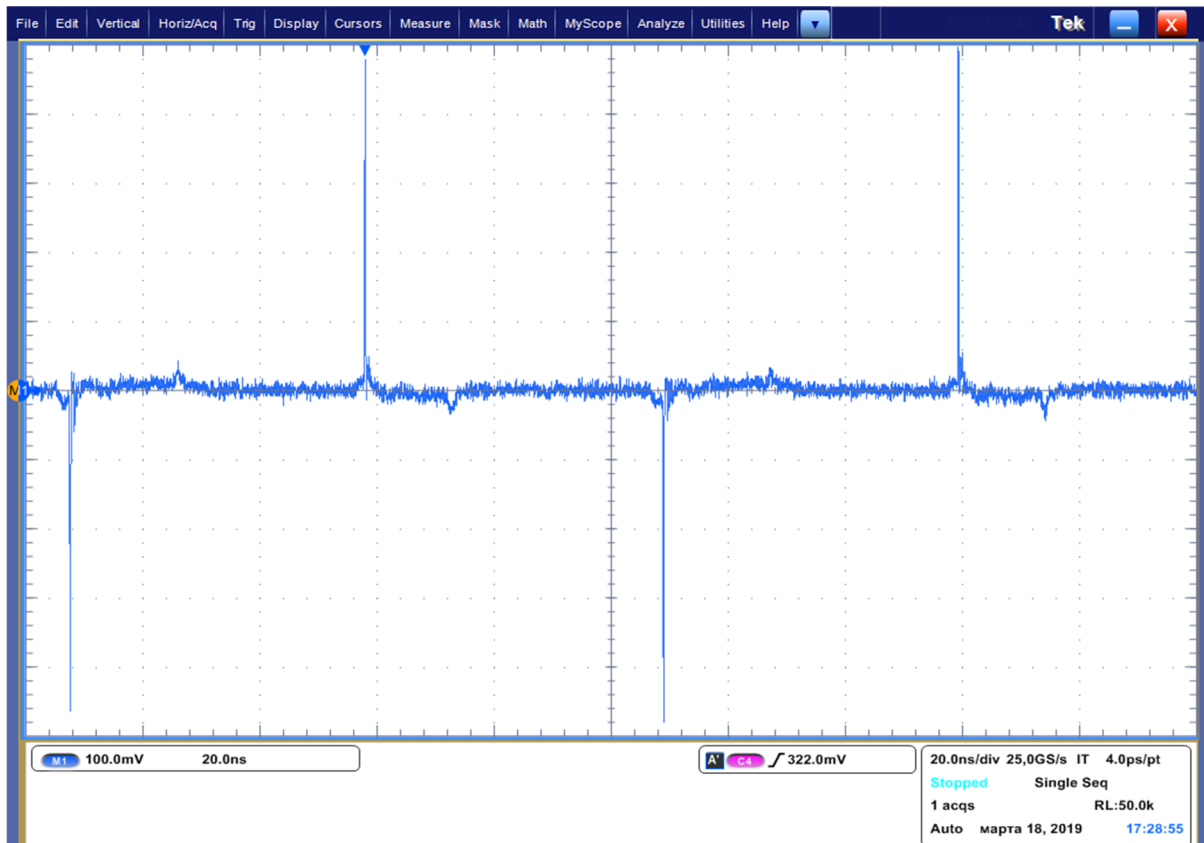


Рис. 3.25. Сума позитивної та негативної послідовності імпульсів Гауса

3.2.5. Остаточний прототип схеми

Останній варіант схеми включає в себе всі блоки на одній платі (рис. 3.26 та рис. 3.27).

Схема живиться від двополярного джерела постійної напруги ± 15 В, та споживає 180 мА по позитивній напрузі та 70 мА по негативній напрузі. Загальна потужність споживання всіх блоків готового трансмітера 3,75 Вт. Дана потужність залежить від таких факторів, як відстань між імпульсами та їх амплітуди.

Плата має один вхід для синхронізації, п'ять тестових виходів, які в подальшому можуть бути зняті, та два виходи з вихідним сигналом.

Також на фото рис. 3.26 зображено п'ять змінних резисторів, які регулюють відстань між протилежними імпульсами та їх ширину і амплітуду. В подальшому вони будуть замінені на постійні резистори необхідної величини.

Розміри плати:

ширина – 110 мм;

довжина – 45 мм;

висота – 25 мм.

