

Вінницький національний технічний університет
Міністерство освіти і науки України

Кваліфікаційна наукова праця
на правах рукопису

ПІНАЄВ БОГДАН ОЛЕГОВИЧ

УДК 621.396.6, 621.373.5, 621.371

ДИСЕРТАЦІЯ

**ШИРОКОСМУГОВІ ТА БАГАТОДІАПАЗОННІ ПРИСТРОЇ
ГЕНЕРУВАННЯ І ВИПРОМІНЮВАННЯ ХАОТИЧНИХ СИГНАЛІВ
ДЛЯ РАДІОЕЛЕКТРОННИХ СИСТЕМ**

Спеціальність – 172 «Телекомунікації та радіотехніка»

Галузь знань – 17 «Електроніка та телекомунікації»

Подається на здобуття наукового ступеня доктора філософії

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

_____ Б. О. Пінаєв

Науковий керівник: Семенов Андрій Олександрович

доктор технічних наук, професор

Вінниця – 2024

АНОТАЦІЯ

Пінаєв Б.О. Широкосмугові та багатодіапазонні пристрої генерування і випромінювання хаотичних сигналів для радіоелектронних систем. – Кваліфікаційна наукова праця на правах рукопису.

Дисертація на здобуття наукового ступеня доктора філософії за спеціальністю 172 «Телекомунікації та радіотехніка» галузі знань 17 «Електроніка та телекомунікації», – Вінницький національний технічний університет, Міністерство освіти і науки України, Вінниця, 2024.

Дисертаційна робота присвячена вирішенню науково-прикладної задачі розширення діапазону частот і підвищення коефіцієнта корисної дії радіотехнічних пристроїв генерування та випромінювання сигналів динамічного хаосу при електричному перелаштуванні робочих параметрів у широкому діапазоні частот.

В дисертаційній роботі представлені результати наукових досліджень і практичних розробок нових та удосконалення відомих пристроїв генерування та випромінювання сигналів динамічного хаосу. Це уможливило досягнути мету дослідження – підвищити коефіцієнт корисної дії, забезпечити електричне керування динамікою та розширити діапазон робочих частот пристроїв генерування та випромінювання хаотичних сигналів за рахунок розроблення нових та удосконалення існуючих радіотехнічних пристроїв шляхом використання нелінійних властивостей транзисторних схем з від’ємним диференційним опором і хвильових ефектів випромінюючих структур.

У вступі наведене обґрунтування вибору теми дослідження, зазначена актуальність напрямку досліджень, сформульовані мета та задачі дослідження, зазначений зв’язок роботи з науковими планами та програмами, вказані наукова новизна та практичне значення отриманих результатів, відзначений особистий внесок здобувача в наукових публікаціях за темою дисертаційних досліджень, наведені дані про апробацію, використання та впровадження результатів дисертаційної роботи, публікації здобувача на тему дисертації, а також наведена інформація про структуру, зміст і обсяг дисертації.

У першому розділі дисертації наведено результати аналізу сучасного стану розвитку методів і засобів генерування та випромінювання сигналів динамічного хаосу. Результати аналізу, що здійснений у роботі, спрямовані на узагальнення елементів теорії динамічного хаосу транзисторних генераторів, а також елементів теорії пристроїв випромінювання хаотичних сигналів. Зокрема, систематизовано результати аналізу класичних автоколивних систем динамічного хаосу третього порядку Лоренца, Реслера, Чуа та N-системи Спротта. Наведені статичні та інформаційні параметри генерованих хаотичних сигналів автоколивної хаотичної системи Реслера, які розраховані з використанням характеристичних показників Ляпунова. Здійснений аналіз схмотехнічних і топологічних особливостей одностанзисторних генераторів динамічного хаосу, які побудовані за схемами Колпітца і Хартлі з несиметричним живленням. Наведені результати аналізу схмотехнічних і топологічних особливостей двостанзисторних генераторів динамічного хаосу, які підтверджують розширення функціональних можливостей генерування хаотичних сигналів із використанням нелінійних і реактивних властивостей транзисторних схем з від'ємним диференціальним опором.

Також у першому розділі дисертації наведені результати аналізу слабкоспрямованих антен з метою можливого їх застосування у носимих пристроях радіоелектронних систем. У результаті аналізу встановлено, що електрична довжина симетричної дипольної антени суттєво впливає на динаміку електричних коливань при її безпосередньому підключенні. У хаотичному режимі необхідно враховувати щонайменше п'ять мод диполя. Результати аналізу встановили вплив електричної довжини дипольної антени на динаміку генерованих хаотичних коливань.

В другому розділі дисертації досліджено режими роботи генераторів хаотичних сигналів на основі транзисторних схем з від'ємним диференціальним опором при широкопasmовому перелаштуванні частоти генерації. Запропоноване нове схемне рішення генератора динамічного хаосу за схемою Колпітца на основі МДН транзистора з несиметричним живленням.

Удосконалено математичну модель, яка використовує трисекційну кусково-лінійну апроксимацію прохідної ВАХ МДН транзистора, що дало змогу дослідити ширший динамічний діапазон генерованих хаотичних коливань при зміні напруги живлення та параметрів автоколивальної системи генератора.

Отримав подальший розвиток компенсаційний метод генерування хаотичних коливань, який на відміну від класичного, принцип дії і теоретичні основи якого базуються на використанні приладів з від'ємним диференціальним опором із нелінійністю N-типу та нелінійністю Λ -типу, було застосовано до транзисторних схем з від'ємним диференціальним опором із нелінійністю S-типу. Удосконалено математичну модель генератора релаксаційних електричних коливань на основі біполярної транзисторної схеми з від'ємним диференціальним опором зі статичною ВАХ S-типу, яку було використано для дослідження режиму динамічного хаосу. Отримано нові результати комп'ютерного схемотехнічного дослідження простого безіндуктивного RC-генератора динамічного хаосу на двох біполярних транзисторах у режимі розвинутого хаосу з атраткором типу «подвійний завиток» на його фазовій площині.

Запропоновані нові схемотехнічні рішення генераторів динамічного хаосу на основі транзисторних схем з від'ємним диференціальним опором з підвищеним коефіцієнтом корисної дії, в яких забезпечено розширення діапазону частот при електричному керуванні динамікою хаотичних сигналів. Новизна нових схемотехнічних рішень генераторів динамічного хаосу на основі транзисторних схем з від'ємним диференціальним опором підтверджена патентами України на корисну модель.

У третьому розділі дисертації наведено результати дослідження статичних характеристик пристроїв НВЧ на основі резонансно-тунельних діодів, які є найбільш поширеними твердотільними напівпровідниковими приладами з від'ємним диференціальним опором для мікрохвильового діапазону. Проаналізовано три математичні моделі Фітцхью-Нагумо, Лінара та Ван дер Поля регенеративних пристроїв мікрохвильового діапазону на основі приладів з від'ємним диференціальним опором. Адаптовано спрощену математичну модель

Ван-дер-Поля регенеративних пристроїв мікрохвильового діапазону на основі резонансно-тунельних діодів для чисельного дослідження динаміки періодичних коливань у режимах множення та ділення частоти вхідного сигналу. Отримані нові результати математичного моделювання регенеративних пристроїв мікрохвильового діапазону на основі резонансно-тунельних діодів.

Отримані нові результати модельних досліджень спрямованих властивостей гостроспрямованих антен при розширенні їх робочого діапазону частот. Здійснено модельне дослідження спрямованих і хвильових параметрів прямокутної рупорної антени в багатомодовому режимі при поширенні трьох нижчих типів магнітних хвиль, яка має ККД 96% і коефіцієнт підсилення по потужності 15,55~18,97 дБ у робочому діапазоні робочих частот 9,0 ГГц ~ 15,0 ГГц (коефіцієнт перекриття по частоті 1,67). Ширина діаграми спрямованості прямокутної рупорної антени у діапазоні частот 9,0 ГГц ~ 15,0 ГГц змінюється в межах 11°–18° у вертикальній площині та в межах 12°–20° у горизонтальній площині.

Також отримані нові результати модельних досліджень прямокутної рупорної антени з діелектричною лінзою для діапазону довжин хвиль 35 мм ~ 70 мм (діапазон частот 4285,7 МГц ~ 8571,4 МГц, коефіцієнт перекриття по частоті 2,0), що має ККД 93% і коефіцієнт підсилення по потужності 21,6~27,8 дБ. Ширина діаграми спрямованості антени змінюється в діапазоні частот у межах 8,14°...9,75° у вертикальній площині та в межах 6,2°...7,2° у горизонтальній площині.

Четвертий розділ дисертації присвячений розробленню та дослідженню широкосмугових і багатодіапазонних гнучких антен LTE для носимих пристроїв інфокомунікаційних систем.

Як теоретична складова цього розділу дисертаційного дослідження отримано результати математичного моделювання потоку електромагнітної потужності у ближній та проміжних зонах при випромінюванні елементарним електричним диполем сигналів діапазонів частот LTE B8 і B20. Просторова діаграма спрямованості густини потоку випромінювання у ближній та

проміжних зонах елементарного електричного диполя відрізняється по формі від теоретичної. Має місце «розщеплення» двох головних напрямів випромінювання у ближній та проміжних зонах випромінювання елементарного електричного диполя на чотири напрями з діленням потужності випромінювання. У проміжній зоні форма діаграми спрямованості густини потоку випромінювання елементарного електричного диполя залежить від відстані до точки спостереження.

Вперше запропоновано математичну модель гнучкої тридіапазонної LTE антени-браслету на основі патч-антени нестандартної геометричної форми, довжина верхнього шару поверхні випромінювання якої значно більша за її ширину (у 5-6 разів), а нижній металевий шар, що виконує функцію рефлектора, має геометричні розміри наближено рівні геометричним розмірам верхнього шару, використання якої уможливило розширення смуги частот у 2,06 разів і збільшення ефективності випромінювання в 1,544 рази.

У практичному аспекті розроблені нові широкосмугові і багатодіапазонні гнучкі антени LTE для носимих пристроїв інфокомунікаційних систем і отримані результати їх модельних та експериментальних досліджень.

Розроблена нова конструкція гнучкої тридіапазонної LTE антени-браслета із загальними геометричними розмірами $124,7 \times 25$ мм для носимих на руці інфокомунікаційних пристроїв стандарту LTE. Отримані нові результати її експериментальних досліджень. Запропонована гнучка тридіапазонна LTE антена-браслет має значення ККД 69,1% .. 96,3% для діапазону частот 850 МГц .. 910 МГц і значення ККД 59,5% .. 81,6% для діапазонів частот 1675 МГц .. 1765 МГц і 2570 МГц .. 2710 МГц.

Запропонована нова конструкція гнучкої дводіапазонної LTE антени для використання в носимих на руці інфокомунікаційних пристроях із загальними геометричними розмірами $39,7 \times 12,0$ мм. Верхня сторона є випромінювальною поверхнею і має геометричні розміри $27,5 \times 11,0$ мм із мікросмужковою лінією живлення довжиною 12,2 мм і шириною 1,9 мм. Нижня сторона виконує роль рефлектора і має геометричні розміри $12,2 \times 12,0$ мм із вирізаною частиною

розмірами 3,5×6,5 мм для встановлення гнучкої антени на друковану плату. Запропонована гнучка дводіапазонна LTE антена призначена для застосування в носимих інфокомунікаційних пристроях діапазонів частот LTE B8 (Uplink 880 МГц – 915 МГц, Downlink 925 МГц – 960 МГц) і B2 (Uplink 1850 – 1910 МГц, Downlink 1930 – 1990 МГц) і має значення ККД 88,9% .. 99,7% та 69,1 % .. 89,2% відповідно у зазначених смугах частот.

Розроблено та досліджено гнучку широкосмугову LTE антену, яка має геометричні розміри 39,5×12,0 мм і розміщується всередині гумового браслета носимих на руці людини IoT-пристроїв. Антена має слабкі спрямовані властивості для зменшення енергії електромагнітного випромінювання в напрямку тіла людини та призначена для використання у діапазонах частот 650,5 МГц – 940,5 МГц і 1125 – 1966 МГц зі значенням ККД 39,5% .. 97,2% і 39,5% .. 75,0% відповідно. Експериментальні дослідження хвильових параметрів гнучкої широкосмугової LTE антени підтвердили її якісну роботу в частотних діапазонах LTE: B20 (Uplink 832 МГц – 862 МГц, 791 МГц – 821 МГц), B26 (Uplink 814 МГц – 849 МГц, Downlink 859 МГц – 894 МГц), B5 (Uplink 824 МГц – 849 МГц, Downlink 869 МГц – 894 МГц), B3 (Uplink 1710 МГц – 1785 МГц, Downlink 1805 МГц – 1880 МГц) і B2 (Uplink 1850 МГц – 1910 МГц, Downlink 1930 МГц – 1990 МГц).

У висновках зазначені основні результати, що отримані в дисертаційній роботі, у процесі вирішення сформульованих у вступі задач дослідження.

Додатки містять копії актів впровадження результатів дисертації, а також список опублікованих праць за темою дисертації.

Ключові слова: радіoeлектронна система, широкосмуговий, багато-діапазонний, безпроводний, генератор, антена, динамічна система, динамічний діапазон, динамічний хаос, спектрограма, генератор Колпітца, математична модель, моделювання, фазовий портрет, стохастична модель, показники Ляпунова, ентропія, діапазон частот, від’ємний опір, електромагнітна хвиля, електромагнітне випромінювання, діаграма спрямованості, LTE, електричне керування, керування напругою, мікроелектронний, зворотний зв’язок.

ABSTRACT

Pinaiev B.O. Broadband and multi-band devices for generating and radiating chaotic signals for radio-electronic systems. - Qualification scientific work on the rights of a manuscript.

Dissertation for the degree of Doctor of Philosophy in the specialty 172 “Telecommunications and Radio Engineering”, field of knowledge 17 “Electronics and Telecommunications”, Vinnytsia National Technical University, Ministry of Education and Science of Ukraine, Vinnytsia, 2024.

The dissertation is devoted to solving the scientific and applied problem of expanding the frequency range and increasing the efficiency of radio engineering devices for generating and emitting dynamic chaos signals with electrical tuning of operating parameters in a wide frequency range.

The thesis presents the results of scientific research and practical development of new and improved devices for generating and emitting dynamic chaos signals. This made it possible to achieve the research goal of increasing the efficiency, providing electrical control of dynamics and expanding the range of operating frequencies of devices for generating and emitting chaotic signals by developing new and improving existing radio engineering devices by using the nonlinear properties of transistor circuits with negative differential resistance and the wave effects of radiating structures.

The introduction provides a justification for the choice of the research topic, indicates the relevance of the research area, formulates the purpose and objectives of the research, indicates the relationship of the work with scientific plans and programs, indicates the scientific novelty and practical significance of the results obtained, notes the personal contribution of the applicant in scientific publications on the topic of dissertation research, provides data on the testing, use and implementation of the results of the dissertation, publications of the applicant on the topic of the dissertation, and also provides information on the structure, content and volume of the dissertation.

The first chapter of the thesis presents the results of the analysis of the current state of development of methods and means for generating and radiating dynamic chaos signals. The results of the analysis carried out in this work are aimed at generalizing the elements of the theory of dynamic chaos of transistor generators, as well as elements of the theory of chaotic signal emission devices. In particular, the results of the analysis of the classical third-order oscillatory systems of dynamic chaos by Lorenz, Resler, Chua, and Sprott's N-system are systematized. The static and information parameters of the generated chaotic signals of the Ressler self-oscillatory chaotic system are presented, which are calculated using the Lyapunov characteristic indices. The analysis of the circuitry and topological features of single-transistor dynamic chaos generators, which are built according to the Kolpitz and Hartley schemes with unbalanced power supply, is carried out. The results of the analysis of the circuitry and topological features of two-transistor dynamic chaos generators are presented, which confirm the expansion of the functionality of generating chaotic signals using the nonlinear and reactive properties of transistor circuits with negative differential resistance.

Also, the first chapter of the thesis presents the results of the analysis of weakly directional antennas for the purpose of their possible use in wearable devices of electronic systems. As a result of the analysis, it was found that the electrical length of a symmetrical dipole antenna significantly affects the dynamics of electrical oscillations when it is directly connected. In the chaotic mode, at least five dipole modes must be taken into account. The results of the analysis have established the influence of the electric length of the dipole antenna on the dynamics of the generated chaotic oscillations.

In the second chapter of the thesis, the modes of operation of chaotic signal generators based on transistor circuits with negative differential resistance under broadband tuning of the generation frequency are investigated. A new circuit solution for a dynamic chaos generator based on the Kolpitz scheme based on a MOSFET with unbalanced power supply is proposed. A mathematical model using a three-section piecewise linear approximation of the pass-through VAR of the MOSFET was

improved, which made it possible to study a wider dynamic range of generated chaotic oscillations when the supply voltage and parameters of the oscillatory system of the generator are changed.

The compensatory method of generating chaotic oscillations was further developed, which, unlike the classical one, the principle of operation and theoretical foundations of which are based on the use of devices with negative differential resistance with N-type nonlinearity and Λ -type nonlinearity, was applied to transistor circuits with negative differential resistance with S-type nonlinearity. The mathematical model of a relaxation oscillator based on a bipolar transistor circuit with negative differential resistance with static S-type impedance was improved and used to study the dynamic chaos regime. New results of a computer circuit study of a simple inductorless RC dynamic chaos generator based on two bipolar transistors in the mode of developed chaos with a double-helix attractor on its phase plane are obtained.

New circuit solutions for dynamic chaos generators based on transistor circuits with negative differential resistance with increased efficiency are proposed, which provide an expansion of the frequency range for electrical control of the dynamics of chaotic signals. The novelty of new circuit solutions for dynamic chaos generators based on transistor circuits with negative differential resistance is confirmed by patents of Ukraine for utility model.

The third chapter of the thesis presents the results of the study of the static characteristics of microwave devices based on resonant-tunnel diodes, which are the most common solid-state semiconductor devices with negative differential resistance for the microwave range. Three mathematical models of FitzHugh-Nagumo, Linar, and Van der Pol for regenerative microwave devices based on devices with negative differential resistance are analyzed. A simplified mathematical model of the Van der Pol regenerative microwave devices based on resonant-tunnel diodes is adapted for numerical study of the dynamics of periodic oscillations in the modes of multiplication and division of the input signal frequency. The new results of mathematical modeling of regenerative microwave devices based on resonant-tunnel diodes are obtained.

New results of modeling studies of the directional properties of sharp-directed antennas at the expansion of their operating frequency range are obtained. A model study of the directional and wave parameters of a rectangular horn antenna in the multimode mode for propagation of three lower types of magnetic waves, which has an efficiency of 96% and a power gain of 15.55~18.97 dB in the operating frequency range of 9.0 GHz ~ 15.0 GHz (frequency overlap factor of 1.67), is carried out. The width of the directivity pattern of the rectangular horn antenna in the frequency range of 9.0 GHz ~ 15.0 GHz varies within 11°-18° in the vertical plane and within 12°-20° in the horizontal plane.

Also, new results of model studies of a rectangular horn antenna with a dielectric lens for the wavelength range 35 mm ~ 70 mm (frequency range 4285.7 MHz ~ 8571.4 MHz, frequency overlap factor 2.0), which has an efficiency of 93% and a power gain of 21.6 ~ 27.8 dB, are obtained. The width of the antenna's radiation pattern varies in the frequency range within 8.14°...9.75° in the vertical plane and within 6.2°...7.2° in the horizontal plane.