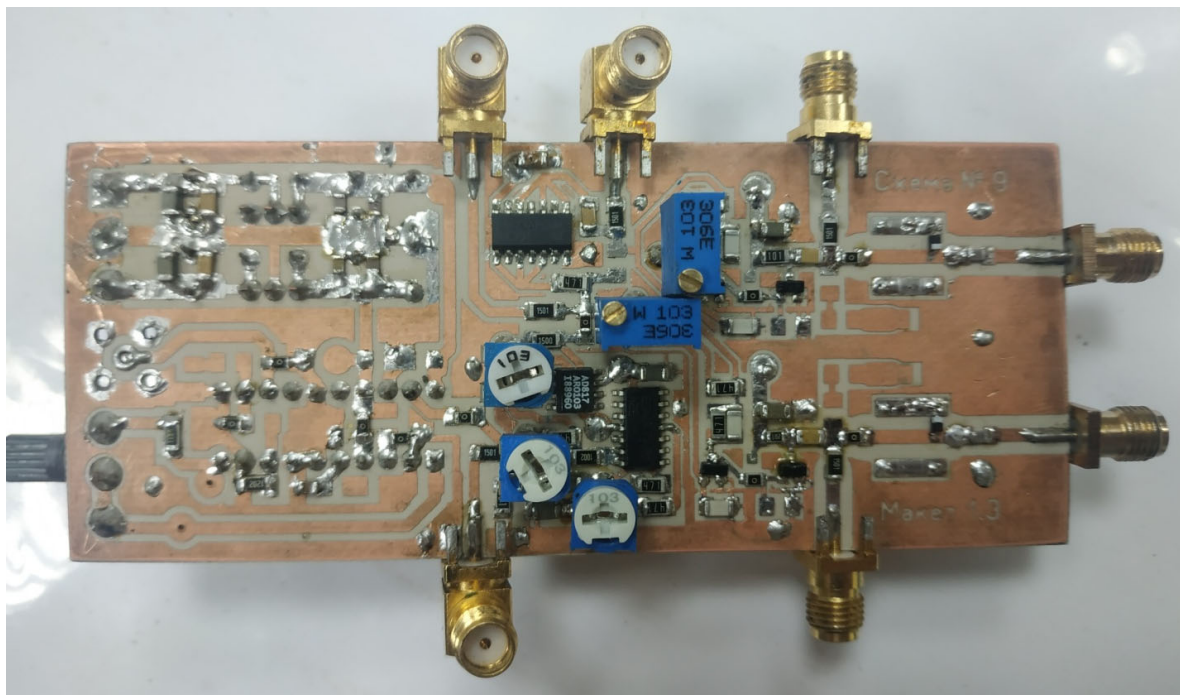


Рис. 3.26. Фото плати з першої сторони

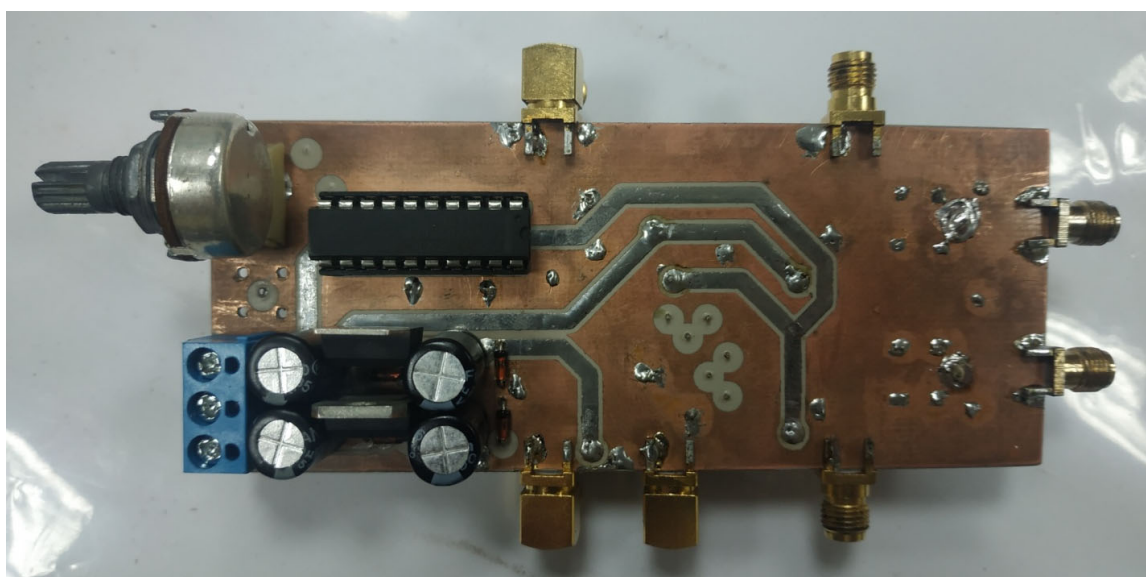


Рис. 3.27. Фото плати з другої сторони

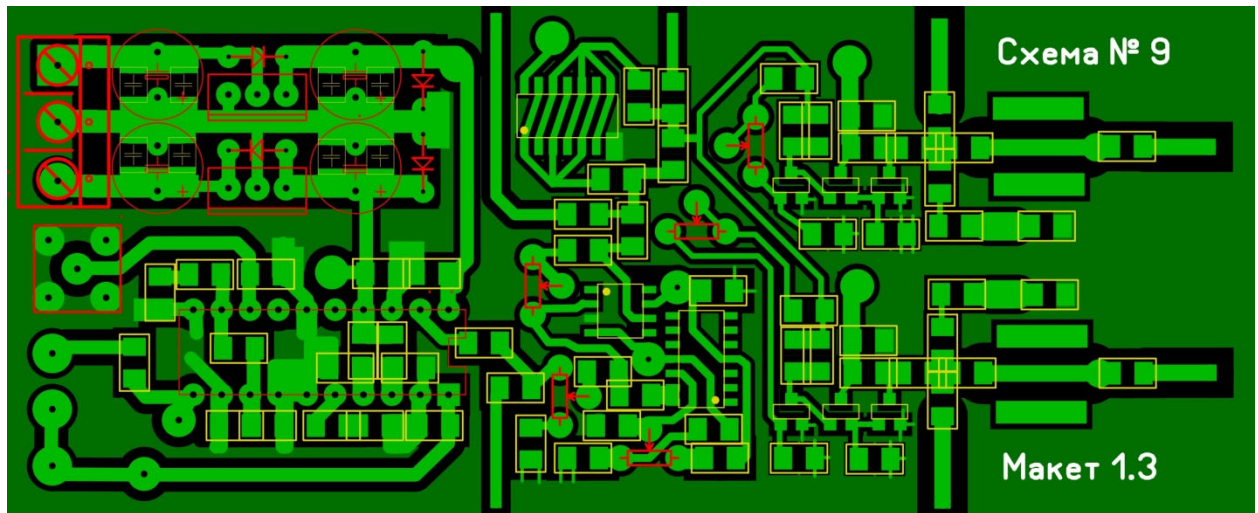


Рис. 3.28. Розводка друкованої плати першої сторони

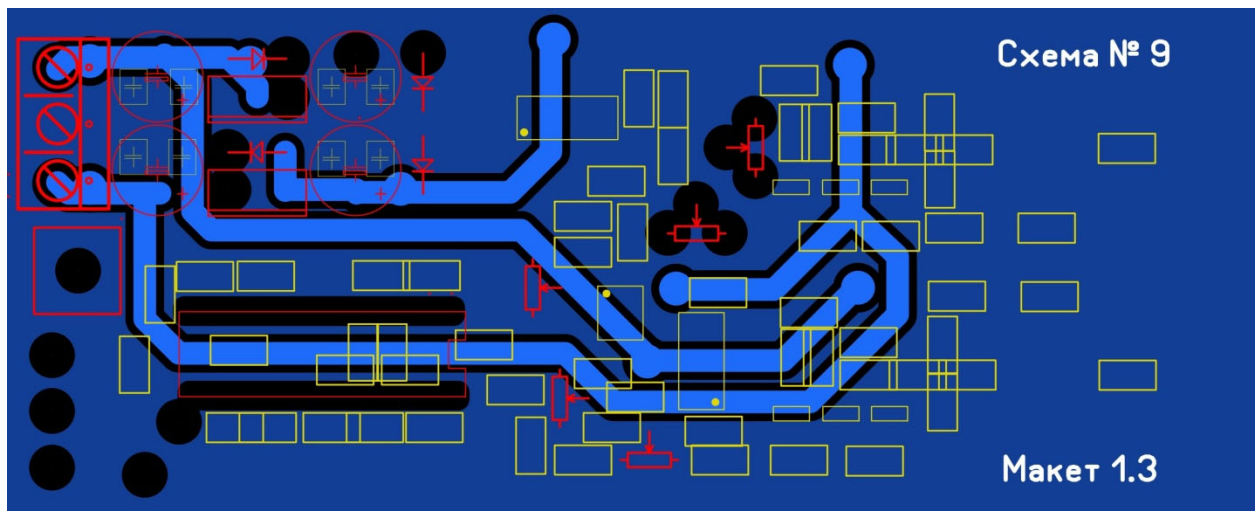


Рис. 3.29. Розводка друкованої плати другої сторони

Для економії місця та компактності дана схема розведена (рис. 3.28 та рис. 3.29) з доріжками на обох сторонах високочастотної діелектричної підкладки ROGERS AD450.

На рис. 3.30 зображено повну електричну схему генератора (без додаткового електричного обвісу мікросхем та повного стабілізатора напруги), де в останній частині схеми на відміну від схеми, зображеної на рис. 3.19, було прибрано транзистор, який виконував роль емітерного повторювача, та змінено

величини деяких компонент. Також, для того, щоб добитися однакової амплітуди гаусових імпульсів, підключено паралельно два транзистори, які на схемі зображені одним X37.

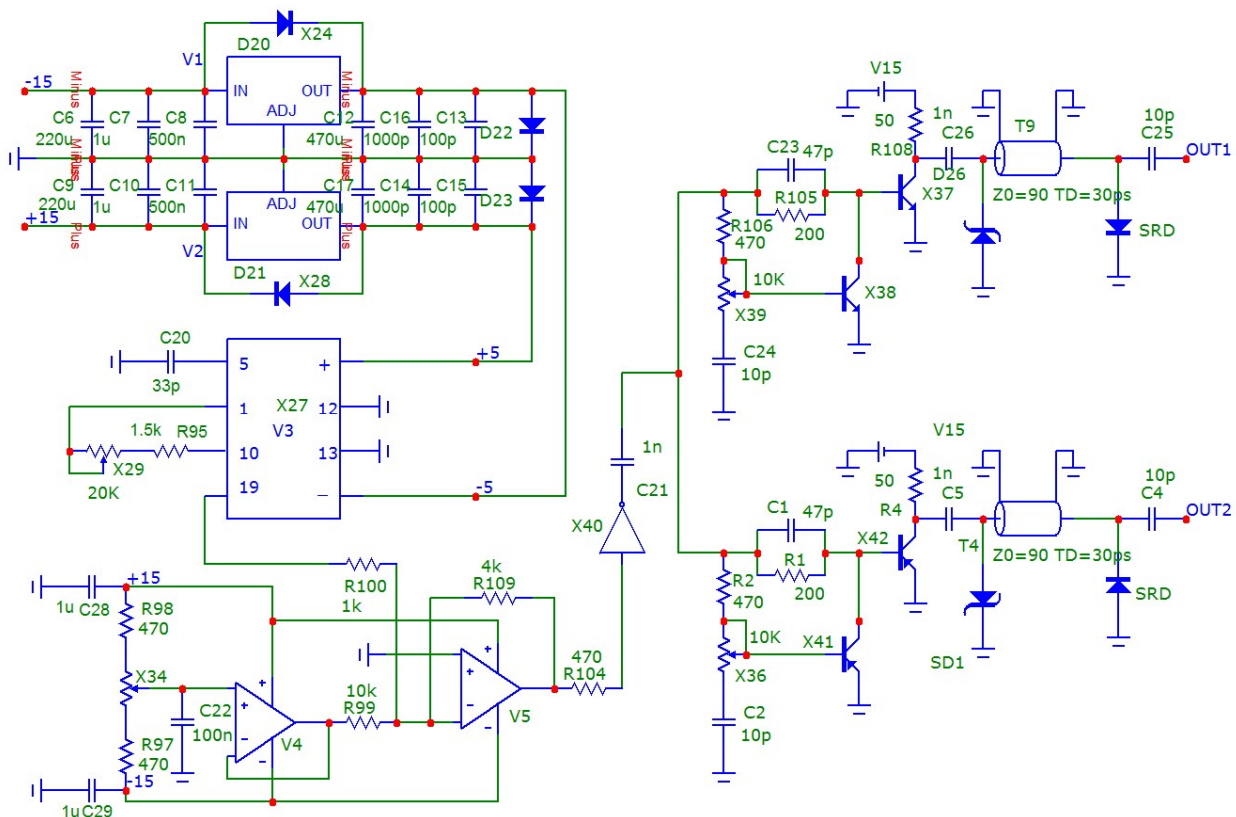


Рис. 3.30. Електрична схема остаточної плати трансмітера

Плата розміщена у металевому корпусі, і є повністю екранованою від впливу зовнішніх сигналів.

Фото плати в корпусі зображено на рис. 3.31 та рис. 3.32.

Проведено анодування алюмінієвого корпусу, щоб убезпечити плату від замикання не ізольованих елементів під час механічних дій та вібрацій.