The fourth chapter of the thesis is devoted to the development and research of broadband and multi-band flexible LTE antennas for wearable devices of infocommunication systems.

As a theoretical component of this section of the dissertation research, the results of mathematical modeling of the electromagnetic power flux in the near and intermediate zones when radiating signals of the LTE B8 and B20 frequency bands by an elementary electric dipole were obtained. The spatial pattern of radiation flux density in the near and intermediate zones of an elementary electric dipole differs in shape from the theoretical one. There is a “splitting” of the two main radiation directions in the near and intermediate radiation zones of an elementary electric dipole into four directions with the division of the radiation power. In the intermediate zone, the shape of the radiation density pattern of an elementary electric dipole depends on the distance to the observation point.

For the first time, a mathematical model of a flexible tri-band LTE bracelet antenna based on a patch antenna of a non-standard geometric shape, the length of the

upper layer of the radiation surface of which is much larger than its width (5-6 times), and the lower metal layer, which acts as a reflector, has geometric dimensions approximately equal to the geometric dimensions of the upper layer, is proposed, which made it possible to expand the frequency band by 2.06 times and increase the radiation efficiency by 1.544 times.

In practical terms, new broadband and multiband flexible LTE antennas for wearable devices of infocommunication systems have been developed and the results of their modeling and experimental studies have been obtained.

A new design of a flexible tri-band LTE antenna-bracelet with total geometric dimensions of 124.7×25 mm for LTE infocommunication devices worn on the hand has been developed. New results of its experimental studies have been obtained. The proposed flexible tri-band LTE antenna-bracelet has an efficiency value of 69.1% ... 96.3% for the frequency range 850 MHz ... 910 MHz and an efficiency value of 59.5% ... 81.6% for the frequency ranges 1675 MHz ... 1765 MHz and 2570 MHz ... 2710 MHz.

A new design of a flexible dual-band LTE antenna for use in wearable infocommunication devices with overall geometric dimensions of 39.7×12.0 mm is proposed. The upper side is the radiating surface and has geometric dimensions of 27.5×11.0 mm with a microstrip power line 12.2 mm long and 1.9 mm wide. The lower side acts as a reflector and has geometric dimensions of 12.2×12.0 mm with a cutout part of 3.5×6.5 mm for mounting the flexible antenna on a printed circuit board. The proposed flexible dual-band LTE antenna is designed for use in wearable infocommunication devices in the LTE B8 (Uplink 880 MHz - 915 MHz, Downlink 925 MHz - 960 MHz) and B2 (Uplink 1850 - 1910 MHz, Downlink 1930 - 1990 MHz) frequency bands and has an efficiency of 88.9% ... 99.7% and 69.1% ... 89.2%, respectively, in the specified frequency bands.

A flexible broadband LTE antenna with geometric dimensions of 39.5×12.0 mm has been developed and studied, which is placed inside a rubber bracelet of IoT devices worn on a person's hand. The antenna has weak directional properties to reduce the energy of electromagnetic radiation in the direction of the human body and is

designed for use in the frequency bands 650.5 MHz - 940.5 MHz and 1125 - 1966 MHz with an efficiency of 39.5% ... 97.2% and 39.5% ... 75.0%, respectively. Experimental studies of the wave parameters of the flexible broadband LTE antenna have confirmed its high-quality operation in the LTE frequency bands: B20 (Uplink 832 MHz - 862 MHz, 791 MHz - 821 MHz), B26 (Uplink 814 MHz - 849 MHz, Downlink 859 MHz - 894 MHz), B5 (Uplink 824 MHz - 849 MHz, Downlink 869 MHz - 894 MHz), B3 (Uplink 1710 MHz - 1785 MHz, Downlink 1805 MHz - 1880 MHz) and B2 (Uplink 1850 MHz - 1910 MHz, Downlink 1930 MHz - 1990 MHz).

The conclusions indicate the main results obtained in the dissertation in the process of solving the research objectives formulated in the introduction.

The appendices contain copies of the acts of implementation of the results of the dissertation, as well as a list of published works on the topic of the dissertation.

Keywords: radio-electronic system, broadband, multi-band, wireless, oscillator, antenna, dynamic system, dynamic range, dynamic chaos, spectrogram, Colpitts oscillator, mathematical model, modeling, phase portrait, stochastic model, Lyapunov exponents, entropy, frequency range, negative resistance, electromagnetic wave, electromagnetic radiation, radiation pattern, LTE, electrical control, voltage control, microelectronic, feedback..

СПИСОК ОПУБЛІКОВАНИХ ПРАЦЬ ЗА ТЕМОЮ ДИСЕРТАЦІЇ

Наукові праці, в яких опубліковані основні наукові та практичні результати дисертації:

– матеріали дисертаційної роботи, викладені у періодичних виданнях, що індексовані в наукометричних базах Scopus та Web of Science:

1) Waldemar Wojcik, Zinovii Nytrebych, Oksana Malanchuk, Maria Vistak, Liubov Kravchenko, Bogdan Pinaev, Saule Rakhmetullina, Ainur Toigozhinova. Modelling of the processes in electrical systems by two-point problem for nonhomogeneous telegraph equation. *Przegląd Elektrotechniczny*, Volume 2021, Issue 9, Pages 54 – 57, 2021. DOI: <https://doi.org/10.15199/48.2021.09.12> (**Scopus Q4, Web of Science**) ISSN 2449-9544

2) Gennadiy G. Bortnyk, Vasyl M. Kychak, Mikola V. Vasylykivskyi, Bogdan Pinaiev, Ryszard S. Romaniuk, Gayni Karnakova. The method of improving the dynamic range of jitter analyzers in optical-fiber transmission systems. *Proceedings of SPIE - The International Society for Optical Engineering*, Volume 10808, Photonics Applications in Astronomy, Communications, Industry, and High-Energy Physics Experiments 2018, 108080K (1 October 2018); <https://doi.org/10.1117/12.2501499> (**Scopus, Web of Science**) ISSN 0277-786X

3) Viktoriia V. Voitko, Svitlana V. Bevz, Sergii M. Burbelo, Pavlo V. Stavytskyi, Bogdan Pinaiev, Zbigniew Omiotek, Doszhon Baitussupov, Aigul Bazarbayeva. Automated system of audio components analysis and synthesis. *Proceedings of SPIE - The International Society for Optical Engineering*, Volume 11045, Optical Fibers and Their Applications 2018, 110450V (15 March 2019); <https://doi.org/10.1117/12.2522313> (**Scopus, Web of Science**) ISSN 0277-786X

– матеріали дисертаційної роботи, викладені у виданнях, що внесені до переліку наукових фахових видань України категорії Б для захисту дисертацій з технічних наук:

4) Семенов А.О., Семенова О.О., Пінаєв Б.О., Куляс Р.О., Шпильовий О.О. Математичне моделювання режиму динамічного хаосу електричних коливань в

генераторі Колпітца на основі МДН транзистора. *Вчені записки ТНУ імені В.І. Вернадського. Серія: Технічні науки*. Том 33 (72) № 2 2022. С. 40-47. DOI: <https://doi.org/10.32838/2663-5941/2022.2/07> ISSN 2663-5941

5) Семенов Андрій, Пінаєв Богдан, Хльоба Антон, Шурхал Михайло, Ольхович Владислав. Мікроелектронний генератор детермінованого хаосу на основі біполярної транзисторної структури з від'ємним диференційним опором. *Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах*, (3), 2022, 206–217. DOI: <https://doi.org/10.31891/2219-9365-2023-75-24> ISSN 2219-9365

6) Семенов А.О., Семенова О.О., Пінаєв Б.О., Білик О.В., Шпильовий О.О. Дослідження густини потоку електромагнітного випромінювання від елементарного електричного випромінювача у ближній та проміжних зонах. *Вчені записки ТНУ імені В.І. Вернадського. Серія: Технічні науки*. Том 33 (72), № 3, 2022, С. 13-19. DOI: <https://doi.org/10.32838/2663-5941/2022.3/03> ISSN 2663-5941

7) Andriy Semenov, Olena Semenova, Bogdan Pinaiev, Dmytro Kozin, Oleksandr Shpylovyyi. Study of the radiation pattern of a rectangular horn antenna in the operation of multimode propagation of electromagnetic waves. *Technology Audit and Production Reserves*, № 2/2(64), 2022, pp. 50-55. DOI: <https://doi.org/10.15587/2706-5448.2022.256560> ISSN 2664-9969

8) Семенов А.О., Семенова О.О., Пінаєв Б.О., Козін Д.О., Кристофоров А.В. Ширококуткова прямокутна рупорна антена з діелектричною лінзою для бездротового зв'язку «точка-точка». *Системи та технології*, Том 64, №2, 2022, С. 38-47. DOI: <https://doi.org/10.32782/2521-6643-2022.2-64.5> ISSN 2521-6643

9) Andriy Semenov, Olena Semenova, Bogdan Pinaiev, Roman Kulias, Oleksandr Shpylovyyi. Development of a flexible antenna-wristband for wearable wrist-worn infocommunication devices of the LTE standard. *Technology Audit and Production Reserves*, № 3/1(65), 2022, pp. 20-26. DOI: <https://doi.org/10.15587/2706-5448.2022.261718> ISSN 2664-9969

10) Семенов А.О., Семенова О.О., Пінаєв Б.О., Куляс Р.О., Шпильовий О.О. Гнучка двохсмугова LTE антена для радіочастотних технологій доступу

носимих пристроїв бездротових інфокомунікаційних і сенсорних мереж. *Вчені записки ТНУ імені В.І. Вернадського*. Серія: Технічні науки. Том 33 (72) № 4 2022. Частина 1. С. 32-38. DOI: <https://doi.org/10.32838/2663-5941/2022.4/07> ISSN 2663-5941

11) Semenov A.O., Pinaiev B.O., Khloba A.A., Shurkhal M.Yu., Olkhovych V.M. Multiband graphic equalizer based on amplifying stages with the inclusion of a bandpass filter in the feedback loop. *Вчені записки Таврійського національного університету імені В.І. Вернадського*. Серія: Технічні науки, Том 34(73), № 6, 2023. – С. 31-38. DOI: <https://doi.org/10.32782/2663-5941/2023.6/06> ISSN 2663-5941

12) Semenov A.O., Stalchenko O.V., Khloba A.A., Pinaiev B.O., Krystoforov A.V. Multi-band graphic equaliser based on gyrators. *Systems and Technologies*, 66(2), 2023, С 117-124. <https://doi.org/10.32782/2521-6643-2023.2-66.13> ISSN 2521-6643

– документи інтелектуальної власності, що отримані за результатами дисертації:

13) Патент на корисну модель 149936 МПК H03B 29/00. Транзисторний генератор динамічного хаосу / Семенов А.О., Семенова О.О., Пінаєв Б.О., Ільчук Д.Р., Козін Д.О., Куляс Р.О. // Номер заявки u202104166, дата подання заявки 16.07.2021, Опубл. 15.12.2021, бюл. № 50. 5 с.

14) Патент на корисну модель № 149937 МПК H03B 29/00. Транзисторний генератор динамічного хаосу з мультиатрактором / Семенов А.О., Семенова О.О., Пінаєв Б.О., Ільчук Д.Р., Козін Д.О., Куляс Р.О. // Номер заявки u202104167, дата подання заявки 16.07.2021, Опубл. 15.12.2021, бюл. № 50. 5 с.

15) Патент на корисну модель № 152228 по класу МПК H03B 29/00. Транзисторний генератор детермінованого хаосу / Семенов А.О., Семенова О.О., Козін Д.О., Пінаєв Б.О., Ільчук Д.Р., Куляс Р.О. // Дата подання заявки 16.07.2021. Реєстраційний номер заявки u202104165. Опубл. 11.01.2023, бюл. № 2. 5 с.

16) Патент України на корисну модель 154121, МПК (2023.01) H03B 29/00. Хаотичний генератор з електричним регулюванням частоти генерації / Семенов

А.О., Семенова О.О., Ільчук Д.Р., Пінаєв Б.О. // Номер заявки: u 2023 01400, Дата подання заявки: 03.04.2023, Дата публікації відомостей про державну реєстрацію та номер Бюлетеня: 11.10.2023, Бюл. № 41. 3 с.

– наукові праці, які засвідчують апробацію матеріалів дисертації:

17) A. Semenov, O. Semenova, A. Rudyk, O. Voznyak, B. Pinaiev, R. Kulias. Mathematical Model of Microwave Devices on Resonant Tunneling Diodes for Practical Application in Radar and Electronic Systems. *Proceedings of the 2020 IEEE Ukrainian Microwave Week (UkrMW)*, Kharkiv, Ukraine, 21 – 25 September 2020. Volume 2 on 2020 IEEE 6th International Symposium on Microwaves, Radar and Remote Sensing (MRRS), 2020, pp. 272-277. ISBN 978-1-7281-7312-2. DOI: <https://doi.org/10.1109/UkrMW49653.2020.9252673> (Scopus)

18) Семенов А.О., Куляс Р.О., Пінаєв Б.О. Математичне моделювання автоколивної системи генератора Чуа. *Тези доповідей X Міжнародної науково-технічної конференції «Інформаційно-комп'ютерні технології – 2019»*, 18–20 квітня 2019 р., Житомир, ЖДТУ, 2019, С. 147–148. ISBN 978-966-683-522-5

19) Семенов А.О., Пінаєв Б.О., Сесь Р.О. Радіовимірювальні перетворювачі електричних величин на основі генераторів детермінованого хаосу. *Матеріали I Міжнародної науково-технічної конференції «Сучасні проблеми інфокомунікацій, радіоелектроніки та наносистем (СПРН-2019)»*, м. Вінниця, ВНТУ, 14-16 листопада 2019 р., Вінниця: ВНТУ, 2019. С. 59-60.

20) Семенов А. О., Куляс Р. О., Пінаєв Б. О. Дослідження характеристик базових логічних пристроїв мікрохвильового діапазону на основі резонансно-тунельних діодів. *Тези доповідей XI Міжнародної науково-технічної конференції «Інформаційно-комп'ютерні технології – 2020 (ІКТ-2020)»*, м. Житомир, 09 - 11 квітня 2020 р., Житомир: Житомирська політехніка, 2020. С. 167–168.

21) Семенов А. О., Куляс Р. О., Пінаєв Б. О. Простий безіндуктивний РС-генератор детермінованого хаосу на двох біполярних транзисторах. *Всеукраїнська науково-практична Інтернет-конференція студентів, аспірантів та молодих науковців «Молодь в науці: дослідження, проблеми, перспективи»*,

18-29 травня 2020 р., Вінниця, ВНТУ, 2020. С. 1-5. [Електронний ресурс]. URL: <https://conferences.vntu.edu.ua/index.php/mn/mn2020/paper/viewFile/10571/8826>

22) Пінаєв Б.О., Білик О.В., Семенов А.О. Дослідження динамічної N-системи Спротта. *8-а Міжнародна науково-практична конференція «Сучасні проблеми інфокомунікацій, радіоелектроніки та наносистем» (СПРН-2021)*, 03-05 листопада 2021 р., Вінниця, ВНТУ. С. 1-3. [Електронний ресурс]. URL: <https://conferences.vntu.edu.ua/index.php/spirn/spirn2021/paper/viewFile/13885/117>

ЗМІСТ

ВСТУП.....	21
РОЗДІЛ 1. СУЧАСНИЙ СТАН РОЗВИТКУ МЕТОДІВ І ЗАСОБІВ ГЕНЕРУВАННЯ ТА ВИПРОМІНЮВАННЯ СИГНАЛІВ ДИНАМІЧНОГО ХАОСУ	
1.1 Аналіз класичних автоколивальних систем динамічного хаосу	31
1.2 Аналіз схемотехнічних і топологічних особливостей однотранзисторних генераторів динамічного хаосу	41
1.3 Аналіз схемотехнічних і топологічних особливостей двотранзисторних генераторів динамічного хаосу.....	51
1.4 Аналіз пристроїв випромінювання електромагнітних коливань динамічного хаосу	58
1.5 Висновки до 1-го розділу	59
РОЗДІЛ 2. ГЕНЕРАТОРИ ХАОТИЧНИХ СИГНАЛІВ НА ОСНОВІ ТРАНЗИСТОРНИХ СХЕМ З ВІД'ЄМНИМ ДИФЕРЕНЦІЙНИМ ОПОРОМ.....	
2.1 Дослідження хаотичної динаміки електричних коливань в однотранзисторному генераторі Колпітца на основі МДН транзистора....	62
2.2 Дослідження хаотичної динаміки електричних коливань в двотранзисторному генераторі зі статичною ВАХ S-типу	72
2.3 Дослідження хаотичної динаміки електричних коливань в безіндуктивному двотранзисторному RC-генераторі	84
2.4 Нові схемотехнічні рішення генераторів хаотичних сигналів на основі транзисторних схем з від'ємним диференційним опором для практичного застосування в радіоелектронних системах	88
2.5 Висновки до 2-го розділу	95
РОЗДІЛ 3. РЕГЕНЕРАТИВНІ ПРИСТРОЇ НВЧ НА ОСНОВІ ПРИЛАДІВ З ВІД'ЄМНИМ ДИФЕРЕНЦІЙНИМ ОПОРОМ І ДОСЛІДЖЕННЯ ШИРОКОСМУГОВИХ ВЛАСТИВОСТЕЙ РУПОРНИХ АНТЕН.....	
	98

3.1 Дослідження статичних характеристик пристроїв НВЧ на основі резонансно-тунельних діодів	98
3.2 Математична модель регенеративних пристроїв НВЧ на основі резонансно-тунельних діодів для практичного застосування в радіоелектронних системах	100
3.3 Дослідження широкосмугових властивостей прямокутної рупорної антени в режимі багатомодового збудження електромагнітних хвиль	113
3.4 Дослідження широкосмугових властивостей прямокутної рупорної антени з діелектричною лінзою	125
3.5 Висновки до 3-го розділу	135
РОЗДІЛ 4. ШИРОКОСМУГОВІ ТА БАГАТОДІАПАЗОННІ ГНУЧКІ LTE АНТЕНИ ДЛЯ ВИПРОМІНЮВАННЯ СИГНАЛІВ НОСИМИМИ ПРИСТРОЯМИ ІНФОКОМУНІКАЦІЙНИХ СИСТЕМ	138
4.1 Дослідження у ближній та проміжних зонах густини потоку електромагнітного випромінювання елементарного електричного диполя	138
4.2 Гнучка дводіапазонна LTE антена для носимих бездротових пристроїв інфокомунікаційних мереж	147
4.3 Гнучка широкосмугова LTE антена для носимих бездротових пристроїв інфокомунікаційних мереж	159
4.4 Гнучка тридіапазонна LTE антени-браслет для носимих на руці бездротових пристроїв інфокомунікаційних мереж	169
4.5 Висновки до 4-го розділу	185
ВИСНОВКИ	188
СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ	193
ДОДАТКИ	220
Додаток А	221
Додаток Б	225

ВСТУП

Обґрунтування вибору теми дослідження.

Подальший розвиток інформатизації та діджиталізації галузей народного господарства задає нові вимоги до обладнання радіоелектронних систем: на зміну ненадійним, громіздким пристроям повинні прийти нові пристрої сумісні з іншими сучасними виробами радіоелектроніки [1-3]. До таких радіотехнічних пристроїв висувуються вимоги [4-6]: висока чутливість, однозначність і точність передання інформації, селективність, тобто здатність виділяти інформаційні сигнали на фоні завад, висока енергоефективність, низька вартість, багатофункціональність, працездатність у складних експлуатаційних умовах, надійність, довговічність.