Розміри корпусу:

ширина – 65 мм;

довжина – 125 мм;

висота – 30 мм.

Вага повністю зібраного трансмітера дорівнює 220 г.

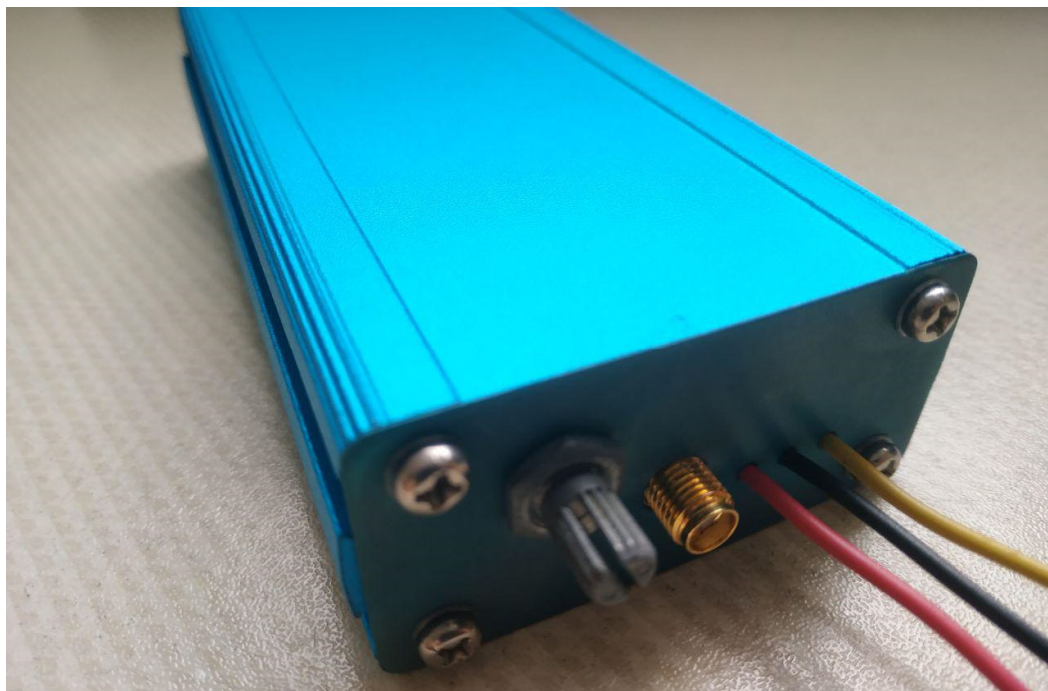


Рис. 3.31. Фото трансмітера з одного боку



Рис. 3.32. Фото трансмітера з іншого боку

3.3. Висновки

Під час виконання дисертаційної роботи розроблено та досліджено дві нові схеми трансмітера. На першій схемі трансмітера вдалося досягти однакової амплітуди моноцикл імпульсів, яка від піку до піку дорівнює 4 В. Ширина негативного імпульсу сягає 120 пс, а позитивного 135 пс. Генератор може працювати з частотами повторення від 1 МГц до 10 МГц. Рівень джитера незначний.

Другий розроблений трансмітер генерує пікосекундні послідовності імпульсів Гауса з протилежною полярністю, що повторюються з заданою частотою. Амплітуди імпульсів протилежної полярності однакові, і сягають ± 5 В. Ширини позитивного і негативного імпульсу теж майже однакові, і дорівнюють (на серединному рівні за амплітудою) 133 пс і 143 пс відповідно. Частота генерації може змінюватися в межах від 5 МГц до 15 МГц.

В літературі пристрою з аналогічною формою вихідного сигналу, який формує пікосекундні послідовності імпульсів з протилежною полярністю, що повторюються з заданою частотою, не знайдено. Отже, цей трансмітер є принципово новим.

У розроблених трансмітерів такі параметри, як відстань між імпульсами, їх ширину та амплітуду можна регулювати під конкретні задачі за допомогою цифрових та аналогових пристроїв. Кожний із розроблених трансмітерів не потребує ніяких додаткових підключень, окрім напруги живлення. Обидва трансмітери побудовані на високочастотній діелектричній підкладці ROGERS AD 450. Перша плата має розміри 100 x 50 мм; на другій платі для компактності радіодеталі розміщувались на обох сторонах підкладки з розмірами 110 x 45 мм, а сама плата розміщена в екрануючий корпус з розмірами 65 x 125 x 30 мм. Загальна вага трансмітера становить 220 г.

Розроблені трансмітери задовольняють вимогам щодо характеристик імпульсів, мають задовільну вагу, габарити і енергоспоживання.

Розділ 4. ЗАСТОСУВАННЯ ПЕРЕДАВАЛЬНОГО МОДУЛЯ ПІКОСЕКУНДНИХ ІМПУЛЬСІВ У РАДАРІ ВИЯВЛЕННЯ ПРИХОВАНОЇ ЗБРОЇ НА ТІЛІ ЛЮДИНИ

4.1. Вступ

Безпека населення є однією з найважливіших задач кожної держави. Важливим елементом безпеки є запобігання тероризму, особливо в місцях великого скупчення людей, таких як аеропорти, вокзали, стадіони, тощо. Тому передові країни світу приділяють велику увагу розробці приладів для прихованого своєчасного виявлення зброї на тілі людини. До таких приладів можна віднести металодетектори, прохідні рамки, міліметрові хвильові сканери, а також новітні розроблювані радари, які базуються на надширокосмуговій технології і використовують ультракороткі імпульси, що повторюються з частотою 1–15 МГц.

Принагідно зауважимо, що ультракороткі наносекундні і субнаносекундні імпульси вже широко використовуються у багатьох областях (Додаток 1), у таких як георадар (GPR), точна орієнтація, виявлення об'єктів через перешкоду, біомедичних застосуваннях, високошвидкісній фотографії, надширокосмугових комунікаціях і лазерних технологіях. Ці технології мають наступні переваги: висока швидкість, низьке енергоспоживання і низька вартість.

Застосування ультракоротких імпульсів в радарі для дистанційного виявлення зброї на тілі людини–терориста, яка може потрапити в місця скупчення великої кількості людей, потенціально може забезпечити усунення недоліків у існуючих системах. Так, наприклад, прохідний детектор може спричиняти помилкові тривоги, виявляючи металеві предмети одягу та інші безпечні предмети, оскільки він працює на принципі формування низькочастотного магнітного поля і виявляє вторинне магнітне поле, яке створюється металевими об'єктами на тілі людини.

CWD радар працює на резонансних явищах і виявляє специфічні об'єкти, уникнувши виявлення звичайних предметів, які може мати людина. Це робить його ефективнішим і менш схильним до помилкових спрацювань порівняно з іншими системами.

Сканери всього тіла використовують міліметрові хвилі для реконструкції зображення поверхні тіла і виявлення прихованих предметів. Однак у них є обмеження, такі як потреба у зніманні верхнього одягу, нерухомість особи під час сканування, а також питання конфіденційності, пов'язані з зображеннями тіла людини. CWD радар не має таких обмежень, що надає йому переваги для безпечного виявлення зброї. Також цей радар виділяється своєю здатністю відрізняти зброю від інших предметів, таких як ключі чи мобільні телефони. Така здатність може бути особливо корисною в місцях з великою кількістю людей, де швидке та точне виявлення загроз є критично важливим.

CWD радар не формує зображення, а виявляє загрозу шляхом аналізу радіолокаційного відбиття від особи, яка перевіряється, як у часовій, так і у спектральній областях. Отже, така система більше схожа на металодетектор, ніж на сканер всього тіла.

На відміну від металодетекторів та сканерів всього тіла, CWD радар визначає наявність пристроїв з бездротовим зв'язком, через те, що обмін сигналами в них знаходиться в робочому діапазоні частот радара. Бездротові пристрої також можуть бути знайдені навіть у вимкненому стані, якщо в пам'яті радара записано спектр його ехо-сигналу.

На відміну від сканерів всього тіла та ручного обшуку, CWD радар не вимагає від людини, яка перевіряється, стояти на одному місці. Тут він схожий на прохідну рамку. Також не потрібна пряма видимість предмету для його знаходження.

У CWD радарх передбачається використання принципу машинного навчання, тобто він постійно вивчає своє середовище та адаптує обробку сигналів для оптимального виявлення загроз в цьому середовищі.

4.2. Короткий опис CWD радара

Принцип побудови CWD радара засновано на випромінюванні ультракороткого імпульсу в широкому діапазоні частот (0,5–5 ГГц) і прийманні відбитого сигналу. Оскільки відбитий сигнал залежить від предмету, який формує відбиття, то будуть отримані сигнали з різними спектральними та часовими особливостями (сигнатури). Найвищий рівень відбитого сигналу буде спостерігатись від металевих предметів, які резонують у межах зазначеного діапазону частот і до яких відносяться пістолети, рушниці, ножі, гранати, тощо. Оскільки різні об'єкти мають різне відбиття, то можлива їх ідентифікація. Таким чином, створюється спеціальна база даних, на основі якої система навчається відрізняти людей без зброї від людей із нею, до того ж ця зброя може бути різною. В результаті роботи системи, після обробки сигналів, майже в реальному часі отримується інформація про ймовірність загрози в просторі, що сканується радаром.

CWD радар має такі основні блоки: передавальні та приймальні антени, блок генерації ультраширокопосмугового сигналу (ультракороткого імпульсу), та блок обробки прийнятого сигналу, що видає сповіщення про ймовірність небезпеки (рис. 4.1). Розглянемо кожний із блоків детальніше.

Між передавачем та антеною додатково можуть ставитися фільтри низьких або високих частот, а в деяких випадках і смугові (смугопропускні) фільтри [50–52]. Вони необхідні щоб прибрати непотрібні або паразитні частоти при опроміненні середовища. Так само такі ж фільтри можуть ставитися і перед приймачем. Це може робитися для того, щоб виділити тільки ті частоти, які потрібні для обробки, або щоб розділити їх на декілька піддіапазонів.

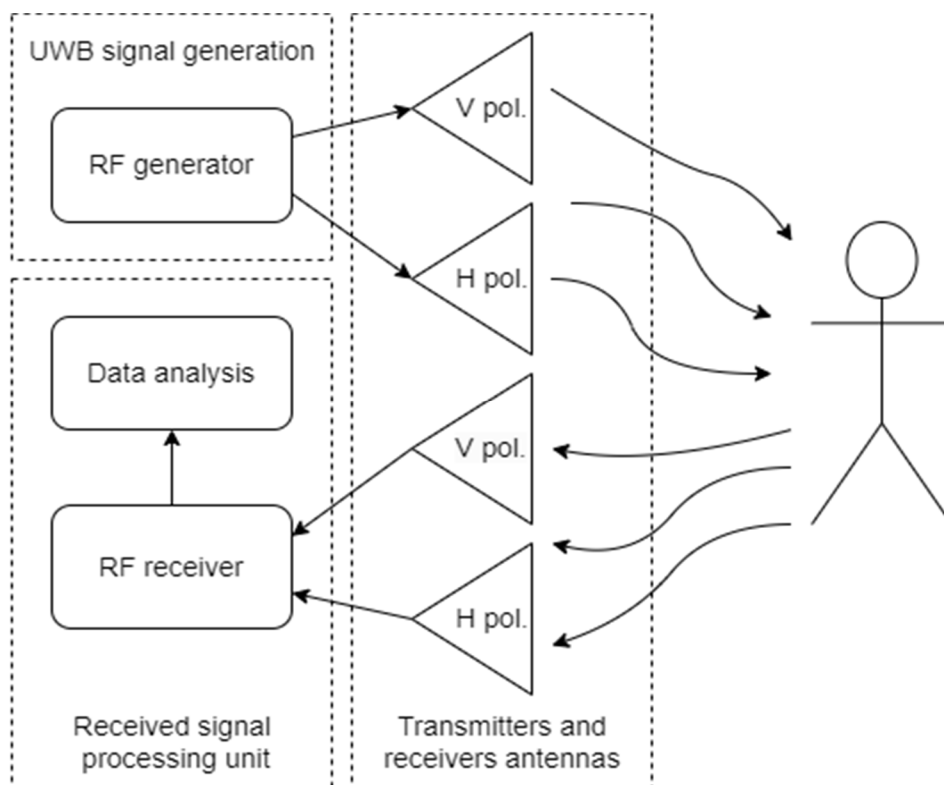


Рис. 4.1. Схема CWD радару

4.3. Антени CWD радару

Мінімально в CWD радарах використовується 2 антени, по одній на передачу та прийом. В наведеній схемі одночасно йде робота з двома ортогональними лінійними поляризаціями, тому використовується 4 антени, дві для передачі сигналу, та дві для прийому. Радар виконує повне поляриметричне вимірювання, де реєструються чотири типи сигналів: V-V, V-H, H-H і H-V. Тут перша літера позначає поляризацію переданої хвилі, що освітлює ціль (V для вертикальної та H для горизонтальної), а друга літера позначає поляризацію прийнятої хвилі, розсіяної ціллю. Таким чином, передаються та приймаються всі можливі комбінації поляризацій. Для такої роботи добре підходить антена типу Вівальді [53].

Для роботи CWD радару вибрано частотний діапазон 0,5–5 ГГц. Оскільки антена Вівальді добре узгоджена з фідером 50 Ом або 100 Ом в цій смузі частот, то її вибір дозволяє приймати найбільшу частину енергії імпульсів, які випромінюються. Окрім того, в цій смузі знаходяться домінуючі резонансні

частоти стрілецької зброї, яку можна переносити на тілі. Кожен вид зброї має унікальний набір резонансних частот, і цей набір є важливою характеристикою, за якою вона може бути розпізнана радарною системою [54].

Діаграма спрямованості антени повинна бути широкою і водночас мати мінімальні бокові пелюстки. Через те, що в системі використовується передача та прийом відбитого сигналу на різних поляризаціях, то для більш точного виявлення зброї необхідно мати високий рівень розв'язки між ортогональними поляризаціями.

Додатковою вимогою до антени є коефіцієнт стоячої хвилі за напругою (КСХН) менше 2, що забезпечує низькі втрати енергії на відбиття і призводить до кращого співвідношення сигнал-шум. Низький рівень бокових пелюсток антени є необхідним для CWD радара для мінімізації імовірності хибного виявлення по бічних пелюстках.

Зазначеним вимогам можуть задовільняти антени Вівальді з деякими доопрацюваннями, на яких було зосереджено увагу в дисертаційному дослідженні.

Антени Вівальді відрізняє широка смуга частот, простота конструкції, високий коефіцієнт підсилення та низький КСХН [41-45]. Збалансована антена Вівальді знижує рівень кросполяризації завдяки структурі з трьома шарами міді, серед яких два зовнішні шари розташовані на двох зовнішніх сторонах діелектричних підкладок і центральний шар між двома діелектричними підкладками [39]. Антени Вівальді знайшли широке використання в радіолокації та радіозв'язку. Під час виконання дисертації створено та випробувано декілька таких антен [55]. Всі вони мають широкий частотний діапазон, який задовольняє необхідним вимогам, низькі значення КСХН, та потрібну діаграму спрямованості (рис. 4.2).

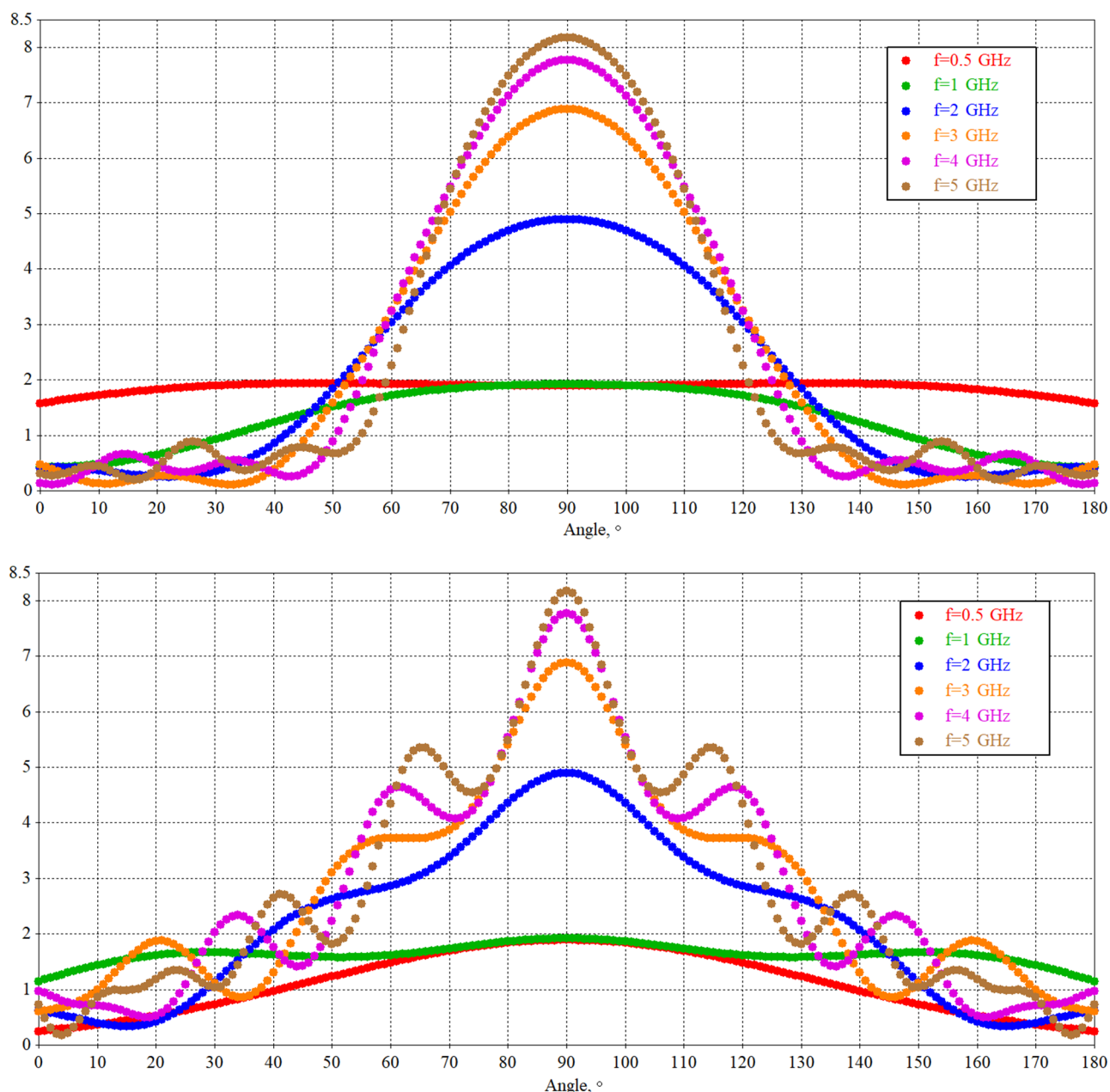


Рис. 4.2. Діаграми спрямованості в декартовій системі координат копланарно-антиподальної антени в Н-площині (вгорі) та Е-площині (внизу) на різних частотах