Сучасний стан розвитку радіотехніки і бездротових електронних комунікацій залежить від новітніх досягнень з розроблення методів і засобів генерування, формування та випромінювання широкосмугових сигналів та визначається використанням вдосконалених або принципово нових радіотехнічних пристроїв і засобів телекомунікацій [7, 8].

Актуальність теми.

Хаотичні коливання (динамічний хаос) – це складні неперіодичні коливання, що виникають у нелінійних динамічних системах [9, 10]. Вивчення фундаментальних властивостей динамічного хаосу породило інтерес, пов'язаний з можливістю побудови технічних систем у яких використовувалися б хаотичні коливання. Хаотичним радіотехнічним пристроям і засобам телекомунікацій властива висока чутливість, оскільки керування хаотичними режимами забезпечується за допомогою малих змін параметрів автоколивальної систем. До числа переваг таких радіотехнічних пристроїв потрібно зазначити можливість їх реалізації за допомогою відносно простих нелінійних електричних схем [11].

Хаотичним коливанням притаманні такі специфічні особливості:

- широкосмуговість (хаотичні сигнали неперіодичні та мають неперервний спектр, при цьому їх спектр займає широку смугу частот);

- складність (один і той же пристрій генерування хаотичних сигналів здатний формувати різні сигнали при малій зміні параметрів автоколивної системи);

- ортогональність (автокореляційна функція хаотичних сигналів швидко затухає; це вказує на їх слабку корельованість та ортогональність).

Формування та випромінювання сигналів в обладнанні радіоелектронних систем здійснюють за допомогою методів і засобів, до складу яких входять генератори електричних коливань [12, 13]. При цьому генератори електричних коливань можуть використовуватись як окремі пристрої, а також як складові елементи обладнання радіоелектронних систем [14]. У зв'язку з цим актуальним науковим завданням є розроблення нових варіантів побудови радіотехнічних пристроїв, дія яких базується на процесах генерування та випромінювання хаотичних електричних сигналів [15-17].

Використання транзисторних схем із від'ємним диференційним опором дозволяє суттєвим чином спростити конструкторське виконання генераторів електричних коливань з хаотичною динамікою в усьому діапазоні радіотехнічних частот – низьких, середніх, високих і надзвичайно високих [18].

Науково-прикладним завданням, вирішенню якому присвячена дисертаційна робота, є розширення діапазону частот і підвищення коефіцієнта корисної дії радіотехнічних пристроїв генерування та випромінювання сигналів динамічного хаосу при електричному перелаштуванні робочих параметрів у широкому діапазоні частот.

Зв'язок роботи з науковими програмами, планами, темами. Дисертаційні дослідження здійснені у ході виконання таких прикладних держбюджетних науково-дослідних робіт: 1) «Методи та пристрої формування, оброблення й вимірювання сигналів радіоінформаційних систем промислових і військових об'єктів» (№ держреєстрації 0117U007139, 2017-2019 р.р.); 2) «Методи та пристрої формування й оброблення хаотичних сигналів, контролю доступу та позиціювання у робототехнічних та інфокомунікаційних системах» (№ держреєстрації 0121U109722, 2021-2022 р.р.); 3) «Радіовимірювальні

частотні сенсори з автономним прийняттям рішення для робототехнічних пристроїв, систем телеуправління та спеціалізованих хмарних платформ» (№ держреєстрації 0122U001272, 2022-2023 р.р.).

Мета та задачі дисертації.

Метою дослідження є підвищення коефіцієнта корисної дії, забезпечення електричного керування динамікою та розширення діапазону робочих частот пристроїв генерування та випромінювання хаотичних сигналів за рахунок розробки нових та удосконалення існуючих радіотехнічних пристроїв шляхом використання нелінійних властивостей транзисторних схем із від'ємним диференційним опором і хвильових ефектів випромінюючих структур.

Для реалізації окресленої мети, необхідно виконати такі задачі:

1. Виконати аналіз сучасного стану методів і засобів генерування, формування та випромінювання сигналів динамічного хаосу.
2. Дослідити режими роботи генераторів хаотичних сигналів на основі транзисторних схем з від'ємним диференційним опором при широкосмуговому перелаштуванні частоти генерації.
3. Удосконалити математичну модель генератора динамічного хаосу Колпітца на основі МДН транзистора.
4. Удосконалити математичну модель двотранзисторного генератора динамічного хаосу на основі біполярної транзисторної схеми з від'ємним диференційним опором зі статичною ВАХ S-типу.
5. Розробити нові електричні схеми та конструкції генераторів динамічного хаосу на основі біполярних, біполярно-польових і польових транзисторних схем із від'ємним диференційним опором.
6. Розробити нову конструкцію гнучкої тридіапазонної LTE антени-браслета. Отримати результати модельних та експериментальних досліджень.
7. Розробити нову конструкцію гнучкої дводіапазонної LTE антени. Отримати результати модельних та експериментальних досліджень.
8. Розробити нову конструкцію гнучкої широкосмугової LTE антени. Отримати результати її експериментальних досліджень.

9. Зробити висновки по результатах отриманих у дисертаційному дослідженні.

Об'єктом дослідження є процеси генерування та випромінювання сигналів динамічного хаосу з використанням радіотехнічних пристроїв на основі біполярних, біполярно-польових транзисторних і польових транзисторних схем із від'ємним диференційним опором, а також хвильових ефектів випромінюючих структур.

Предметом дослідження є фазові портрети генераторів електричних коливань динамічного хаосу на основі біполярних, біполярно-польових і польових транзисторних схем з від'ємним диференційним опором, часові та частотні параметри й характеристики генерованих хаотичних сигналів, а також спрямовані та частотні параметри й характеристики радіотехнічних пристроїв, що випромінюють хаотичні сигнали.

Методи дослідження

Під час проведення дисертаційних досліджень були використані такі методи: методи теорії радіотехнічних кіл і сигналів для аналізу динамічних процесів у генераторах детермінованого хаосу, а також для визначення питань керованості режимів роботи таких генераторів; елементи математичної теорії динамічного хаосу; методи дослідження функцій комплексної змінної; методи математичного моделювання й вирішення нелінійних диференційних рівнянь; методи комп'ютерного моделювання; методи аналізу електродинамічних процесів, антенних систем і мікрохвильових пристроїв; методи оброблення результатів експериментальних досліджень.

Наукова новизна одержаних результатів

У дисертаційній роботі розв'язано науково-прикладне завдання, що полягає в уможливленні розширення діапазону частот і підвищення коефіцієнта корисної дії радіотехнічних пристроїв генерування та випромінювання сигналів динамічного хаосу для радіоелектронних систем. У результаті вирішення цього науково-прикладного завдання були отримані такі результати, які визначають наукову новизну дисертації:

1. Удосконалено математичну модель однострижорного генератора динамічного хаосу Колпітца на основі МДН транзистора з симетричним живленням, яка, на відміну від відомих, використовує кусково-лінійну апроксимацію прохідної ВАХ МДН транзистора, що дало змогу дослідити ширший динамічний діапазон генерованих хаотичних коливань при зміні напруги живлення та параметрів автоколивальної системи генератора.

2. Удосконалено математичну модель генератора динамічного хаосу на основі біполярної транзисторної схеми з від'ємним диференціальним опором зі статичною ВАХ S-типу, яка, на відміну від відомих, використовує кусково-лінійну апроксимацію ВАХ S-типу, що дало змогу модельно дослідити електричну керованість режимами та параметрами генерованих релаксаційних і хаотичних коливань.

3. Вперше запропоновано математичну модель гнучкої тридіапазонної LTE антени-браслету на основі патч-антени нестандартної форми, довжина верхнього шару поверхні випромінювання якої значно більша за її ширину (у 5-6 разів), а нижній металевий шар, що виконує функцію рефлектора, має геометричні розміри наближено рівні геометричним розмірам верхнього шару, використання якої уможливило розширення смуги частот у 2,06 разів і збільшення ефективності випромінювання в 1,544 рази.

4. Отримав подальший розвиток компенсаційний метод генерування хаотичних коливань, який на відміну від класичного, принцип дії і теоретичні основи якого базуються на використанні приладів з від'ємним диференціальним опором із нелінійністю N-типу та нелінійністю Λ -типу, було застосовано до транзисторних схем з від'ємним диференціальним опором із нелінійністю S-типу.

Практичне значення одержаних результатів та впровадження результатів роботи.

1. Запропоноване нове схемне рішення генератора динамічного хаосу за схемою Колпітца на основі МДН транзистора з несиметричним живленням. Отримано нові фазові портрети автоколивальної системи генератора Колпітца динамічного хаосу на МДН транзисторі у площинах нормованих динамічних

змінних і просторі нормованих динамічних змінних, часові діаграми та амплітудно-частотні спектри генерованих хаотичних коливань.

2. Отримано нові результати комп'ютерного схемотехнічного дослідження простого безіндуктивного RC-генератора сигналів динамічного хаосу на двох біполярних транзисторах у режимі розвинутого хаосу з атрактором типу «подвійний завиток» на його фазовій площині.

3. Запропоновані нові схемотехнічні рішення малопотужних генераторів сигналів динамічного хаосу на основі транзисторних схем з від'ємним диференціальним опором в яких, на відміну від відомих, розширено діапазон робочих частот хаотичного режиму при електричному керуванні динамікою хаотичних коливань у 1,5-2,25 рази для діапазону частот до 15 МГц та в 1,05-1,07 разів для діапазону частот до 700 МГц. За рахунок компенсації втрат в автоколивальній системі від'ємним диференціальним опором запропоновані малопотужні генератори сигналів динамічного хаосу мають збільшений ККД на (1,7-12,5)% у порівнянні з відомими, що покращує їх енергоефективність для застосування в носимих пристроях радіоелектронних систем.

4. Отримано нові результати математичного моделювання та експериментальних досліджень генераторів сигналів динамічного хаосу на основі нелінійних і реактивних властивостей транзисторних схем з від'ємним диференціальним опором.

5. Запропоновано нову конструкцію гнучкої тридіапазонної LTE антени-браслета з центральними частотами 880 МГц, 1720 МГц і 2620 МГц, яка має значення ККД у межах відповідно (69,1 .. 96,3)%, (59,5 .. 81,6)% і (59,5 .. 81,6)% при геометричних розмірах випромінювальної частини: $W = 23,0$ мм, $L = 121,7$ мм, $y_0 = 51,6$ мм, $h = 0,03$ мм. Загальні геометричні розміри гнучкої тридіапазонної LTE антени-браслета 124,7×25 мм.

6. Запропоновано нову конструкцію гнучкої дводіапазонної LTE антени для використання у смугах робочих частот (по рівню КСХ не більше 2,1) 881,68 МГц – 975,38 МГц та 1848,65 МГц – 2000 МГц, яка має значення ККД у цих діапазонах відповідно (88,9 .. 99,7)% і (69,1 .. 89,2)%. Гнучка дводіапазонна LTE антена

призначена для застосування в інфокомунікаційних пристроях діапазонів частот LTE B8 (Uplink 880 – 915 МГц, Downlink 925 – 960 МГц) і B2 (Uplink 1850 – 1910 МГц, Downlink 1930 – 1990 МГц).

7. Запропоновано нову конструкцію гнучкої широкосмугової LTE антени для використання у частотних діапазонах 650,5 МГц – 940,5 МГц і 1125 – 1966 МГц, яка має значення ККД відповідно (39,5 .. 97,2)% і (39,5 .. 75,0)%. Гнучка широкосмугова LTE антена призначена для застосування в інфокомунікаційних пристроях діапазонів частот LTE : B20 (832 – 862 МГц, 791 – 821 МГц), B26 (814 – 849 МГц, 859 МГц – 894 МГц), B5 (824 – 849 МГц, 869 – 894 МГц), B3 (1710 – 1785 МГц, 1805 – 1880 МГц) і B2 (1850 – 1910 MHz, 1930 – 1990 MHz).

Реалізація та впровадження результатів роботи. Результати дисертаційної роботи мають такі впровадження: нові схемотехнічні та конструктивні рішення генераторів динамічного хаосу з підвищеним коефіцієнтом корисної дії на основі нелінійних і реактивних властивостей транзисторних схем з від’ємним диференціальним опором впроваджені у ТОВ «LEDUA» м. Вінниця (Довідка №1-04-24 від 08.04.2024 р.), елементи теорії та математичні моделі пристроїв генерування та випромінювання хаотичних сигналів для використання в обладнанні безпроводних інфокомунікаційних мереж 4-го покоління впроваджені у ТОВ «Подільський проектний інститут» м. Вінниця (Акт впровадження від 27.02.2024, Довідка №8 від 27.02.2024 р.). Математичні моделі, елементи теорії та експериментальні зразки гнучких широкосмугових і багатодіапазонних LTE антен впроваджені у навчальному процесі Вінницького національного технічного університету під час викладання навчальних дисциплін «Технічна електродинаміка та поширення радіохвиль» (обов’язкова освітня компонента ОПП Радіотехніка), «Антени та пристрої надвисоких частот» і «Радіоелектронні системи» (вибіркові освітні компоненти ОПП Радіотехніка) першого (бакалаврського) рівня підготовки за спеціальністю 172 – Телекомунікації та радіотехніка, а також при виконанні бакалаврських дипломних робіт і магістерських кваліфікаційних робіт студентами

спеціальності 172 – Телекомунікації та радіотехніка (Акт провадження від 23.02.2024 р.).

Особистий внесок здобувача. Наукові результати, що наведені в дисертаційній роботі, одержані автором самостійно. У публікаціях, які були підготовлені та опубліковані в співавторстві [19-40], авторові належать (особистий внесок): запропонований новий варіант нелінійного диференційного рівняння другого ступеня для опису спрямованого поширення радіохвиль із двома заданими станами і підходи до його вирішення [21]; нові результати модельного дослідження динаміки періодичних мікрохвильових коливань в неавтономному пристрої генерування у режимах множення та ділення частоти вхідного сигналу [24]; нове схемне рішення генератора динамічного хаосу за схемою Колпітца на основі МДН транзистора з несиметричним живленням і удосконалена математична модель [25]; удосконалено математичну модель генератора динамічного хаосу на основі біполярної транзисторної схеми з від’ємним диференційним опором зі статичною ВАХ S-типу [26] і нові результати його комп’ютерного схемотехнічного моделювання [39]; нові результати математичного моделювання хвильових процесів при дослідженні густини потоку випромінювання елементарного електричного випромінювача у ближній та проміжних зонах за умови його збудженні сигналами діапазонів частот LTE B8 і LTE B3 [27]; результати модельного дослідження спрямованих властивостей широкосмугової прямокутної рупорної антени стандартного профілю при поширенні одночасно трьох нижчих мод магнітних хвиль типів H_{10} , H_{20} і H_{30} [28]; конструкція та результати модельного дослідження широкосмугової діелектричної лінзової антени для бездротового зв’язку типу «точка-точка» в діапазоні частот 4285,7 МГц – 8571,4 МГц [29]; нову математичну модель тридіапазонної гнучкої антени-браслет на базі нестандартної форми патч-антени в якій довжина шару поверхні випромінювання суттєво більша за її ширину (у 5-6 разів) [30]; результати експериментальних досліджень гнучкої дводіапазонної LTE антени для носимих на руці пристроїв бездротових інфокомунікаційних і сенсорних мереж [31]; нові

схемотехнічні рішення генераторів динамічного хаосу [32] і динамічного хаосу з мультиатрактором [33] на основі біполярно-польової транзисторної структури з від'ємним динамічним опором, нові схемотехнічні рішення генератора детермінованого хаосу [34] і хаотичного генератора з електричним регулюванням частоти генерації [35], які мають підвищений коефіцієнт корисної дії за рахунок введення нових блоків і зв'язків між ними; результати математичного моделювання автоколивної системи генератора Чуа [36]; запропоновано спосіб отримання вимірювальної інформації хаотичних сигналів генераторів з автоколивними системами типу Дуффінга-Холмса шляхом використання перерізу Пуанкаре їх фазових портретів [37]; удосконалені рівняння апроксимації статичної вольт-амперної характеристики резонансно-тунельних діодів на основі InGaAs та GaAs [38]; результати дослідження режимів роботи схемної реалізації на операційних підсилювачах хаотичної N-системи Спротта [40]; запропоновано здійснювати корекцію колами фазового зсуву імпульсів дискретизації зворотного зв'язку для зменшення фазової нестабільності тактових фронтів імпульсів дискретизації та розширення динамічного діапазону пристрою [22]; схемні рішення для підвищення добротності та розширення смуги частот багатосмугових еквалайзерів із застосування гіраторів [19] і включенням смугового фільтра в коло від'ємного зворотного зв'язку підсилювального каскаду [20]; запропоновано послідовність операцій оброблення сигналів звукових частот для підвищення швидкодії аналізу і синтезу звукових компонентів [23].

Апробація результатів дисертації. Основні положення, наукові та практичні результати, а також висновки дисертаційної роботи обговорювалися на: 1) 2020 IEEE 6th International Symposium on Microwaves, Radar and Remote Sensing (MRRS), 2020 IEEE Ukrainian Microwave Week (UkrMW), Kharkiv, Ukraine, 21 – 25 September 2020; 2) X Міжнародній науково-технічній конференції «Інформаційно-комп'ютерні технології – 2019», 18–20 квітня 2019 р., Житомир, ЖДТУ; 3) 7-й Міжнародній науково-технічній конференції «Сучасні проблеми інфокомунікацій, радіоелектроніки та наносистем (СПРН-

2019)», 14-16 листопада 2019 р., м. Вінниця, ВНТУ; 4) XI Міжнародній науково-технічній конференції «Інформаційно-комп'ютерні технології – 2020 (ІКТ-2020)», 09 - 11 квітня 2020 р., м. Житомир, Житомирська політехніка; 5) 8-й Міжнародній науково-технічній конференції «Сучасні проблеми інфокомунікацій, радіоелектроніки та наносистем (СПРН-2021)», 03-05 листопада 2021, м. Вінниця, ВНТУ; 6) Всеукраїнській науково-практичній Інтернет-конференції студентів, аспірантів та молодих науковців «Молодь в науці: дослідження, проблеми, перспективи», 18-29 травня 2020 року, Вінниця, ВНТУ.

Публікації на тему дисертації. За матеріалами дисертації опубліковано 22 наукові праці у співавторстві серед яких: 3 статті в періодичних виданнях, що індексовані в Scopus та Web of Science; 9 статей у наукових журналах з Переліку наукових фахових видань України категорії Б; 6 тез і матеріалів доповідей на конференціях (з яких 1 індексована в Scopus); 4 патенти України на корисну модель.

Структура, зміст і обсяг дисертації. Дисертація складається з реферату, вступу, чотирьох розділів і висновків до кожного з них, висновків, списку використаних джерел і додатків. Загальний обсяг дисертації складає 229 сторінки, з яких основний зміст - 172 сторінки. Дисертація містить 3 таблиці та 113 рисунків. Список використаних джерел налічує 199 найменування на 27 сторінках. Дисертація містить 2 додатки на 8 сторінках.