Деякі виготовлені зразки антен Вівальді мають як копланарні, так і антиподальні патчі, що дає певні переваги перед класичними антенами Вівальді [53]. Така конструкція забезпечує більш низький рівень кросполяризаційного випромінювання, вищу кросполяризаційну розв'язку. Цей факт є перевагою для

CWD радара, що розробляється, оскільки дозволить підвищити чутливість системи.

На рис. 4.3 зображено варіанти антен, які були розроблені та виготовлені з метою перевірки принципу роботи розроблювального радару. Для всіх антен $K_{СХН} < 2$ в діапазоні частот 0,5–5 ГГц. Перший варіант антени (рис. 4.3а) має 50-Омний вхід, та може одразу підключатися до коаксіального кабелю. Другий та третій варіанти антени є симетричними (рис. 4.3б,в), та мають вхідний опір 100 Ом. Для цих антен необхідно додатково використовувати плавний перехід (балун) із 100 Ом симетричної лінії у 50 Ом несиметричної, до якого буде під'єднуватися SMA роз'єм. Даний балун виконано за допомогою довгої лінії (рис. 4.3в).

Всі досліджені варіанти антен мають ширшу діаграму спрямованості на найнижчих частотах. У Н-площині ширина ДС досягає 180° за рівнем -3 дБ від максимуму і 130° у Е-площині. Починаючи з 1 ГГц, ширина ДС звужується до $60\text{--}90^\circ$ у Е-площині, і до $50\text{--}120^\circ$ у Н-площині. Також максимум ДС мають осьовий напрямок (за винятком 0,5 ГГц), де спостерігається невелике відхилення напрямку максимального підсилення від осі антени.

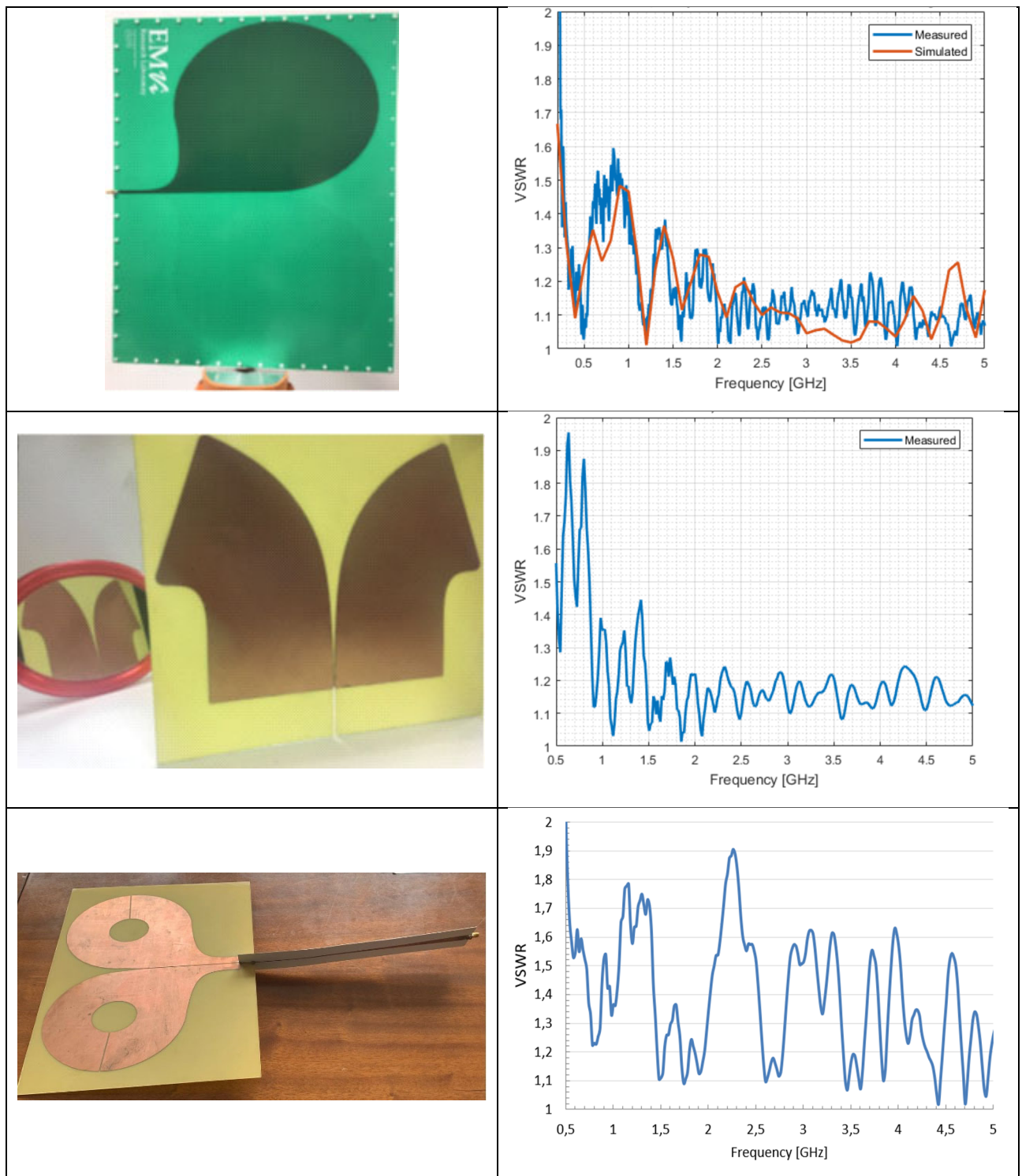


Рис. 4.3. Приклади зовнішнього вигляду антен та їх КСХН

Перший зразок антени (рис. 4.3а) має розміри 300х400 мм та робочий діапазон від 250 МГц. Друга та третя антени (рис. 4.3б,в) мають менші розміри (210х300 мм), внаслідок чого нижня робоча частота складає 500 МГц. Для

третього варіанту конструкції антени (рис. 4.3в) максимальне підсилення зростає з частотою від 2,5 до 8 дБі (рис. 4.4).

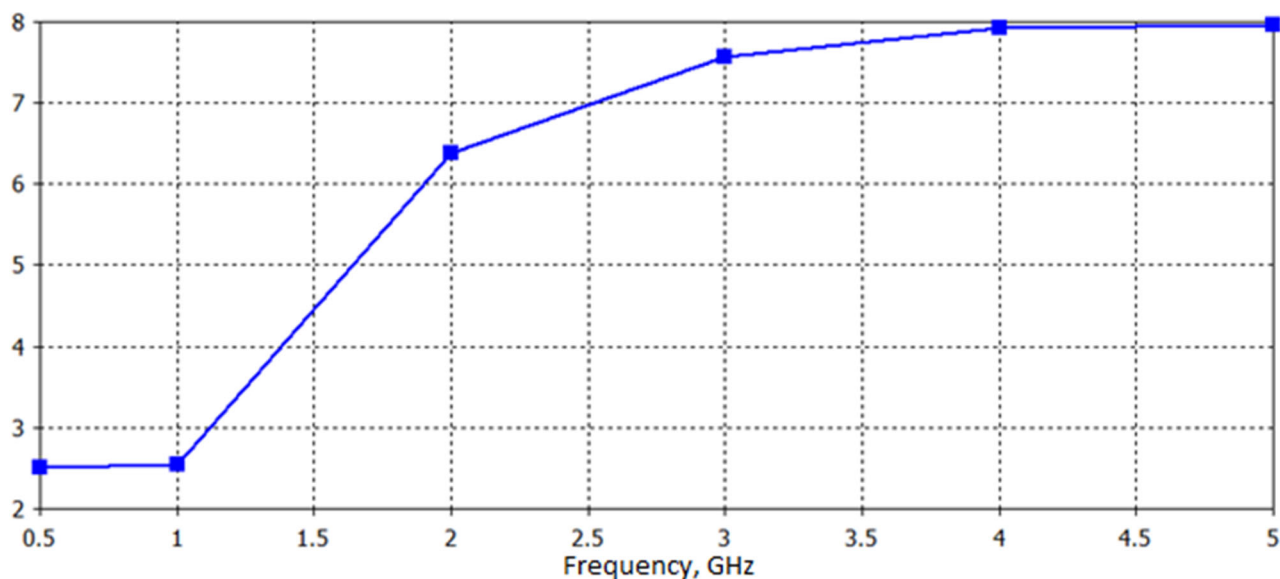


Рис. 4.4. Коефіцієнт підсилення антени із рис. 4.3в

4.4. Переваги та обмеження CWD радару

CWD радар потенційно має певні переваги порівняно з іншими пристроями виявлення заборонених предметів, таких як зброя, вибухівка, заборонена електронна техніка, та може стати доповненням до вже існуючих систем. Передавальний модуль CWD радару здійснює швидкі сканування, що дозволяє швидко виявляти наявність зброї або інших небезпечних предметів та приймати рішення щодо відповідних дій. Наприклад, якщо частота генерації імпульсів 10 МГц, то простір буде скануватися мільйони разів за секунду. Хвиля, яку випромінює радар, проходить через тканину та шкіру, тому може виявляти заборонений предмет, який прихований під одягом, в речах, або навіть в тілі людини, що може бути важко зробити іншими методами.

Зважаючи на ці особливості, CWD радар може бути корисним для поліцейських, військових, охоронців та інших організацій, які займаються забезпеченням безпеки та протидією злочинності та тероризму. Також він може бути корисним для захисту важливих об'єктів, таких як аеропорти, морські

порти, стадіони, транспортні мережі тощо. Він може встановлюватися як основна, так і додаткова система безпеки.

Слід враховувати, що CWD радар має свої обмеження та може призводити до помилкових сповіщень. Зокрема:

- Може бути важко відрізнити зброю від інших металевих предметів, які дуже схожі за формою, розмірами та структурою.
- Можуть виникати проблеми з точністю вимірювання на великих відстанях та у складних умовах, таких як на вулиці з великою кількістю металевих предметів.
- Зменшення точності детектування зброї при швидко змінному навколишньому середовищі. Радару треба час щоб адаптуватися до навколишнього середовища, в якому він розгортається.
- Для встановлення прихованого радару необхідні спеціально навчені спеціалісти. А металодетектори та прохідні рамки можуть бути придбані, встановлені та налаштовані самостійно.
- В різних країнах діють різні обмеження на максимальну вихідну потужність радіочастотного сигналу, через що відстань роботи радару може бути меншою за необхідну.
- Радар може бути дорожчим та складнішим у використанні порівняно з іншими системами виявлення зброї, що може ускладнювати його використання в певних умовах.
- Радар може показувати помилкові результати, якщо він знаходиться поряд із джерелом електромагнітного випромінювання в робочому діапазоні частот передавача. У той час як металодетектори та прохідні рамки не залежать від зовнішніх електромагнітних впливів і можуть працювати у різних умовах.
- Для збільшення точності виявлення нових небезпечних предметів в систему обробки сигналу необхідно додавати сигнатури цих предметів.

Отже, CWD радар з можливістю виявлення прихованої зброї на тілі рухомої людини на основі резонансних характеристик зброї може бути одним із інструментів для забезпечення безпеки та протидії злочинності. Їх доцільно використовувати в комбінації з іншими технологіями, наприклад, з металодетекторами, щоб отримати підвищення достовірності виявлення потенційно небезпечних предметів на тілі людини. Розроблений передавальний модуль є однією із ключових частин такого радару.

Від характеристик передавальної частини радару у значній мірі залежать характеристики CWD радару. Зокрема, збільшення дальності детекції, зниження кількості помилкових сигналів та підвищення точності виявлення небезпечних предметів залежить від амплітуди імпульсів та зменшення джитеру в генераторі. Аналіз предметів малих розмірів можливий при зменшенні тривалості випромінювального імпульсу.

4.5. Висновки

Запропоновано, розроблено, виготовлено та експериментально перевірено трансмітер та антени до CWD радару, призначеного для виявлення заборонених прихованих предметів на тілі рухомої людини.

Показано, що антени добре працюють у робочому діапазоні частот 0,5–5 ГГц з КСХН < 2 та коефіцієнтом підсилення від 2,5 дБі до 8 дБі і здатні ефективно випромінювати та приймати ультракороткі імпульси тривалістю 120-150 пс, створюваних розробленим трансмітером.

CWD радар може використовуватись в точках входу або виходу з приміщення, наприклад біля дверей, в проходах, тунелях, також у великих кімнатах, вестибюлях, або на відкритому просторі.

ВИСНОВОК

У дисертації вирішено актуальну науково-технічну задачу розробки антени та трансмітера передавального модуля пікосекундних імпульсів для радара дистанційного виявлення зброї, прихованої на тілі людини.

Основні наукові та практичні результати полягають у наступному:

1. Запропоновано, розроблено, виготовлено та експериментально досліджено два трансмітери. Перший трансмітер забезпечує генерування імпульсів типу моноцикл Гауса з амплітудою від піку до піку 4 В, тривалістю позитивного та негативного імпульсів на серединному рівні 120 пс та 135 пс відповідно та частотою повторення 3,5 МГц. Другий трансмітер є принципово новим. Він генерує послідовності імпульсів Гауса з протилежною полярністю з амплітудою від піку до піку майже 10 В, тривалістю позитивного та негативного імпульсів 133 пс та 143 пс, що повторюються з заданою частотою, яка може змінюватися в межах від 5 до 15 МГц. Трансмітера з аналогічною формою вихідного сигналу, який формує пікосекундні послідовності імпульсів з протилежною полярністю, що повторюються з заданою частотою, в літературі не знайдено. Таким чином, розробка такого пристрою є принципово новаторською та передбачає подальші дослідження із можливих застосувань.

2. Запропоновано нову ультраширокосмугову планарну щілинну антену, яка відрізняється від відомих планарних щілинних антен (класичної, антиподальної та балансної антиподальної антен Вівальді) оригінальною топологією та двосторонньою металізацією. Вперше проведено чисельне й експериментальне дослідження такої антени. Показано, що завдяки наявності дзеркальних площин симетрії в Е- і Н-площинах, запропонована антена має найнижчий рівень кросполяризаційного випромінення серед планарних щілинних антен. Порівняно з балансною антиподальною антеною Вівальді, що має тришарову топологію, запропонована антена має більші зворотні втрати, але є простішою у виготовленні. Завдяки комбінації позитивних конструктивних та

електродинамічних властивостей ця модифікована щілинна антена може стати альтернативою антенам Вівальді у застосуваннях, де необхідна велика кросполяризаційна розв'язка.

3. Розглянуто застосування розробленого передавального модуля в CWD радарі, призначеного для дистанційного виявлення прихованої зброї на тілі стоячої чи рухомої людини, в першу чергу, на вулицях, стадіонах та інших місцях з великою концентрацією людей. CWD радар використовує пікосекундні імпульси для виявлення металевих предметів, що можуть бути приховані під одягом. Показано, що антени добре працюють у робочому діапазоні частот 0,5–5 ГГц з КСХН < 2 та коефіцієнтом підсилення від 2,5 дБі до 8 дБі і здатні ефективно випромінювати та приймати ультракороткі імпульси тривалістю 120–150 пс, створюваних розробленим трансмітером.

Основна частина дисертаційної роботи була виконана в рамках гранту НАТО G4992 «Long-range Stand-off Microwave Radar for Personnel Protection» за програмою НАТО «Наука заради миру та безпеки» (Science for Peace and Security, SPS). Макет розробленого передавального модуля демонструвався на виставці плакатів та прототипів до 60-річчя програми в штаб-квартирі НАТО (м. Брюссель, Бельгія).

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. S. Jacek and P. U. Piotr, "A fuzzy model for evaluating metal detection equipment at airport security screening checkpoints," *International Journal of Critical Infrastructure Protection*, vol. 16, pp. 39–48, 2016. doi: 10.1016/j.ijcip.2016.11.001.
2. N. Christie, K. Paul, E. Dennis et al., "Experimental Designs for Testing Metal Detectors at a Large Sports Stadium," in *2015 IEEE International Symposium on Technologies for Homeland Security (HST)*, 2015, pp. 1-6. doi: 10.1109/THS.2015.7225280.
3. S. Jacek and U. Piotr, "A Human Being as a Part of the Security Control System at the Airport," *Procedia Engineering*, vol. 134, pp. 291-300, 2016. doi: 10.1016/j.proeng.2016.01.010.
4. S. W. Harmer et al., "On Body Concealed Weapon Detection Using A Phased Antenna Array," *Progress In Electromagnetics Research*, vol. 124, pp. 187-210, 2012.
5. М. А. Козачук та В. І. Найденко, "Передавальний модуль радару прихованої зброї на тілі рухомої людини," *Вісник НТУУ "КПІ". Серія Радіотехніка, Радіоапаратобудування*, ном. 92, с. 12-22, 2023. doi: 10.20535/RADAP.2023.92.12-22.
6. I. Hakan, U. Iliani, T. Mustafa, and O. Caner, "An auto-classification procedure for concealed weapon detection in millimeter-wave radiometric imaging systems," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 60, no. 3, pp. 583-594, 2018. doi: 10.1002/mop.31005.
7. T. Weixian, H. Pingping, H. Zengshu et al., "Three-Dimensional Microwave Imaging for Concealed Weapon Detection Using Range Stacking Technique," *International Journal of Antennas and Propagation*, pp. 1-11, 2017. doi: 10.1155/2017/1480623.