РОЗДІЛ 1

СУЧАСНИЙ СТАН РОЗВИТКУ МЕТОДІВ І ЗАСОБІВ ГЕНЕРУВАННЯ ТА ВИПРОМІНЮВАННЯ СИГНАЛІВ ДИНАМІЧНОГО ХАОСУ

1.1 Аналіз класичних автоколивальних систем динамічного хаосу

Розширення діапазону робочих частот і підвищення енергоефективності пристроїв генерування та випромінювання інформаційних сигналів є одним з найбільш актуальних завдань сучасних технологій в системах електронних комунікацій [41-46]. На сучасному етапі розвитку інфокомунікаційної інженерії широкого поширення на практиці отримали використання останніх досягнень теорії динамічного хаосу, зокрема результати аналізу біфуркацій і фракталів.

У зв'язку з цим, актуальним науково-практичним напрямом сучасного розвитку технологій електронних комунікацій є розроблення нових і удосконалення відомих методів генерування, формування та випромінювання інформаційних сигналів, зокрема із застосуванням теорії динамічного хаосу. У теорії динамічного хаосу відома низка класичних автоколивальних систем. Найбільш поширеними класичними автоколивальними системами динамічного хаосу є системи Лоренца, Реслера, Чуа та Спротта.

Хаотична система Лоренца є найбільш відомою динамічною системою в теорії динамічного хаосу [41]. Вона привертає велику увагу багатьох дослідників для опису фізичних процесів різної природи [42]. Перша запис математичної теорії про динамічний хаос був зроблений в 1963 році у роботі Е. Лоренца, який займався математичним моделюванням атмосферних явищ. Хаотичний атрактор Лоренца – це тривимірна динамічна система нелінійних автономних диференціальних рівнянь першого порядку. Математична модель хаотичної системи Лоренца має вигляд системи диференціальних рівнянь (1.1) [41].

$$\begin{cases} \frac{dx_1}{dt} = \sigma(x_2 - x_1), \\ \frac{dx_2}{dt} = x_1(r - x_3) - x_2, \\ \frac{dx_3}{dt} = x_1x_2 - bx_3, \end{cases} \quad (1.1)$$

де x, y, z – нормовані динамічні змінні; σ, r і b – коефіцієнти системи.

Хаотична система Лоренца Вона має складну топологічну структуру, є асимптотично стійкою, а також стійкою по Ляпунову. У роботі [41] наведені результати математичного моделювання хаотичної автоколивальної системи генератора Лоренца в пакеті програм MathCad 15.0 при значеннях параметрів $\sigma = 10, r = 28$ і $b = 8/3$, графіки яких наведені на рис. 1.1 – рис. 1.3 [41].

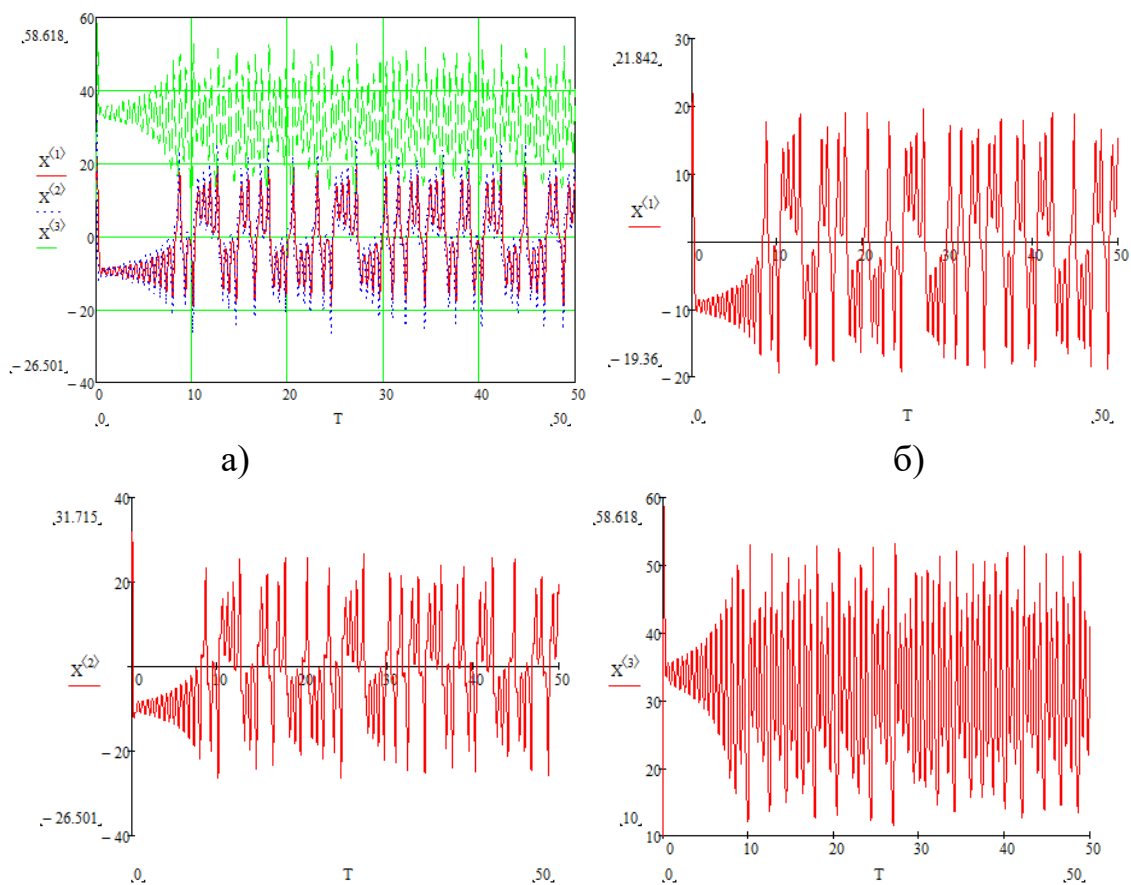


Рисунок 1.1 – Часові діаграми нормованих динамічних змінних у нормованому часі: а) суміщена, б) x_1 , в) x_2 , г) x_3 хаотичної системи Лоренца [41]

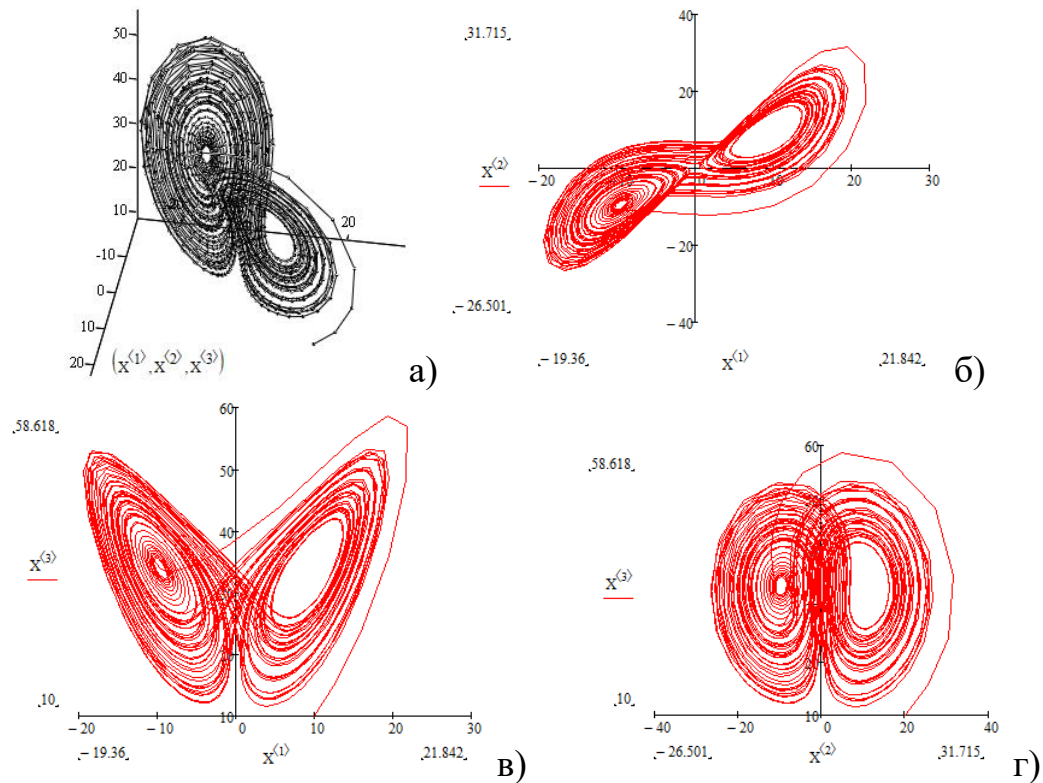


Рисунок 1.2 – Фазові портрети хаотичної системи Лоренца: а) в просторі динамічних змінних $x_1-x_2-x_3$; в площинах змінних: б) x_1-x_2 , в) x_1-x_3 , г) x_2-x_3 [41]

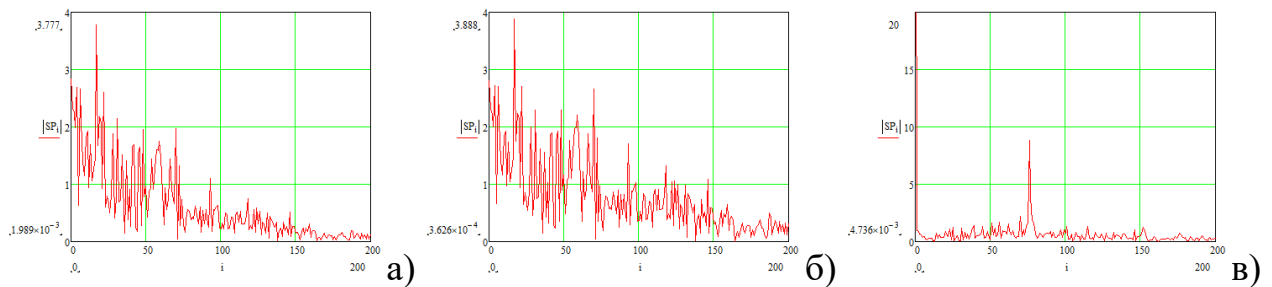


Рисунок 1.3 – Амплітудно-частотні спектри нормованих динамічних змінних автоколивальної системи генератора Лоренца: а) x_1 , б) x_2 , в) x_3 [41]

Динамічна система Ресслера (1.2) містить одну квадратичну змінну [42]. Вона була запропонована у 1976 році для опису хімічних реакцій, які відбуваються у реакторі при перемішуванні, і які володіють хаотичною поведінкою. Динамічна система Ресслера має великий набір різноманітних станів (періодичних і хаотичних), а також характеризується певним порядком зміни цих станів при зміні параметрів автоколивальної системи [42].

$$\begin{cases} \frac{dx_1}{dt} = -x_2 - x_3, \\ \frac{dx_2}{dt} = x_1 + ax_2, \\ \frac{dx_3}{dt} = b + x_3(x_1 - c). \end{cases} \quad (1.2)$$

Одне з чудових властивостей атрактора Реслера – це його фрактальна структура у фазовій площині. Тобто аттрактор Реслера володіє явищем самоподібності [42]. У роботі [42] наведені результати математичного моделювання автоколивної системи хаотичного генератора Реслера в пакеті програм MathCad 15.0 при значеннях параметрів $a = 0,35$, $b = 0,2$, $c = 4,7$, графіки яких наведені на рис. 1.4 – рис. 1.5 [42].

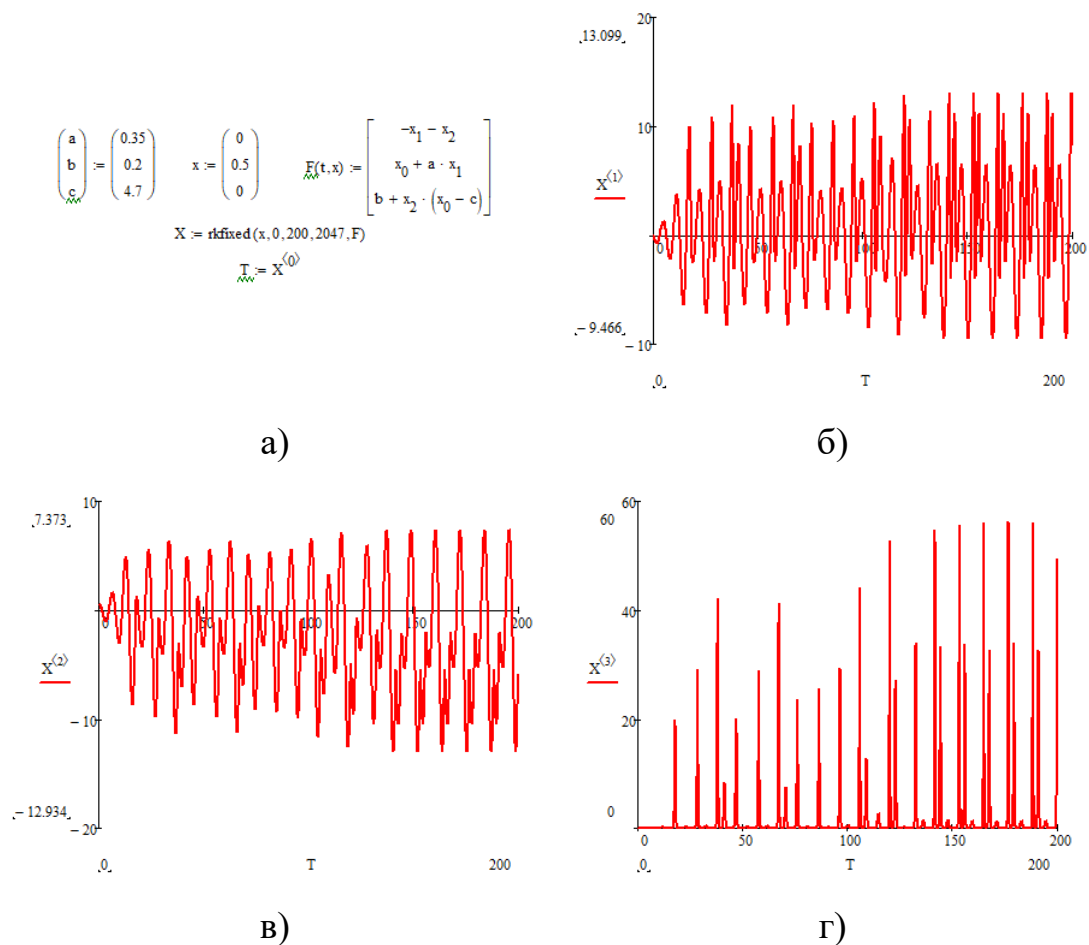


Рисунок 1.4 – Результати математичного моделювання в пакеті програм MathCad 15.0 у роботі [42]: а) фрагмент лістингу в MathCad (а); часові діаграми нормованих динамічних змінних відносно нормованого часу: б) x_1 , в) x_2 , г) і x_3

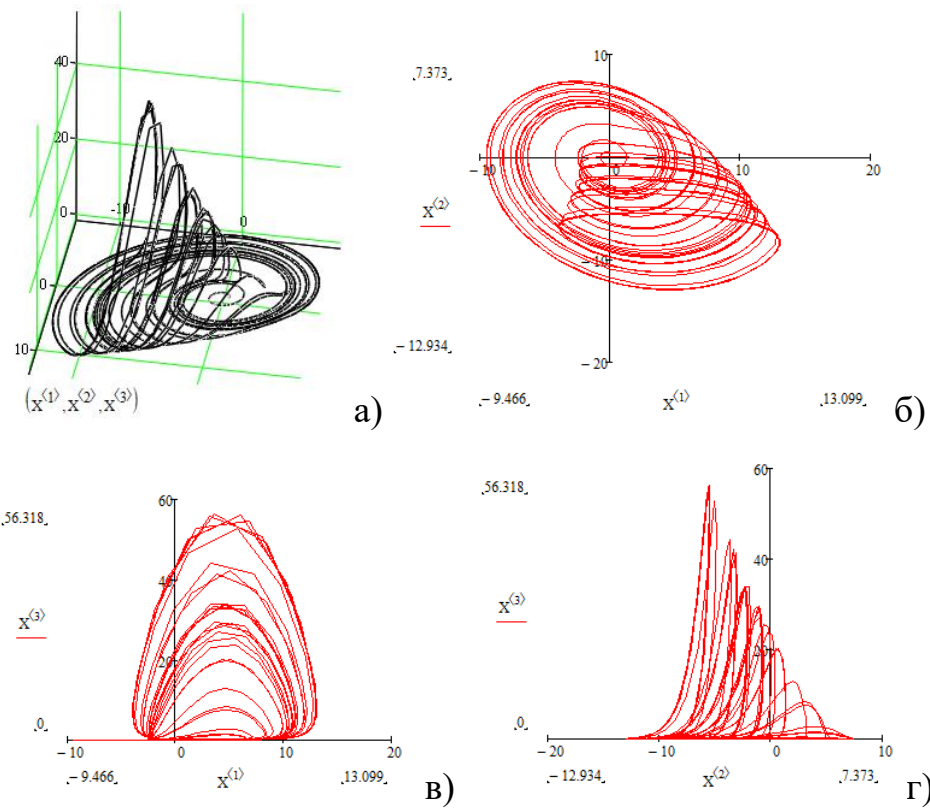


Рисунок 1.5 – Фазові портрети системи Ресслера, що наведені в роботі [42]: а) в просторі змінних x_1 - x_2 - x_3 ; в площинах змінних: б) x_1 - x_2 , в) x_1 - x_3 , г) x_2 - x_3

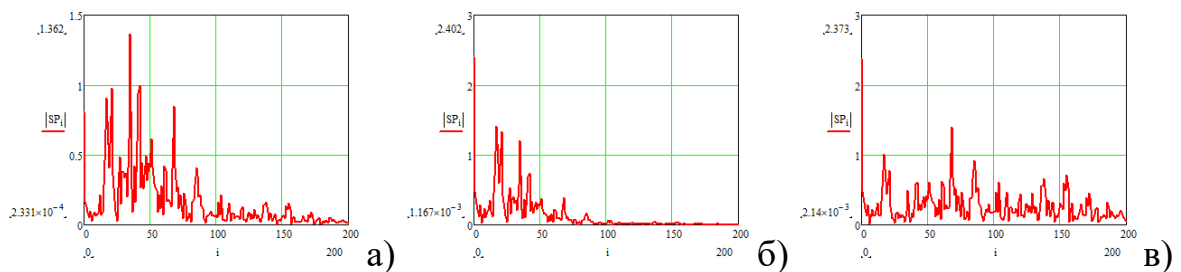


Рисунок 1.6. – Амплітудно-частотні спектри нормованих динамічних змінних хаотичної системи Ресслера, що наведені в роботі [42]: а) x_1 , б) x_2 , в) x_3

Характеристичні показники Ляпунова в роботі [42] обчислено за допомогою програми DEREK 3.0 (рис. 1.7):

$$\lambda_1 = 1,3901661 \cdot 10^{-1}, \lambda_2 = 9,8428538 \cdot 10^{-2}, \lambda_3 = -4,2790892 \cdot 10^0.$$

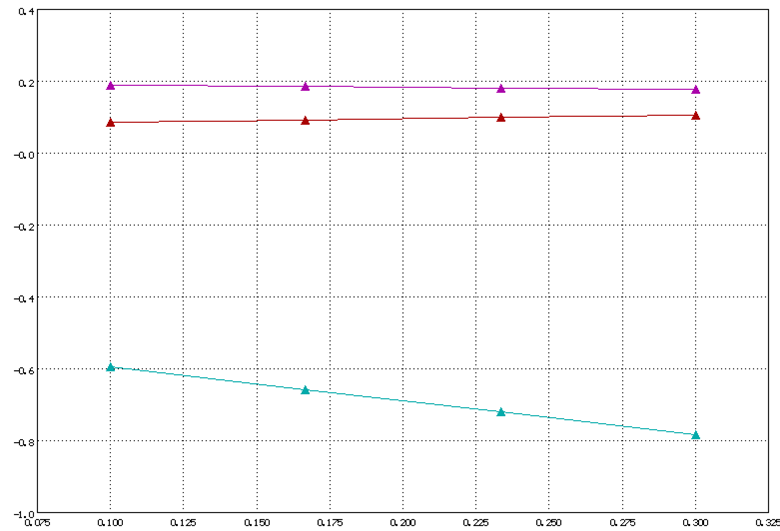


Рисунок 1.7 – Графік характеристикних показників Ляпунова хаотичної системи Реслера, для значень коефіцієнту $b = 0,1 \dots 0,3$ [42]

Величина ентропії Колмогорова-Сіная хаотичної системи безпосередньо зв'язана з характеристикними показниками Ляпунова [43]. Потрібно зазначити, що від'ємні характеристикні показники Ляпунова не роблять внесок до сумарної величини ентропії Колмогорова-Сіная. Ентропія Колмогорова-Сіная хаотичних систем визначається виключно додатними показниками Ляпунова [43]

$$H = \sum_{\lambda_i(x) > 0} \lambda_i(x) = 0,2374. \quad (1.3)$$

Поняття фрактальної розмірності атратора тісно пов'язана з Ляпуновською розмірністю [43]

$$d_{L1} = j + \sum_{i=1}^j \frac{\lambda_i}{|\lambda_{j+1}|}, \quad (1.4)$$

де усі характеристикні показники Ляпунова $\lambda_1 \geq \lambda_2 \geq \dots \geq \lambda_n$ впорядковані по зростанню, n – це розмірність фазового простору динамічної системи, а ціле число j визначається з таких умов $\lambda_1 + \lambda_2 + \dots + \lambda_j \geq 0$, $\lambda_1 + \lambda_2 + \dots + \lambda_{j+1} < 0$ [43].

Фрактальна розмірність хаотичного атрактора динамічної системи Ресслера

$$d_F = d_{L1} = 2 + \frac{\lambda_1}{|\lambda_3|} + \frac{\lambda_2}{|\lambda_3|} = 2,0555.$$

Як статистичні параметри хаотичних коливань автоколивальної хаотичної системи Ресслера у роботі [43] за допомогою стандартної функції $\text{corr}(X1, X2)$ пакету програм MathCad 15.0 обчислені коефіцієнти їх взаємної кореляції

$$\rho(X1, X2) = -0,34158, \rho(X1, X3) = 0,24198, \rho(X2, X3) = -0,05058.$$

Автором у роботі [36] було здійснено математичне моделювання автоколивної системи генератора Чуа. Генератор динамічного хаосу за схемою Чуа є найбільш теоретично та експериментально дослідженою радіоелектронною автоколивальною системою [36]. Метою побудови такого генератора був намір професора Чуа реалізувати електронний аналог хаотичної автоколивальної системи Лоренца [41]. У роботі [36] автором було отримано результати комп'ютерного математичного моделювання автоколивальної системи хаотичного генератора Чуа в пакеті програм MathCad 15.0. Графік апроксимованої статичної ВАХ активного елемента генератора Чуа поданий на рис. 1.8,а. Отримані результати математичного моделювання генератора Чуа наведені на рис. 1.8 – рис. 1.10.

Систематичне дослідження загальних тривимірних автономних звичайних диференціальних рівнянь з квадратними нелінійностями виявило 19 різних автономних дисипативних систем звичайних диференціальних рівнянь з п'ятьма членами та двома нелінійностями або шістьма членами та одним нелінійним, знайдених Спроттом Х.К. [41]. Теоретично описані властивості цих систем, включаючи їх критичні точки, показники Ляпунова та фрактальні розмірності [40].

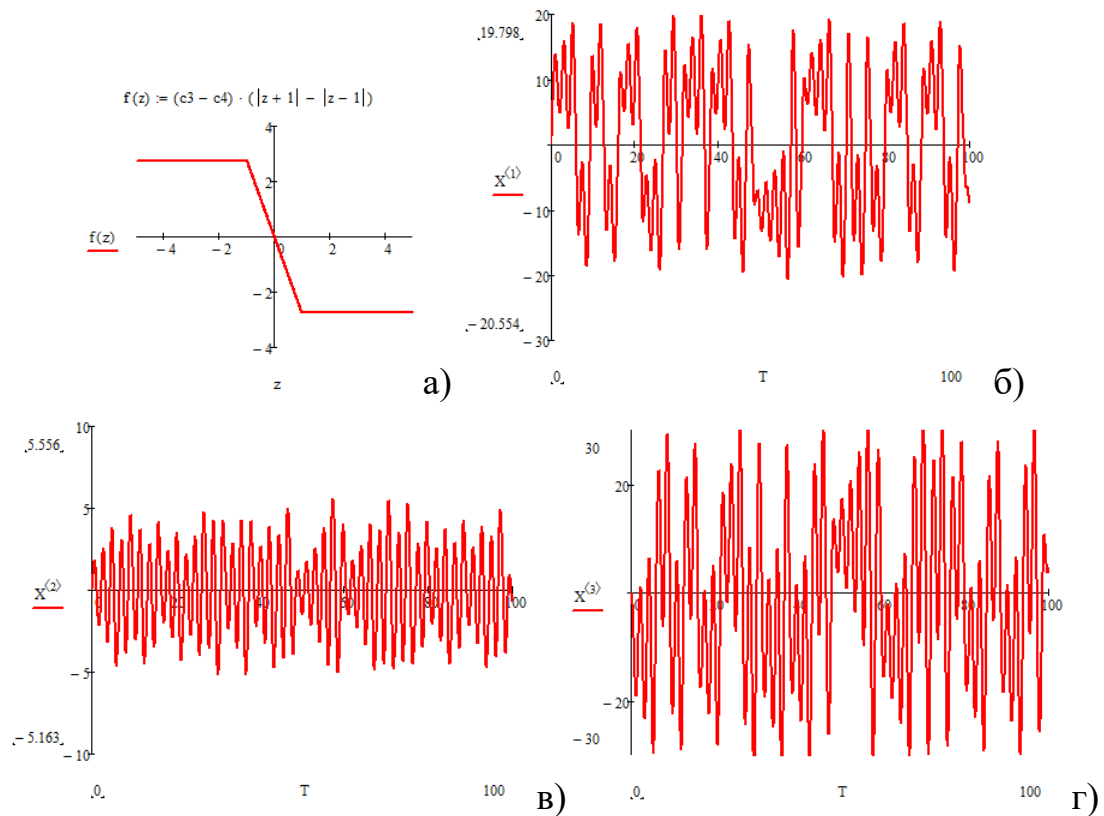


Рисунок 1.8 – Результати математичного моделювання в пакеті програм MathCad 15.0, що отримані автором у роботі [36]: а) рівняння апроксимації та графік прохідної ВАХ «діоду Чуа»; часові діаграми нормованих динамічних змінних коливаль генератора Чуа відносно нормованого часу: б) x_1 , в) x_2 , г) x_3

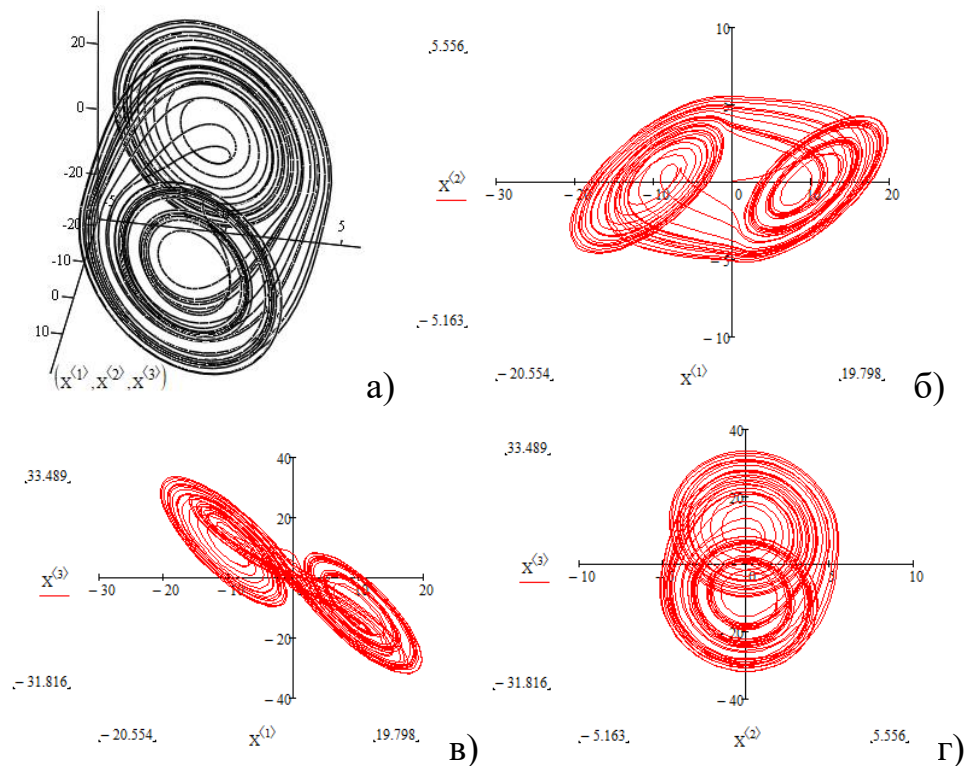


Рисунок 1.9 – Фазові портрети генератора Чуа: а) в просторі динамічних змінних $x_1-x_2-x_3$; в площинах динамічних змінних: б) x_1-x_2 , в) x_1-x_3 , г) x_2-x_3

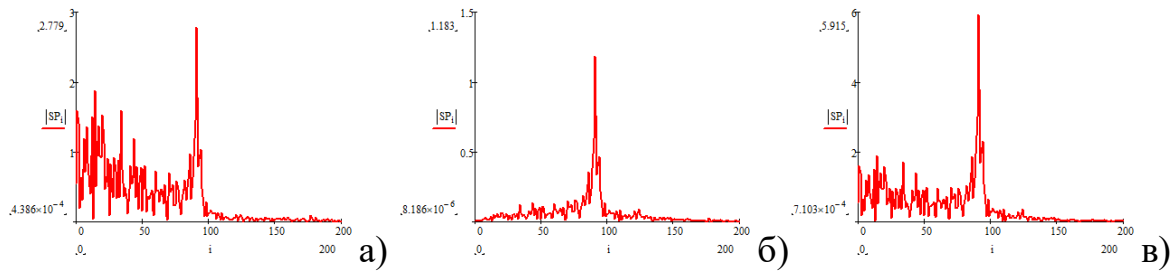


Рисунок 1.10 – Амплітудно-частотні спектри нормованих динамічних змінних електричних коливань генератора Чуа x_1 (а), x_2 (б) і x_3 (в)

Усі розглянуті системи є тривимірними та алгебраїчно простішими за відомі системи Лоренца [41] та Ресслера [42], які деякий час вважалися найпростішими прикладами автономних дисипативних систем звичайних диференціальних рівнянь з хаотичними розв'язками [36, 40]. У роботі [40] автор теоретично дослідив випадок N динамічної системи Спротта [44-46]

$$\begin{cases} \frac{dx_1}{dt} = -2x_2, \\ \frac{dx_2}{dt} = x_1 + x_3^2, \\ \frac{dx_3}{dt} = 1 + x_2 - 2x_3. \end{cases} \quad (1.5)$$

Електрична схема для аналогової реалізації математичних операцій динамічної N-системи Спротта на операційних підсилювачах має вигляд, що поданий на рис. 1.11 [40, 45]. Результати моделювання та експериментальних досліджень фазових портретів динамічної N-системи Спротта подані рис. 1.12-1.13 відповідно [40, 45].

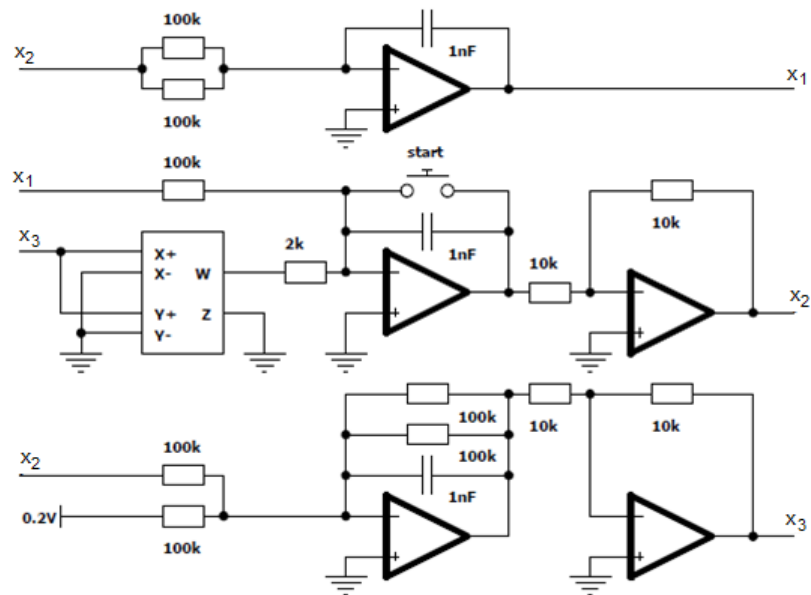


Рисунок 1.11 – Схемна реалізація динамічної системи N Спротта [40, 45]

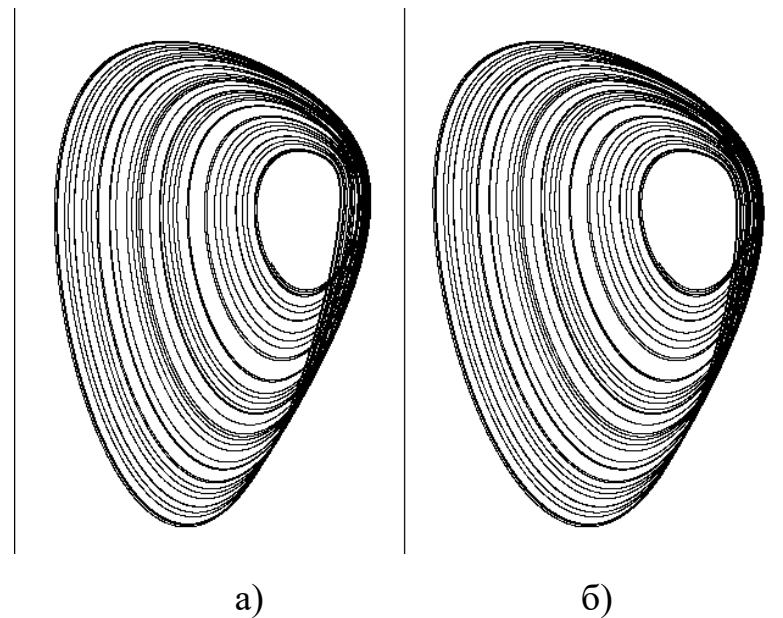


Рисунок 1.12 – Фазові портрети N-системи Спротта в площинах динамічних змінних x - y (а) та x - z (б) [40, 45]

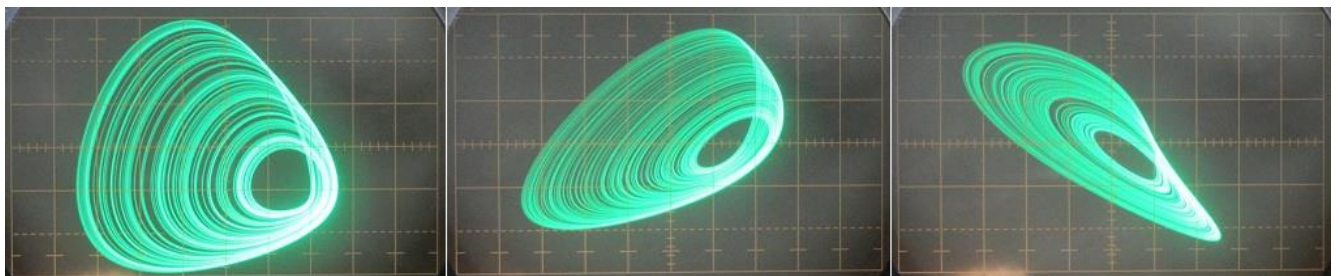


Рисунок 1.13 – Експериментально отримані в роботі [45] фазові портрети N-системи Спротта в площинах динамічних змінних x - y (а), x - z (б) та y - z (в)

1.2 Аналіз схемотехнічних і топологічних особливостей одностранзисторних генераторів динамічного хаосу

Дослідження нелінійної динаміки радіотехнічних пристроїв є сучасним та актуальним науково-прикладним напрямком [47-48]. Існує багато транзисторних схем автономних та неавтономних пристроїв, здатних працювати в хаотичних режимах [49]. Їх перевагою є простота конструкції, зручність та низька вартість [50]. Отримано численні теоретичні та експериментальні результати дослідження транзисторних генераторів детермінованої хаотичної динаміки [51, 52]. Такі генератори знайшли практичне застосування в телекомунікаційних [53] та інформаційних [54] системах, криптографічних системах та системах захисту інформації [55]. На сьогодні не існує єдиної методології побудови транзисторних генераторів сигналів динамічного хаосу [56]. Окремі наукові роботи мають методологічні результати в розробці та дослідженні великої кількості схем простих генераторів детермінованого хаосу, наприклад [57]. Проте, єдині теорії розроблення генераторів динамічного хаосу немає досі.

Схемотехнічні та топологічні відмінності транзисторних генераторів динамічного хаосу основним чином залежать від схемної особливості активного елементу (одностранзисторний, двотранзисторний та багатотранзисторний), а також від вигляду, нелінійних і реактивних властивостей їх статичних і динамічних вольт-амперних характеристик.

Найбільш широкого поширення на практиці серед одностранзисторних генераторів динамічного хаосу отримали схеми Колпітца та Хартлі.

Широко використовується генератор сигналів динамічного хаосу на основі схеми Колпітца [58-59]. Вивченню його динаміки присвячено велику кількість досліджень. Транзисторний генератор динамічного хаосу за схемою Колпітца є класичним триточковим ємнісним генератором. Електрична схема хаотичного генератора Колпітца з несиметричним живленням показана на рис. 1.14 [58].