8. P. Millot and L. Casadebaig, "Ultra Wide X-Band Microwave Imaging of Concealed Weapons and Explosives Using 3D-SAR Technique," *International Journal of Antennas and Propagation*, pp. 1-8, 2015. doi: 10.1155/2015/528103.
9. W. F. Moulder, J. D. Krieger, J. J. Majewski et al., "Development of a high-throughput microwave imaging system for concealed weapons detection," in *2016 IEEE International Symposium on Phased Array Systems and Technology (PAST)*, 2016, pp. 1-6. doi: 10.1109/ARRAY.2016.7832573.
10. А. В. Пономарев, "Мегавольтовый генератор наносекундных импульсов с полупроводниковым прерывателем тока: дис. канд. техн. наук: 01.04.13," Екатеринбург, 2005, 90 с.
11. Д. А. Коротков, "Разработка и исследование генераторов мощных наносекундных импульсов на основе дрейфовых диодов с резким восстановлением и динисторов с глубокими уровнями: дис. канд. техн. наук: 01.04.13," Санкт-Петербург, 2014, 118 с.
12. А. В. Афанасьев и др., "Мегаваттный генератор наносекундных импульсов на основе карбидокремниевых дрейфовых диодов с резким восстановлением," *Изв. высших учеб. заведений России, Радиоэлектроника*, ном. 3, 21 с., 2015.
13. Б. В. Иванов, А. А. Смирнов, С. А. Шевченко и А. Ф. Кардо-Сысоев, "Формирование наносекундных импульсов напряжения дрейфовыми диодами с резким восстановлением," *Изв. высших учеб. заведений России, Радиоэлектроника*, ном. 3, 25 с., 2015.
14. L. M. Merensky, A. F. Kardo-Sysoev, D. Shmilovitz and A. S. Kesar, "Efficiency Study of 2.2 kV, 1 ns, 1 MHz Pulsed Power Generator Based on a Drift-Step-Recovery Diode," *IEEE Trans. On Plasma Science*, vol. 41, no. 11, pp. 3138-3142, 2013.
15. Z. Huang et al., "High power pulse generator based on avalanche transistor Marx circuit," in *IEEE*, 2014, pp. 315-317.
16. Q. Wang et al., "Design of an Ultra-wideband Pulse Generator Based on Avalanche Transistor," in *IEEE*, 2008, pp. 1-4.

17. А. С. Сидоров, *Теория и проектирование нелинейных импульсных схем на туннельных диодах*, Москва: «Сов. Радио», 1971, 264 с.
18. В. Н. Яковлев и др., *Справочник по импульсной технике*, Техника, 1973, 712 с.
19. A. Ouslimani, G. Vernet, H. Hardallach and R. Adde, "Large amplitude picoseconds step generation with FETs," *Electron Lett.*, vol. 26, no. 19, pp. 1563-1564, 1990.
20. M. Gerding, T. Musch and B. Schiek, "Generation of Short electrical pulses based on bipolar transistors," *Advances in Radio Science*, vol. 2, pp. 7-12, 2004.
21. D. Pepe, L. Aliugo and D. Zito, "Sub-100 ps Monocycle Pulses for 5G UWB Communications," in *EuCAP*, 2016, pp. 1-4.
22. J. McCombe, *Cognitive Microwave Radar for the Stand-Off detection of On-Body Concealed Weapons*, CEM-R-70 from McMaster University, 2015, 22 p.
23. X. Xia, L. Lihua, Y. Shengbo and G. Hongfei, *A Novel Subnanosecond Monocycle Pulse Generator for UWB Radar Applications*, Hindawi Publishing Corporation, 2014, 4 p.
24. C. Zhang and A. Fathy, "Reconfigurable Pico-Pulse Generator for UWB Applications," in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium digest*, Knoxville, USA, 2006, 5 p.
25. L. Liu et al., "Development of a Novel, Compact, Balanced, Micro power Impulse Radar for Nondestructive Applications," *IEEE Sensors Journal*, vol. 15, no. 2, pp. 855-863, 2015.
26. P. Protiva, J. Mrkvica and J. Machač, "Universal Generator of Ultra-Wideband Pulses," *Radioengineering*, vol. 17, no. 4, pp. 74-78, 2008.
27. P. Protiva, J. Mrkvica and J. Machač, "High Power Monocycle Pulse Generator for Through-the-Wall Radar Transmitter," in *IEEE Xplore*, 2009, 5 p.
28. P. Protiva, J. Mrkvica and J. Machač, "A compact step recovery diode subnanosecond pulse generator," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 52, no. 2, pp. 438-440, 2009.

29. *Pulse and waveform generation with Step Recovery Diodes*, U.S.A.: Hewlett Packard, 1984, 28 p. (918).
30. В. Рамзей, *Частотно независимые антенны*, Москва: Мир, 1968, 175 с.
31. О. А. Юрьев, А. В. Рунов, и А. Н. Казарин, *Спиральные антенны*, Сов. Радио, 1974, 224 с.
32. Г. Т. Марков и Д. М. Сазонов, *Антенны*, Энергия, 1975, 528 с.
33. F. F. Dubrovka, S. Piltyay, M. Movchan and I. Zakharchuk, "Ultrawideband Compact Light-Weight Biconical Antenna With Capability of Various Polarizations Reception for Modern UAV Applications," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 71, no. 4, pp. 2922-2929, April 2023. doi: 10.1109/TAP.2023.3247145.
34. F. F. Dubrovka and S. I. Piltyay, "Ultrawideband microwave biconical high-gain antenna for dual-band systems of omnidirectional radio monitoring," *Radioelectronics and Communications Systems*, vol. 63, no. 12, pp. 619-632, Dec. 2020. doi: 10.3103/S0735272720120018
35. Ф. Ф. Дубровка, В. Н. Глушенко, Г. А. Ена, П. Я. Степаненко и В. М. Терещенко, «Сверхширокополосные рупорные антенны со значительным различием ширин диаграмм направленности в Е- и Н- плоскостях», *Известия вузов. Радиоэлектроника*, том 50, ном. 1, с. 73–80, Янв. 2007. doi: 10.20535/S0021347007010098
36. P. J. Gibson, "The Vivaldi aerial," in *Proc. 9th Eur. Microw. Conf.*, 1979, pp. 101–105.
37. E. Gazit, "Improved design of the Vivaldi antenna," *IEE Proceeding*, vol. 135, no. 2, pp. 89-92, 1988, doi: 10.1049/ip-h-2.1988.0020.
38. J. D. S. Langley, P. S. Hall, and P. Newham, "Multi-octave phased array for circuit integration using balanced antipodal Vivaldi antenna elements," in *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, 1995. doi: 10.1109/APS.1995.529990.

39. J. D. S. Langley, P. S. Hall, and P. Newham, "Novel ultrawide-bandwidth Vivaldi antenna with low crosspolarisation," *Electronics Letters*, vol. 29, no. 23, pp. 2004-2005, 1993. doi: 10.1049/el:19931336.
40. Ф. Ф. Дубровка и В. М. Терещенко, "Specific features of propagation and radiation of electromagnetic waves by open slot longitudinally-irregular structures on dielectric substrates," *Известия вузов. Радиоэлектроника*, том 41, ном. 7, с. 22–34, 1998.
41. Q. Ying and W. Dou, "Simulation of two compact antipodal Vivaldi antennas with Radiation Characteristics enhancement," in *International Symposium on Antennas and Propagation*, 2013.
42. C. Vasanelli, H. Meti, and C. Waldschmidt, "Investigation on a 77-GHz broadside Vivaldi antenna," in *2016 10th European Conference on Antennas and Propagation, EuCAP 2016*, 2016. doi: 10.1109/EuCAP.2016.7481148.
43. P. Wang, H. Zhang, G. Wen, and Y. Sun, "Design of modified 6-18ghz balanced antipodal vivaldi antenna," *Prog. Electromagn. Res. C*, vol. 25, pp. 271–285, 2012. doi: 10.2528/PIERC11101202.
44. M. Moosazadeh and S. Kharkovsky, "Design of Ultra-Wideband Antipodal Vivaldi Antenna for Microwave Imaging Applications," in *2015 IEEE International Conference on Ubiquitous Wireless Broadband, ICUWB*, 2015. doi: 10.1109/ICUWB.2015.7324435.
45. X. Han, L. Juan, C. Changjuan, and Y. Lin, "UWB Dual-Polarized Vivaldi Antenna with high gain," in *2012 International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology (ICMMT 2012)*, pp. 1-4, 2012.
46. Ф. Ф. Дубровка, В. И. Гузь, С. Е. Мартынюк, Д. А. Василенко, и А. А. Зайцев, «Сверхширокополосная антенна решетка на основе 8x8 профилированных щелевых излучателей», *Известия вузов. Радиоэлектроника*, том 53, ном. 11, с. 19–28, Ноя. 2010. doi: 10.20535/S0021347010110026.
47. М. А. Kozachuk, V. I. Naidenko and F. F. Dubrovka, "Ultrawideband planar double-sided metallized tapered slot antenna with modified topology,"