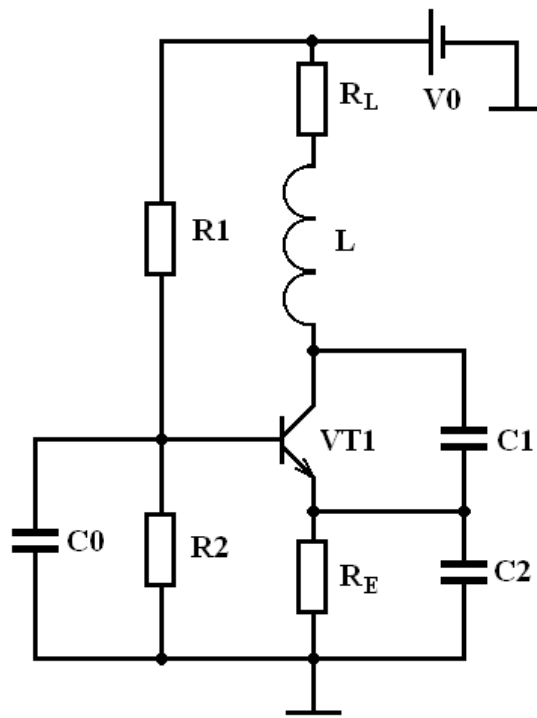


Рисунок 1.14 – Електрична схема генератора Колпітца з несиметричним живленням [58]

Математична модель у безрозмірних змінних генератора Колпітца з несиметричним живленням має вигляд [59]

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 - a \cdot F(x_3), \\ \dot{x}_2 = c - x_1 - bx_2 - x_3, \\ \varepsilon \dot{x}_3 = x_2 - dx_3, \end{cases} \quad (1.6)$$

де $F(x_3)$ – функція апроксимації струму колектора залежно від напруги база-емітер. Функція апроксимації струму колектора має вигляд [58]

$$F(x_3) = \begin{cases} e - 1 - x_3, & x_3 < e - 1, \\ 0, & x_3 \geq e - 1. \end{cases} \quad (1.7)$$

Диференційні рівняння у нормованих змінних та коефіцієнти системи (1.6) мають вигляд [58]

$$\begin{aligned}
 x_1 &= \frac{V_{C1}}{V^*}, \quad x_2 = \frac{\rho I_L}{V^*}, \quad x_3 = \frac{V_{C2}}{V^*}, \quad v = \frac{t}{\tau}, \\
 \dot{u} &\equiv \frac{du}{dv}, \quad \rho = \sqrt{\frac{L}{C_1}}, \quad \tau = \sqrt{LC_1}, \quad \varepsilon = \frac{C_2}{C_1}, \\
 a &= \frac{\rho}{r}, \quad b = \frac{R}{\rho}, \quad c = \frac{V_0}{V^*}, \quad d = \frac{\rho}{R_e}, \quad e = \frac{R_2}{R_1 + R_2} c.
 \end{aligned} \tag{1.8}$$

У роботі [58] отримані результати математичного моделювання системи диференціальних рівнянь (1.6) з урахуванням (1.7)-(1.8) при таких значеннях параметрів автоколивальної системи:

$$\varepsilon = 1, a = 30, b = 0.8, c = 20, d = 0.08, e = 10.$$

Результатаи математичного моделювання наведені на рис. 1.15-1.17.

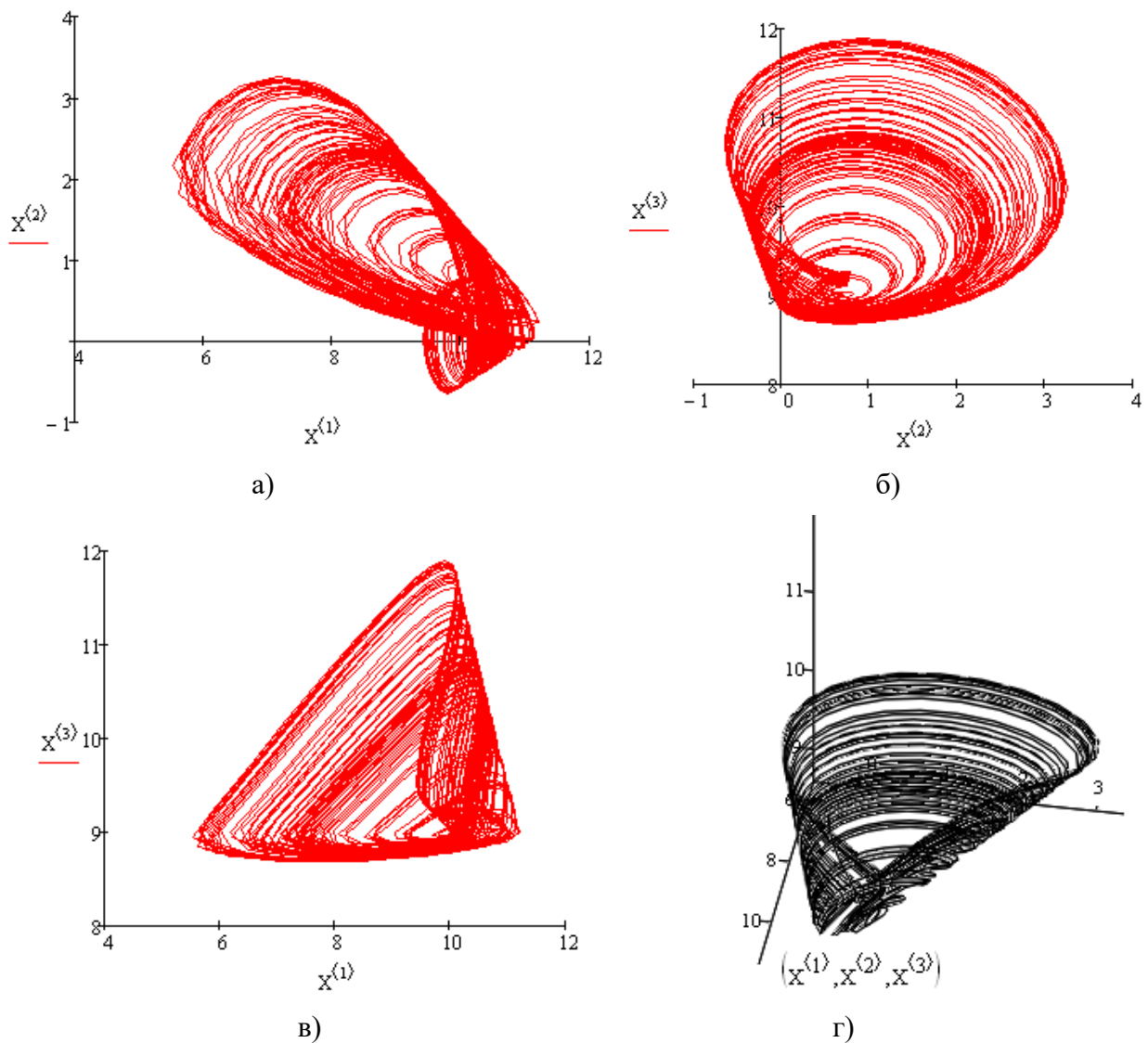
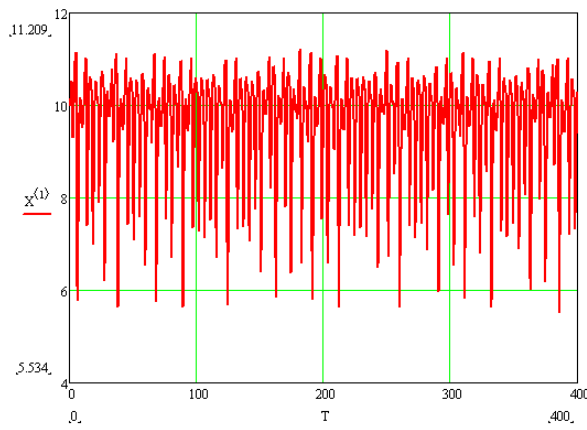
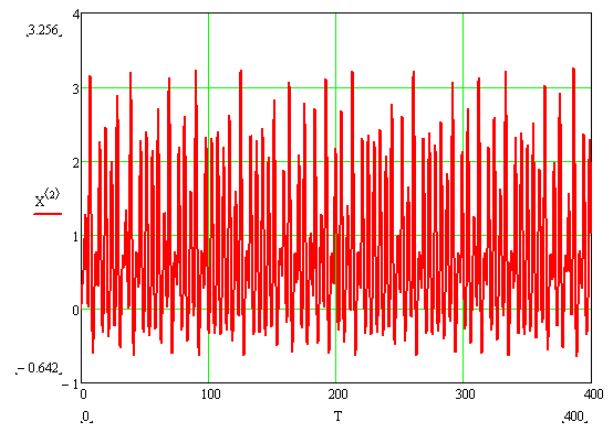


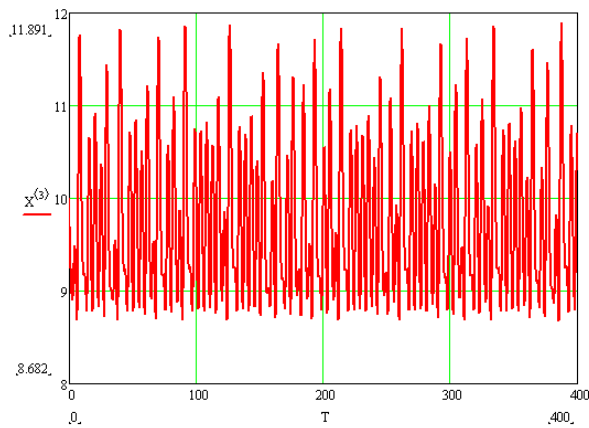
Рисунок 1.15 – Фазові портрети генератора Колпітца – у площинах динамічних змінних: а) x_1-x_2 , б) x_2-x_3 , в) x_1-x_3 ; у просторі динамічних змінних: г) $x_1-x_2-x_3$ [58]



а)

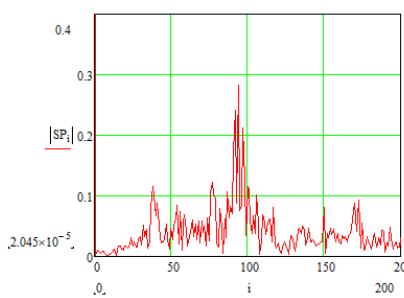


б)

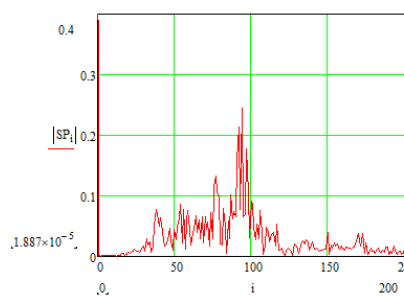


в)

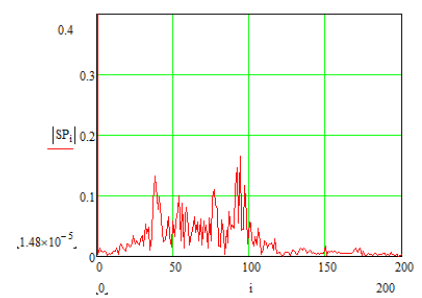
Рисунок 1.16 – Часові діаграми нормованих динамічних змінних відносно нормованого часу одностранзисторного генератора Колпітца: а) x_1 , б) x_2 , в) x_3



а)



б)



в)

Рисунок 1.17 – Ампліудно-частотні спектри нормованих динамічних змінних одностранзисторного генератора Колпітца: а) x_1 , б) x_2 , в) x_3

У той же час, хаотична динаміка транзисторних генераторів динамічного хаосу за схемою індуктивної триточки вивчена недостатньо [60]. Найвідомішою

схемою індуктивного триточкового генератора є схема Хартлі. У роботі [60] було досліджено хаотичну динаміку транзисторного генератора на основі схеми Хартлі, але результатів практичного застосування не наведено. У роботі [61] показано методологічні аспекти розробки та дослідження одно- та двотранзисторних генераторів детермінованого хаосу на основі схеми триточкового генератора. Однак у роботі [61] не наведено математичних моделей, зручних для дослідження хаотичної динаміки пропонуєваних схем хаотичних генераторів на основі індуктивної триточки. Такі математичні моделі для транзисторного генератора динамічного хаосу систематизовано в роботі [62]. Також у роботі [62] систематизовано результати експериментальних досліджень таких генераторів за допомогою вимірювальних приладів віртуальної лабораторії NI Multisim. Теоретичні дослідження та моделювання схеми генератора Хартлі на основі польових транзисторів наведено в роботі [63]. Розроблено експериментальну установку. Наведено графіки зміни амплітуди коливань і фазові портрети, які показують область існування отриманого хаосу.

На практиці широко використовуються схеми триточкових генераторів (рис. 1.18) [53]. Умовою самозбудження триточкового генератора (рис. 1.18, а) є однакові за знаком реактивності елементів X_{BE} і X_{CE} (ємнісні або індуктивні) і протилежні за знаком реактивності X_{CB} . У зіркоподібній схемі (рис. 1.18, б) реактивності X_B і X_E мають бути протилежного знаку [64].

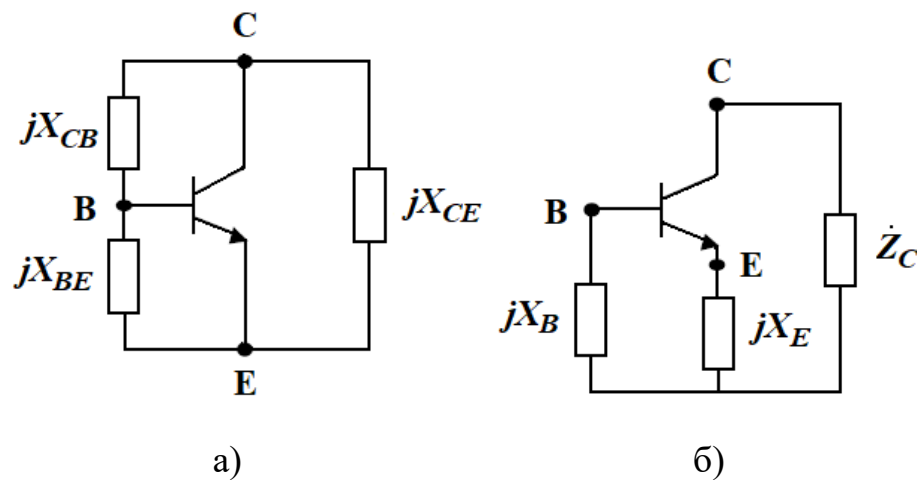


Рисунок 1.18 – Спрощені схеми триточкових транзисторних генераторів: трикутна (а) і зіркоподібна (б) [62]

Окремим варіантом індуктивного триточкового генератора є генератор Хартлі [65-66]. На рис. 1.19 показано принципову схему пристрою генерації детермінованого хаосу Хартлі [60, 62]. Триточкова схема (рис. 1.18,а) підходить для побудови транзисторних генераторів в діапазонах низьких, середніх і високих частот [67]. Зіркоподібна схема (рис. 1.18,б) застосовується в схемотехніці НВЧ діапазону [67]. Застосувавши закони Кірхгофа, для схеми генератора на рис. 1.19 складено систему диференціальних рівнянь [62]

$$\begin{cases} C_1 \frac{dV}{dt} = I_1 - I_2 - \frac{V}{R_4}, \\ L_1 \frac{dI_1}{dt} = E - V_{EC} - V - I_1 R_1, \\ L_2 \frac{dI_2}{dt} = V - I_2 R_2 - (I_2 - I_B) R_3, \end{cases} \quad (1.9)$$

де V - напруга на конденсаторі C_1 ; I_1 та I_2 - струми через індуктивності L_1 та L_2 ; E - напруга батареї V_1 . Базовий струм і напруга емітер-колектор транзистора Q_1 , виражені відповідно до прийнятої моделі транзистора [60, 62]

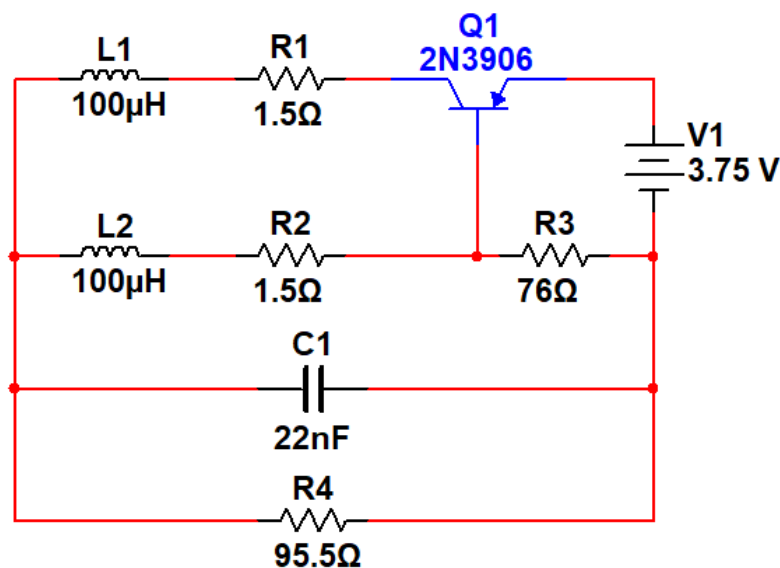


Рисунок 1.19 Схема генератора детермінованого хаосу Хартлі, запропонована в [60, 62]

$$I_B = \begin{cases} 0, & V_{EB} \leq U_0, \\ \frac{V_{EB} - U_0}{R_0}, & V_{EB} > U_0, \end{cases} \quad (1.10)$$

$$V_{EB} = \begin{cases} k(V_{EB} - U_0), & V_{EB} > U_0, \\ V_{EC0}, & V_{EB} < U_0, \end{cases} \quad (1.11)$$

де U_0 , R_0 , k - параметри транзистора. У роботі [62] застосовані такі параметри системи $U_0 = 0,75$ В, $R_0 = 100$ Ом, $k = 900$.

На основі рівнянь (1.9) - (1.11) у роботі [62] розроблено математичну модель схеми Хартлі в нормованих динамічних змінних, що має вигляд

$$\begin{cases} \frac{dx_1}{d\tau} = x_2 - x_3 - ax_1, \\ \frac{dx_2}{d\tau} = b - F_1(x_2) - x_1 - cx_2, \\ \varepsilon \frac{dx_3}{d\tau} = x_1 - dx_3 + F_2(x_2), \end{cases} \quad (1.12)$$

відносно нормованого часу [62]

$$\tau = \frac{t}{\tau'}, \quad \tau' = \sqrt{L_1 C_1}, \quad (1.13)$$

де рівняння нормованих змінних мають вигляд [62]

$$x_1 = \frac{V}{U_0}, \quad x_2 = \frac{\rho I_1}{U_0}, \quad x_3 = \frac{\rho I_2}{U_0}, \quad (1.14)$$

а коефіцієнти системи рівнянь мають вигляд [62]

$$a = \frac{\rho}{R_4}, c = \frac{R_1}{\rho}, d = \frac{|R_2 - R_3|}{\rho}, e = \frac{R_3}{R_0}, b = \frac{E}{U_0}, \varepsilon = \frac{L_2}{L_1}. \quad (1.15)$$

Нормовані кусково-лінійні функції струмів і напруг біполярного транзистора, що апроксимують режим великого сигналу відповідно до (1.10) і (1.11) мають вигляд [62]:

$$F_2(x_2) = \begin{cases} h-1-x_2, & x_2 \leq h-1, \\ 0, & x_2 > h-1, \end{cases} \quad (1.16)$$

$$F_1(x_2) = \begin{cases} k(mx_2 - 1), & mx_2 \geq 1, \\ 0,02, & mx_2 < 1, \end{cases} \quad (1.17)$$

де коефіцієнти m і h – це безрозмірні параметри апроксимації напруги колектор-емітер і струму бази відповідно, значення яких обчислюються за допомогою рівнянь [62]:

$$m = \frac{U_0 R_1}{V^* R_0} \cdot 10^2, \quad h = \frac{V^* R_3}{U_0 R_0}, \quad (1.18)$$

де $V^*/10^2$ – це коефіцієнт масштабування ($V^*/10^2 = 1.0$ В) [62].

У роботі [62] отримано результати математичного моделювання за допомогою програмного забезпечення MathCad 15.0 для значень математичної моделі детермінованої системи самопотоків хаотичних генераторів на основі схеми Хартлі, розрахованої на базах елементів, показаних на рис. 1.19. Розмірні параметри [62]

$$\rho = \sqrt{\frac{L_1}{C_1}} = 67,42 \text{ (Ом)}, \quad \tau' = \frac{t}{\sqrt{L_1 C_1}} = 6,742 \cdot 10^5 \text{ (с)}. \quad (1.19)$$

Безрозмірні коефіцієнти системи мають вигляд [62]

$$a = \frac{\rho}{R_4} = 0,706, \quad b = \frac{E}{U_0} = 5, \quad c = \frac{R_1}{\rho} = 0,0222, \quad (1.20)$$

$$d = \frac{|R_2 - R_3|}{\rho} = 1,105, \quad e = \frac{R_3}{R_0} = 7,6, \quad \varepsilon = \frac{L_2}{L_1} = 1. \quad (1.21)$$

Безрозмірні коефіцієнти апроксимаційних функцій мають вигляд [62]

$$k = 900, \quad m = \frac{U_0 R_1}{V^* R_0} = 1,125, \quad h = \frac{V^* R_3}{U_0 R_0} = 1,0133. \quad (1.22)$$

На рис. 1.20 - рис. 1.22 наведені результати математичного моделювання хаотичної динаміки в осциляторі Хартлі, які отримані в роботі [62].

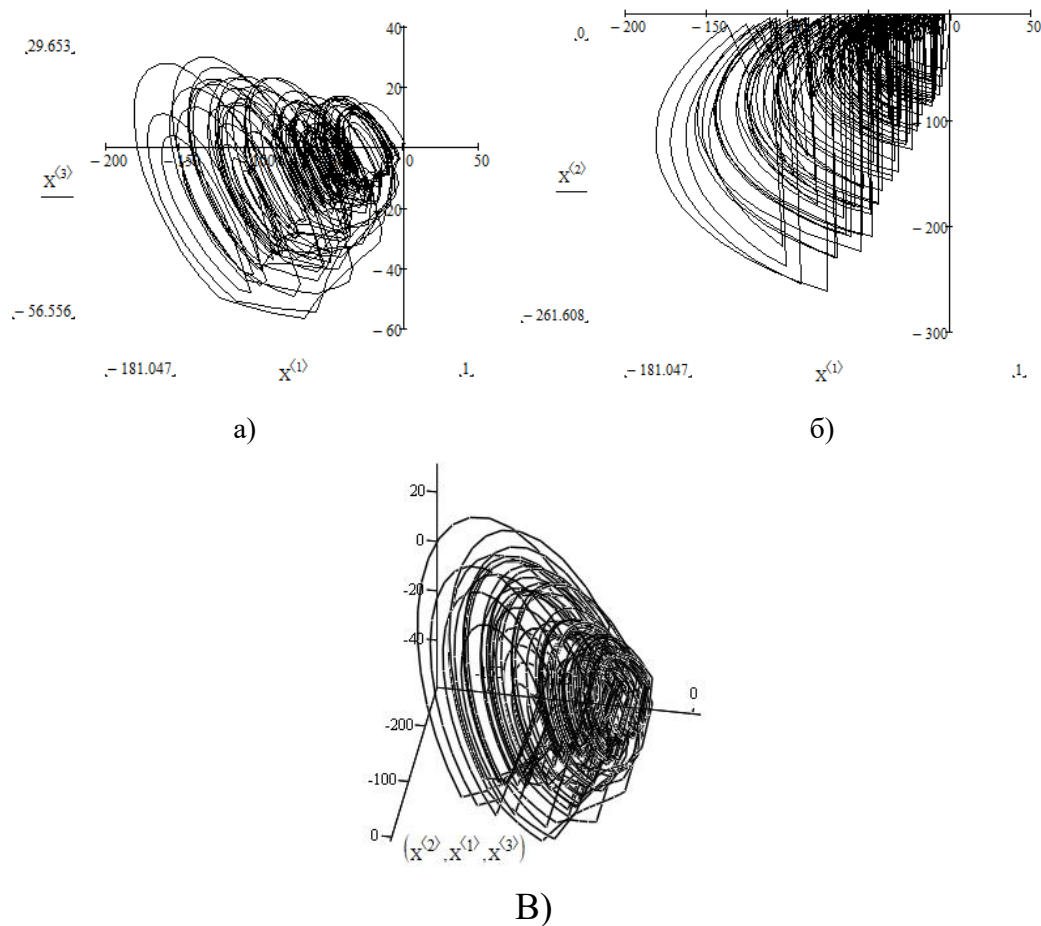


Рисунок 1.20 – Фазові портрети одностранзисторного генератора динамічного хаосу за схемою Хартлі у площинах нормованих динамічних змінних: а) x_1 - x_3 , б) x_1 - x_2 ; у просторі нормованих динамічних змінних: в) x_1 - x_2 - x_3 [62]

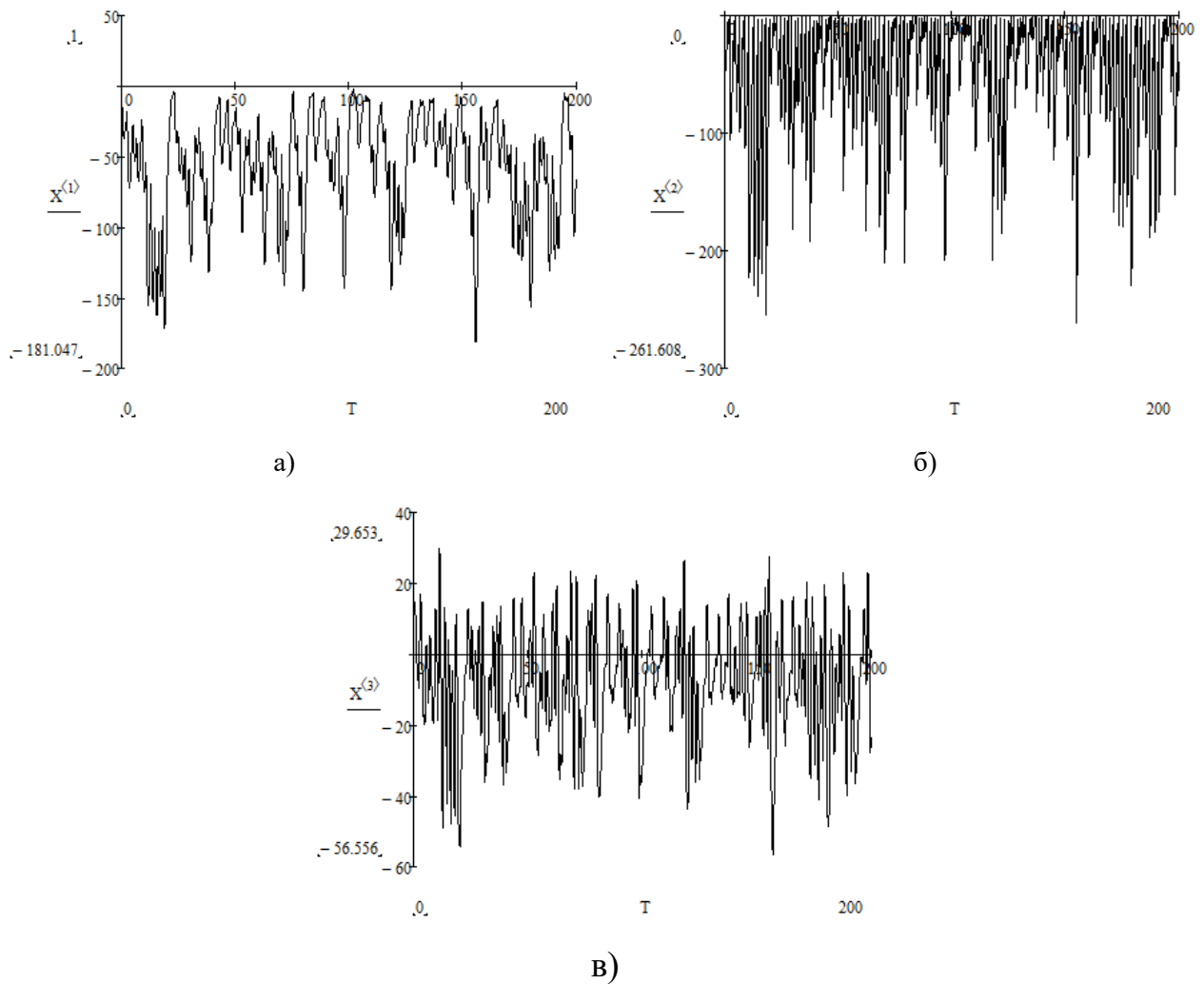


Рисунок 1.21 – Часові діаграми нормованих динамічних змінних електричних коливань одностранзисторного генератора динамічного хаосу за схемою Хартлі відносно нормованого часу: а) x_1 , б) x_2 , в) x_3 [62]

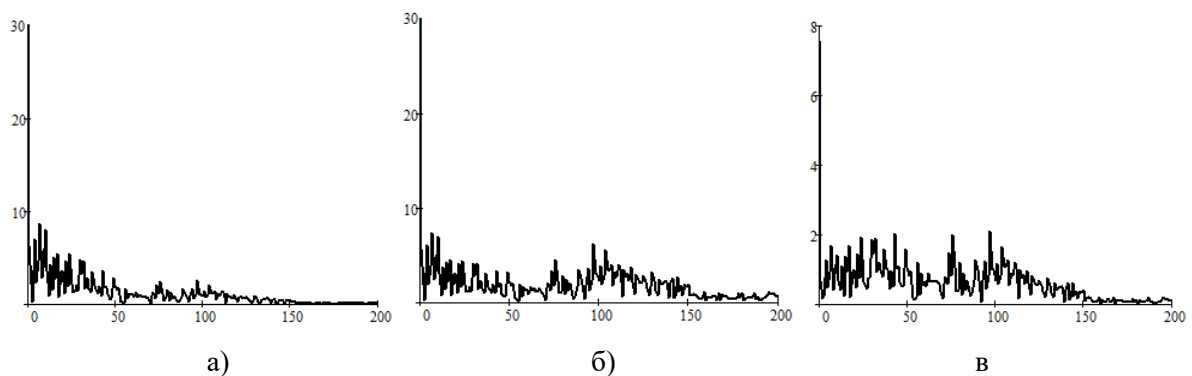


Рисунок 1.22 – Амплітудно-частотні спектри нормованих динамічних змінних електричних коливань одностранзисторного генератора динамічного хаосу за схемою Хартлі: а) x_1 , б) x_2 , в) x_3 [62]

1.3 Аналіз схемотехнічних і топологічних особливостей двотранзисторних генераторів динамічного хаосу

Транзисторні генератори детермінованого хаосу є простими електричними пристроями [68, 69]. Вони здатні збуджувати складні неперіодичні коливання [70, 71]. Параметри та характеристики хаотичних сигналів визначаються властивостями автоколивальних систем цих генераторів [72]. Генерування хаотичних сигналів зі складною динамікою зумовлено потребами таких сучасних напрямів розвитку електронних систем, як шумова радіолокація [73-74], шумовимірювальні прилади та комплекси [75-77], телекомунікаційні технології [78-79], криптографія [80-81] та інформаційна безпека [82-84].

Транзисторні генератори детермінованого хаосу мають такі важливі властивості, як 1) велика кількість різноманітних динамічних режимів [84]; 2) ефективне керування режимами роботи шляхом зміни параметрів автоколивальної системи [85-86]; 3) різноманітність методів введення інформаційного сигналу в хаотичний [87]; 4) збільшення швидкості модуляції порівняно з модуляцією регулярних сигналів [88]; 5) можливість самосинхронізації між передавачем та приймачем [89].

Основними перевагами хаотичних сигналів є [90]: 1) велика інформаційна ємність; 2) можливість вкладати інформаційні сигнали, смуга пропускання яких дорівнює смузі пропускання хаотичного сигналу, без зміни смуги пропускання і форми спектра хаотичних сигналів; 3) висока завадостійкість до адитивних і мультиплікативних завад; 4) конфіденційність передачі інформації.

Серед двотранзисторних і багатотранзисторних генераторів динамічного хаосу найбільшого поширення на практиці отримали отримали схеми двотранзисторного генератора Колпітца [43, 91-93], Кияшко-Піковського-Рабіновича [94-97] та кільцевого генератора [98].

На сьогодні розвинуто загальну теорію кільцевих генераторів з детермінованим хаосом. Отримано результати дослідження кільцевих генераторів, активні елементи яких побудовані на операційних підсилювачах або

на дискретних транзисторах [99]. Основний їхній недолік полягає в тому, що при проходженні через нелінійний елемент сигнал значно загасає. Це потребує великого коефіцієнта підсилення лінійного підсилювача, що обмежує частотний діапазон і знижує ефективність генератора хаосу [99]. Питанням дослідження кільцевих генераторів детермінованого хаосу на основі транзисторних структур з від'ємним диференціальним опором приділено мало уваги.

На рис. 1.18 наведено структурну схему кільцевого генератора детермінованого хаосу з елементом затримки в колі зворотного зв'язку [98].

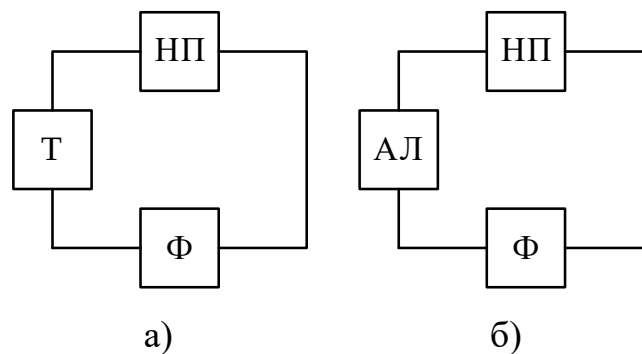


Рисунок 1.23 – Структурні схеми кільцевого генератора детермінованого хаосу на основі лямбда-діода з інерційним елементом затримки в колі зворотного зв'язку [98]

На рис. 1.23 використані такі позначення: НП - нелінійний підсилювач, Ф - фільтр, Т - елемент часової затримки (рис. 1.23,а), АЛ - аперіодична ланка з часом затримки t (б). Нелінійний підсилювач може складатися з лінійних і нелінійних каскадів. У загальному випадку фільтр і елемент затримки (а) або фільтр і аперіодична ланка (рис. 1.23,б) можуть бути n -го порядку.

Проста аперіодична ланка є інерційним елементом затримки першого порядку. Сигнали на входах і виходах блоку АЛ (рис. 1.23,б) описуються рівняннями [98]

$$T\dot{Z} + Z = X. \quad (1.23)$$

У цьому випадку система диференціальних рівнянь, що описує динаміку

електричних коливань в генераторі з рис. 1.23,б, має такий вигляд [98]

$$\begin{cases} T\dot{X} = F(Z) - X, \\ \dot{Y} = X - Z, \\ \dot{Z} = Y - Z/Q, \end{cases} \quad (1.24)$$

де Q – добротність коливального контуру, T – стала часу аперіодичної ланки, $F(Z)$ – рівняння характеристики активного елемента нелінійного підсилювача [98]. При використанні транзисторної структури з від'ємним диференціальним опором і несиметричною вольт-амперною характеристикою характеристичне рівняння нелінійного підсилювача має вигляд [98]

$$F(Z) = M \cdot Z \cdot \exp[-(Z - m)^2], \quad (1.25)$$

де M – коефіцієнт підсилення, m – коефіцієнт асиметрії вольт-амперної характеристики (при $m = 0$ крива ВАХ симетрична, зі збільшенням коефіцієнта m асиметрії зростає). На рис. 1.24 показано графік апроксимації вольт-амперної характеристики для транзисторних структур при різних коефіцієнтах асиметрії m [98].

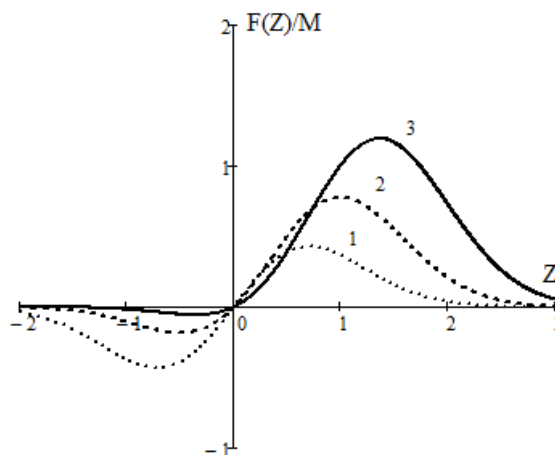


Рисунок 1.24 – Графік функції апроксимації вольт-амперної характеристики для транзисторної структури при: 1) $m = 0$ – крива ВАХ симетрична; 2) $m = 0.5$ – крива ВАХ несиметрична; 3) $m = 1.0$ – крива ВАХ Л-типу [98]

Точки рівноваги автоколивної системи (1.24) після виключення динамічних змінних X та Y знаходяться з рівняння [98]

$$\frac{Z}{M} - Z \cdot \exp\left[-(Z - m)^2\right] = 0. \quad (1.26)$$

При $M < 1$ динамічна система (1.25) має одну точку рівноваги, яка лежить в початку координат [98]

$$(X, Y, Z)_1 = (0, 0, 0). \quad (1.27)$$

Якщо $M = 1$, з'являються дві нові точки рівноваги [98]

$$(X, Y, Z)_{2,3} = (m \mp \sqrt{\ln M})(1, 1/Q, 1). \quad (1.28)$$

Умови стійкості для i -ї точки рівноваги визначаються характеристичним рівнянням динамічної системи, лінеаризованим поблизу цієї точки [98]

$$(T\lambda + 1)(\lambda^2 + \lambda/Q + 1) = K_i, \quad (1.29)$$

$$K_1 = M \exp(-m^2), \quad (1.30)$$

$$K_{2,3} = 1 \pm 2\sqrt{\ln M} (m \mp \sqrt{\ln M}). \quad (1.31)$$

На рис. 1.25 наведено електричну схему кільцевого генератора детермінованого хаосу з елементом затримки в колі зворотного зв'язку, побудованого на основі еквівалента лямбда-діода на польових транзисторах [87, 94, 98]. Нелінійний підсилювач являє собою з'єднання підсилювального каскаду на ідеальному операційному підсилювачі $U2$ та еквівалента нелінійного елемента на діоді $D1$ і польових транзисторах $Q1$ і $Q2$. Коефіцієнт підсилення

каскаду на ідеальному операційному підсилювачі $U2$ становить $M = 1 + R4/R5$. Вольт-амперна характеристика нелінійного елемента має вигляд $I = f(U)$ [94, 98]. Аперіодична ланка реалізована у вигляді ланцюга $R1C1R2$. Струм, що надходить на елемент затримки T , є вихідним сигналом нелінійного підсилювача. Вихідний сигнал з елемента затримки надходить на каскад повторення напруги на ідеальному операційному підсилювачі $Q1$. Його вихідний опір визначається опором резистора $R3$ і дорівнює хвильовому опору елемента затримки T . Для запобігання відбиття сигналу передбачено узгодження елемента затримки T з аперіодичною ланкою $R1C1R2$ [98].