- Radioelectronics and Communications Systems*, vol. 65, no. 10, pp. 543–550, 2023. doi: 10.3103/S0735272722120068.
48. J. Y. Siddiqui, Y. M. M. Antar, A. P. Freundorfer, E. C. Smith, G. A. Morin and T. Thayaparan, "Design of an ultrawideband antipodal tapered slot antenna using elliptical strip conductors," *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 10, pp. 251–254, 2011. doi: 10.1109/LAWP.2011.2128296.
 49. CST, *GPU Computing Guide*, CST Studio Guide, Suite R2022, 2021.
 50. С. М. Літвінцев, О. В. Захаров, С. О. Розенко, та М. А. Козачук, "Перестроюваний двомодовий резонатор петльового типу зі шлейфом," *Вісник вищих навчальних закладів. Радіоелектроніка*, том 65, ном. 9, с. 559–569, 2022. doi: 10.20535/S0021347022110048.
 51. S. Litvintsev, S. Rozenko, and M. Kozachuk, "Microstrip Second-Order Bandpass Filters With Increased Selectivity on High Dielectric Constant Substrates," in *IEEE Proceedings of 16th International Conference on Advanced Trends in Radioelectronics, Telecommunications and Computer Engineering (TCSET)*, Lviv-Slavske, Ukraine, February 22-26, 2022, pp. 310-313. doi: 10.1109/TCSET55632.2022.9767057.
 52. S. Litvintsev, S. Rozenko, and M. Kozachuk, "Two Types of Stepped-Impedance Resonators in Stripline Bandpass Filters," in *IEEE Proceedings of 16th International Conference on Advanced Trends in Radioelectronics, Telecommunications and Computer Engineering (TCSET)*, Lviv-Slavske, Ukraine, February 22-26, 2022, pp. 306-309. doi: 10.1109/TCSET55632.2022.9766914.
 53. V. Naydenko and M. Kozachuk, "Vivaldi Coplanar-Antipodal Antennas," in *2020 IEEE 12th International Conference on Antenna Theory and Techniques (ICATT)*, Kharkiv, Ukraine, September 21 – 25, 2020, pp. 121-125. doi: 10.1109/UkrMW49653.2020.9252807.
 54. S. W. Harmer, D. A. Andrews, N. D. Rezgui, and N. J. Bowring, "Detection of handguns by their complex natural resonant frequencies," *IET Microwaves*

Antennas & Propagation, vol. 4, no. 9, pp. 1182-1190, 2009. doi: 10.1049/iet-map.2009.0382.

55. V. Naydenko, D. Dovhal, M. Kozachuk, N. Nikolova, and D. Shumakov, "Radiating Element Based on the Two-Wire Line with Horns," *International Journal of Engineering Science Invention (IJESI)*, vol. 8, no. 2, pp. 63–69, 2019.

Застосування наносекундних і субнаносекундних імпульсів

Застосування		Імпульсні генератори
Індустрія	Лазерне зварювання	Імпульсні Nd, YAG, CO ₂ лазери
	Фотолітографія	Імпульсний рентген
	Формування металів	Імпульсне магнітне формування
	Розділення фракцій гірських порід	Імпульсні потужні джерела живлення
	Поверхневий фініш металів	Імпульсні легкі лазери
	Сталеві виливки	Імпульсне електромагнітне поле
	Формування порошків	Вибуховий провід, МГД
	Фабрики стерилізації	Радіочастотна енергія
	Імпульсний ультрафіолет для фарби	Імпульсне ультрафіолетове джерело
	Імпульсний електрофільтр	Імпульсне Е поле
Медицина	Мікрохвильова сепарація нафтового шламу	Імпульсні мікрохвилі
	Хірургія ока	Імпульсні лазери
	Ремонт кісток	Імпульси низької потужності
Навколишнє середовище	Ін'єкційні матеріали через шкіру без голки	Імпульсні лінійні двигуни
	Аналіз ультра-низьких концентрацій	Імпульсні лазери
Сільське господарство	Знищення токсичних газів і очищення води	Імпульсне Е поле
	Знищення бактерій Е полями	Імпульсні високовольтні джерела
Сільське господарство	Імпульсні рентгенівські джерела для збереження зерна	Імпульсні рентгенівські промені

Список публікацій за темою дисертації та відомості про апробацію
результатів дисертації

1. М. А. Козачук та В. І. Найдено, "Передавальний модуль радара прихованої зброї на тілі рухомої людини," *Вісник НТУУ "КПІ". Серія Радіотехніка, Радіоапаратобудування*, вип. 92, с. 12-22, 2023. doi: 10.20535/RADAP.2023.92.12-22.
2. M. A. Kozachuk, V. I. Naidenko and F. F. Dubrovka, "Ultrawideband planar double-sided metallized tapered slot antenna with modified topology," *Radioelectronics and Communications Systems*, vol. 65, no. 10, pp. 543–550, 2022. doi: 10.3103/S0735272722120068.
3. S. Litvintsev, A. Zakharov, S. Rozenko and M. Kozachuk, "Dual-mode tunable loop resonator with stub," *Radioelectronics and Communications Systems*, vol. 65, no. 9, pp. 475–484, 2022. doi: 10.3103/S0735272722110048.
4. V. Naydenko, D. Dovhal, M. Kozachuk, N. Nikolova and D. Shumakov, "Radiating Element Based on the Two-Wire Line with Horns," *International Journal of Engineering Science Invention (IJESI)*, vol. 8, no. 2, pp. 63–69, 2019.
5. V. Naydenko and M. Kozachuk, "Vivaldi Coplanar-Antipodal Antennas," in *2020 IEEE 12th International Conference on Antenna Theory and Techniques (ICATT)*, Kharkiv, Ukraine, September 21 – 25, 2020, pp. 121-125. doi: 10.1109/UkrMW49653.2020.9252807.
6. S. Litvintsev, S. Rozenko and M. Kozachuk, "Microstrip Second-Order Bandpass Filters With Increased Selectivity on High Dielectric Constant Substrates," in *IEEE Proceedings of 16th International Conference on Advanced Trends in Radioelectronics, Telecommunications and Computer Engineering (TCSET)*, Lviv-Slavske, Ukraine, February 22-26, 2022, pp. 310-313. doi: 10.1109/TCSET55632.2022.9767057.

7. S. Litvintsev, S. Rozenko and M. Kozachuk, "Two Types of Stepped-Impedance Resonators in Stripline Bandpass Filters," in *IEEE Proceedings of 16th International Conference on Advanced Trends in Radioelectronics, Telecommunications and Computer Engineering (TCSET)*, Lviv-Slavske, Ukraine, February 22-26, 2022, pp. 306-309. doi: 10.1109/TCSET55632.2022.9766914.
8. М. А. Козачук та В. І. Найдено, "Моделювання трансмітера на основі Step recovery diode для портативного мікрохвильового радару для захисту персоналу," в матеріали міжнародної науково-технічної конференції «Радіотехнічні поля, сигнали, апарати та системи», Київ, Україна, 19 – 25 березня 2018, с. 216-218.
9. М. А. Козачук, "Розширення людських можливостей за допомогою uwb технологій та пікосекундних імпульсів," в матеріали міжнародної науково-практичної конференції «Філософія і науково-технічна творчість у хронотопі технічного університету», Київ, Україна, 2020, с. 172-175.
10. М. А. Козачук та В. І. Найдено, "Експериментальне дослідження трансмітера на основі step recovery diode для портативного мікрохвильового радару," в тези всеукраїнської науково-технічної конференції «Радіoeлектроніка в ХХІ столітті», Київ, 14 – 16 травня 2019.
11. В. І. Найдено, М. А. Козачук та Л. О. Роман, "Ширококутовий балун для підключення симетричної антени до коаксіального кабелю," в матеріали всеукраїнської науково-технічної конференції «Радіoeлектроніка в ХХІ столітті», Київ, 2021.
12. Д. І. Довгаль, М. А. Козачук та В. І. Найдено, "Випромінюючий елемент на основі дводротової лінії," в матеріали студентського наукового семінару «Наукові розробки РТФ-2018», Київ, 3 – 5 грудня 2018, с. 46-48.