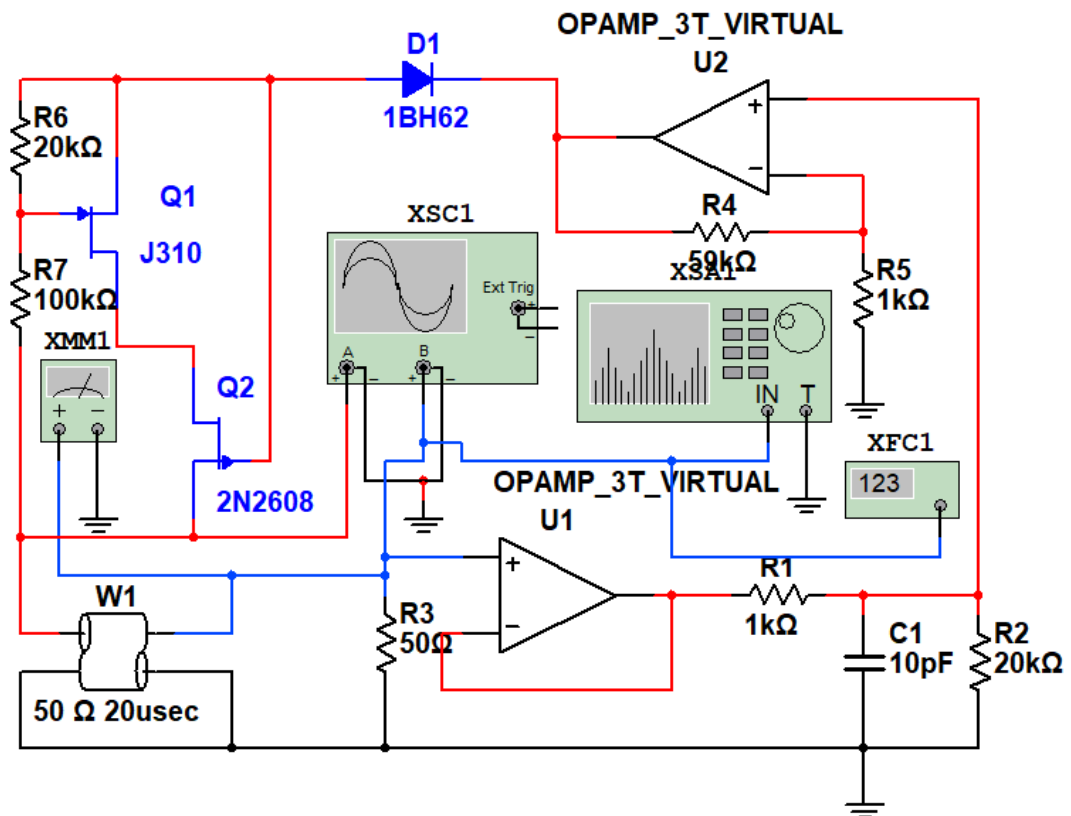


Рисунок 1.25 – Електрична схема кільцевого генератора детермінованого хаосу на основі еквівалента лямбда-діода з інерційним елементом затримки в колі зворотного зв'язку, яка підключена до вимірювального обладнання у віртуальній лабораторії NI Multisim 10.1 [98]

Якщо знехтувати зміною напруги на нелінійному елементі у порівнянні зі зменшенням напруги на вході та виході елемента затримки, динаміку схеми

можна описати системою диференціальних рівнянь [98]

$$\begin{cases} C_1 \frac{dU}{dt} + \frac{U}{R_2} = \frac{V-U}{R_1}, \\ I = f(MU), \\ V = R_3 I(t-T). \end{cases} \quad (1.32)$$

Під час зміни змінних [98]

$$x = U, \quad t = t'RC_1, \quad \tau = T/RC_1, \quad F(x) = \frac{R_3 f(MU)}{1 + R_1 R_2^{-1}} \quad (1.33)$$

вони зводяться до диференціального рівняння [98]

$$\dot{x} + x = F(x(t-\tau)) \quad (1.34)$$

Рівняння статичної ВАХ для еквівалента лямбда-діода на польових транзисторах має такий вигляд [52, 94-97]

$$I(U) = \frac{U}{R_1 + R_2} + I_{C0} \left(1 - \frac{U}{2U_0} \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2} \right)^2 (thM_s)^{-1} th \left[M_s \frac{U / 2U_0}{1 - \frac{U}{2U_0} \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2}} \right], \quad (1.35)$$

де I_{C0} - струм стоку при $U_{GS} = 0, U_{DS} = U_0$; U_{GS}, U_{DS} - напруги на виводах затвор-джерело та витік-джерело відповідно; U_0 - напруга відсічки [52, 94-97].
Параметр M_s визначається зі співвідношення [52, 94-97]

$$M = S_{\max} \frac{U_0}{I_{C0}}, \quad (1.36)$$

де $S_{\max} = \frac{dI_D}{dU_{DS}}$ - провідність вольт-амперної характеристики польового транзистора при $U_{DS} = U_{GS} = 0$.

Реальний елемент затримки характеризується залежним від часу комплексним коефіцієнтом поширення сигналу [98, 99]

$$\gamma = \alpha(\omega) + j\beta(\omega), \quad (1.37)$$

де $\alpha(\omega)$ - коефіцієнт поширення сигналу, $\beta(\omega)$ - фазовий коефіцієнт. У загальному випадку вони пов'язані з лінійними параметрами елемента затримки такими рівняннями [98, 99]

$$\alpha(\omega) = \sqrt{\frac{RG - \omega^2 LC + \sqrt{(R^2 + \omega^2 L^2)(G^2 + \omega^2 C^2)}}{2}}, \quad (1.38)$$

$$\beta(\omega) = \sqrt{\frac{\omega^2 LC - RG + \sqrt{(R^2 + \omega^2 L^2)(G^2 + \omega^2 C^2)}}{2}}. \quad (1.39)$$

В роботі [99] показано, що величина фрактальної розмірності пропорційна відношенню часу затримки сигналу в елементі затримки до сталої часу аперіодичної ланки. Тому фіксований час затримки елемента затримки дозволяє збільшити фрактальну розмірність хаотичних сигналів для генератора за рахунок розширення робочої смуги частот елементів автоколивальної системи [99].

1.4 Аналіз пристроїв випромінювання електромагнітних коливань динамічного хаосу

У роботі [100] для випромінювання електромагнітних коливань динамічного хаосу використано лінійну симетричну дипольну антену. Для опису параметрів і характеристик випромінювання необхідно розв'язати інтегральне рівняння Поклінгтона [101]. Рівняння для синусоїдального струму збудження симетричної дипольної антени добре відомі в теорії антен [21]. Інтегральне рівняння Поклінгтона не має аналітичного розв'язку у випадку хаотичних коливань. У роботі [100] для аналізу частотної залежності вхідного опору симетричної дипольної антени застосовано чисельний розв'язок рівняння Поклінгтона вигляду

$$Z(j\omega) = \frac{k_0 \omega_1 Z_1}{j\omega} + \sum_{n=1}^N \frac{j\omega \omega_n Z_n}{\omega_n^2 - \omega^2 + j\omega \omega_n / Q_n}, \quad (1.40)$$

де Z_n, ω_n, Q_n - це параметри послідовно з'єднаних модальних резонаторів еквівалентної схеми антени, показаної на рис. 1.21 праворуч від точок VV' [16]. Еквівалентна схема активного елемента генератора показана на рис. 1.26 ліворуч від точок VV'.

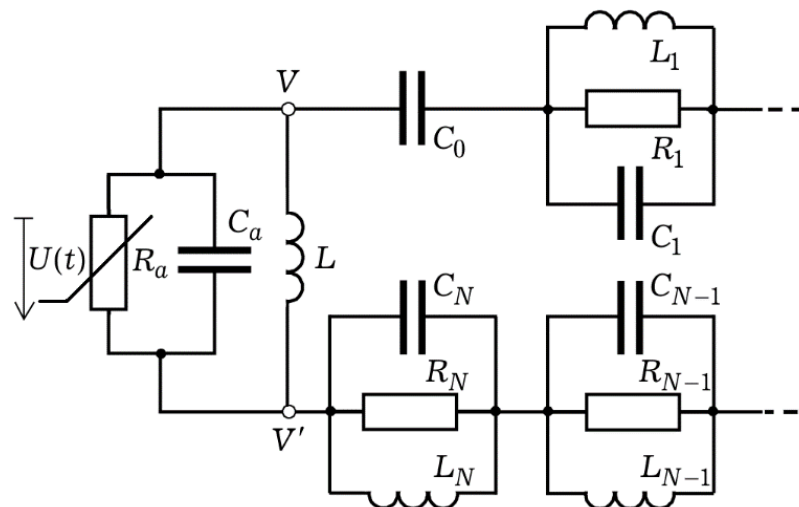


Рисунок 1.26 – Еквівалентна схема хаотичного генератора з симетричною дипольною антеною [100]

Наступна система диференціальних рівнянь для хаотичного коливання відповідає схемі на рис. 1.21 [100]

$$\begin{cases} \frac{d^2 U_n}{dt^2} + \frac{\omega_n}{Q_n} \frac{dU_n}{dt} + \omega_n^2 = \omega_n \rho_n \frac{dV}{dt}, \\ \frac{dU_0}{dt} = k_o \omega_1 V, \\ \frac{dU}{dt} = -k_a \omega_1 V - k_a \omega_1 Z_1 I_a(U), U = \sum_{n=0}^N U_n, \end{cases} \quad (1.41)$$

де $U_n(t)$ - напруги на модальних резонаторах, $I_a(U)$ - струм активного елемента генератора. Система диференціальних рівнянь (1.41) розв'язується чисельними методами. У хаотичному режимі необхідно враховувати п'ять мод диполя ($N = 5$). Результати модельних досліджень у роботі [100] показали значний вплив електричної довжини дипольної антени на динаміку генерованих коливань.

1.5 Висновки до 1-го розділу

У даному розділі наведено результати аналізу сучасного стану розвитку методів і засобів генерування і випромінювання сигналів динамічного хаосу. Результати аналізу, що отримані в роботі, спрямовані на узагальнення елементів теорії динамічного хаосу транзисторних генераторів, а також елементів теорії пристроїв випромінювання хаотичних сигналів. Основні результати розділу полягають у такому:

1) Систематизовано результати аналізу таких класичних авколивальних систем динамічного хаосу третього порядку: Лоренца, Реслера, Чуа та N-системи Спротта. Зазначені динамічні системи мають широке застосування на практиці в обладнанні радіоелектронних систем. Основною метою аналізу цих динамічних систем є порівняння фазових портретів і форми амплітудно-частотного спектру

нормованих динамічних змінних генерованих електричних коливань для випадку кубічної та квадратичної нелінійності активного елемента генератора. Наведені статичні та інформаційні параметри генерованих хаотичних сигналів, які розраховані на основі характеристичних показників Ляпунова.

2) Автор здійснив аналіз схмотехнічних і топологічних особливостей однострижисторних генераторів динамічного хаосу, які побудовані за схемою Колпітца з несиметричним живленням і за схемою Хартлі з несиметричним живленням. Обидві ці схеми є класичними схемами транзисторних автогенераторів відповідно ємнісної та індуктивної тричотки. Були досліджені фазові портрети однострижисторних генераторів динамічного хаосу за схемою Колпітца та Хартлі у площинах динамічних змінних та в просторі динамічних змінних, їх часові діаграми та амплітудно-частотні спектри. На основі порівняння результатів аналізу хаотичної динаміки зазначених транзисторних генераторів автор дійшов до висновку, що генератор за схемою Колпітца має безапелечні переваги у порівнянні з генератором за схемою Хартлі.

3) Результати аналізу схмотехнічних і топологічних особливостей двострижисторних генераторів динамічного хаосу (на прикладі кільцевого генератора детермінованого хаосу на основі еквівалента лямбда-діода з інерційним елементом затримки в колі зворотного зв'язку) підтверджують розширення функціональних можливостей генерування хаотичних сигналів із використанням нелінійних і реактивних властивостей транзисторних схем з від'ємним диференціальним опором. На відміну від відомого кільцевого генератора детермінованого хаосу з елементом затримки, досліджуваний генератор формує прямокутні імпульси напруги випадкової тривалості. Це робить генератор зручним для застосування в інфокомунікаційних і радіоелектронних системах. Застосування транзисторної схеми з від'ємним диференціальним опором, компенсує загасання сигналу на нелінійному елементі генератора. Це дозволяє зменшити коефіцієнт підсилення лінійного підсилювача, що забезпечує автоколивальний режим на високих частотах. Досліджений генератор дозволяє підвищити продуктивність хаотичних систем

за рахунок розширення діапазону робочих частот і збільшення фрактальної розмірності хаотичних сигналів.

4) Результати аналізу слабкоспрямованих антен для можливості їх застосування у мобільних пристроїв радіоелектронних систем показав, що електрична довжина симетричної дипольної антени суттєво впливає на динаміку електричних коливань при безпосередньому підключенні. У хаотичному режимі необхідно враховувати щонайменше п'ять мод диполя. Результати аналізу показали значний вплив електричної довжини дипольної антени на динаміку генерованих хаотичних коливань.

6) Основні результати розділу опубліковані автором у роботах [21, 36, 37, 38, 40].

РОЗДІЛ 2

ГЕНЕРАТОРИ ХАОТИЧНИХ СИГНАЛІВ НА ОСНОВІ ТРАНЗИСТОРНИХ СХЕМ З ВІД'ЄМНИМ ДИФЕРЕНЦІЙНИМ ОПОРОМ

2.1 Дослідження хаотичної динаміки електричних коливань в однотранзисторному генераторі Колпітца на основі МДН транзистора

Протягом останнього століття генератор Колпітца є основним елементом засобів зв'язку з використанням хаотичних сигналів [25, 102]. Це зумовлено простотою схеми, надійністю роботи, стійкою генерацією у широкому діапазоні частот, відсутністю взаємної індуктивності, а також високою стабільністю частоти [102]. Тривалий час в радіотехніці та телекомунікаціях генератор Колпітца використовувався як джерело високостабільних синусоїдальних коливань з низьким рівнем спотворень. З часом почав зменшуватися інтерес розробників і дослідників до практичного використання генератора Колпітца, що було зумовлено розвитком інтегральної схемотехніки [25]. Але ця тенденція кардинально змінилася після публікації М. П. Кеннеді в 1994 році дослідницької роботи [103], у якій він виявив і теоретично обґрунтував режим динамічного хаосу в простому генераторі Колпітца на одному біполярному транзисторі. Подальші дослідницькі роботи М. П. Кеннеді [104, 105] сприяли приділенню високої уваги дослідників до нелінійних і хаотичних автоколивальних систем і стрімкому розвитку теорії та практики генераторів динамічного хаосу.

На сьогоднішній опубліковано велику кількість наукових з розроблення та дослідження генератора Колпітца [106]. Але усі ці статті в переважній більшості присвячені дослідженню класичного схемотехнічного варіанта генератора Колпітца на біполярному транзисторі або різноманітних схемотехнічних варіантах активного елементу на біполярних транзисторах (біполярному транзисторі з динамічним навантаженням, біполярному транзисторі зі струмовим дзеркалом, диференціальному каскаді на двох або чотирьох біполярних транзисторах, складені біполярні транзистори та ін.) або операційних

підсилювачах за біполярною інтегральною схемотехнікою [107]. При цьому, дослідженню динамічних режимів генератора Колпітца на польових або МДН транзисторах приділено мало уваги [108]. Відомо, що польові та МДН транзистори володіють низкою переваг у порівнянні з біполярними транзисторами, основною з яких є висока енергоефективність [25, 108]. Тому, на сучасному етапі науки та техніки виникла актуальна науково-прикладна задача дослідження хаотичної динаміки генератора Колпітца на МДН транзисторі [25].

Багато сучасних дослідників працюють у напрямку розроблення та дослідження хаотичної динаміки радіоелектронних генераторів. У роботі [109] запропонований новий схемотехнічний варіант генератора Колпітца на операційному підсилювачі за КМОН інтегральною технологією. Застосування інтегральної мікросхеми підвисло порядок хаотичної системи та ввело додаткові нелінійності. Однак результати моделювання та тестування такого генератора показали, що його продуктивність еквівалентна продуктивності математичної моделі автоколивальної системи класичного генератора Колпітца.

Оригінальний схемний варіант хаотичного генератора Колпітца імпульсного типу запропонований в роботі [110]. Його активним елементом є операційний підсилювач із класичним розташуванням реактивних елементів коливального контуру – двох конденсаторів і котушки індуктивності. Ключовим компонентом схеми є польовий транзистор, що працює на нелінійній ділянці прохідної ВАХ. Польовий транзистор являє нелінійний резистор з антисиметричною вольт-амперною характеристикою, що імітує хаотичне електричне коло типу схеми Колпітца [110].

У роботі [111] наведені результати теоретичних та експериментальних досліджень класичного генератора Колпітца на МДН транзисторі з симетричною схемою живлення. У той же час, дослідження хаотичної динаміки класичного генератора Колпітца на МДН транзисторі з несиметричною схемою живлення не були проведені.

На рис. 2.1,а наведена електрична схема генератора Колпітца динамічного хаосу на МДН транзисторі з симетричним живленням. У роботі [112] наведена математична модель генератора Колпітца динамічного хаосу на МДН транзисторі з симетричним живленням відносно динамічних змінних (струму котушки індуктивності та напруги конденсаторів $C1$ і $C2$), має вигляд системи диференціальних рівнянь (2.1) і рівняння апроксимації струму витоку (2.2)

$$\begin{cases} L \frac{di_L}{dt} = -i_L R_L - u_{C1} + u_{C2} + V_{CC}, \\ C1 \frac{du_{C1}}{dt} = i_L - i_D(u_{C2}), \\ C2 \frac{du_{C2}}{dt} = -i_L + \frac{V_{EE} - u_{C2}}{R_S}. \end{cases} \quad (2.1)$$

де $i_D(u_{C2})$ - нелінійна функція апроксимації прохідної характеристики МДН транзистора, що має вигляд [112]

$$i_D(u_{GS}) = \begin{cases} S(u_{GS} - U_0), & \text{if } u_{GS} \geq U_0, \\ 0, & \text{if } u_{GS} < U_0, \end{cases} \quad (2.2)$$

де u_{GS} - напруга затвор-витік МДН транзистора, U_0 - напруга відсікання. МДН транзистора.

У роботі [112] наведені результати дослідження динаміки хаотичних коливань в генераторі Колпітца на МОН транзисторі з крутизною прохідної ВАХ $S \approx 50$ мА/В, напругою відсікання $U_0 \approx 0,75$ В при таких параметрах елементів електричної схеми на рисунку 1,а: $V_{CC} = 7$ В; $V_{EE} = 2$ В; $R1 = 1,2$ кОм; $R2 = 12$ кОм; $L = 358$ нГн; $C1 = 0,106$ пФ; $C2 = 0,212$ пФ. Максимум спектральної густини потужності хаотичних коливань при цьому зосереджений поблизу частоти 1 ГГц, основна частина енергії сигналу зосереджена в діапазоні частот нижче 3 ГГц [10, 11].

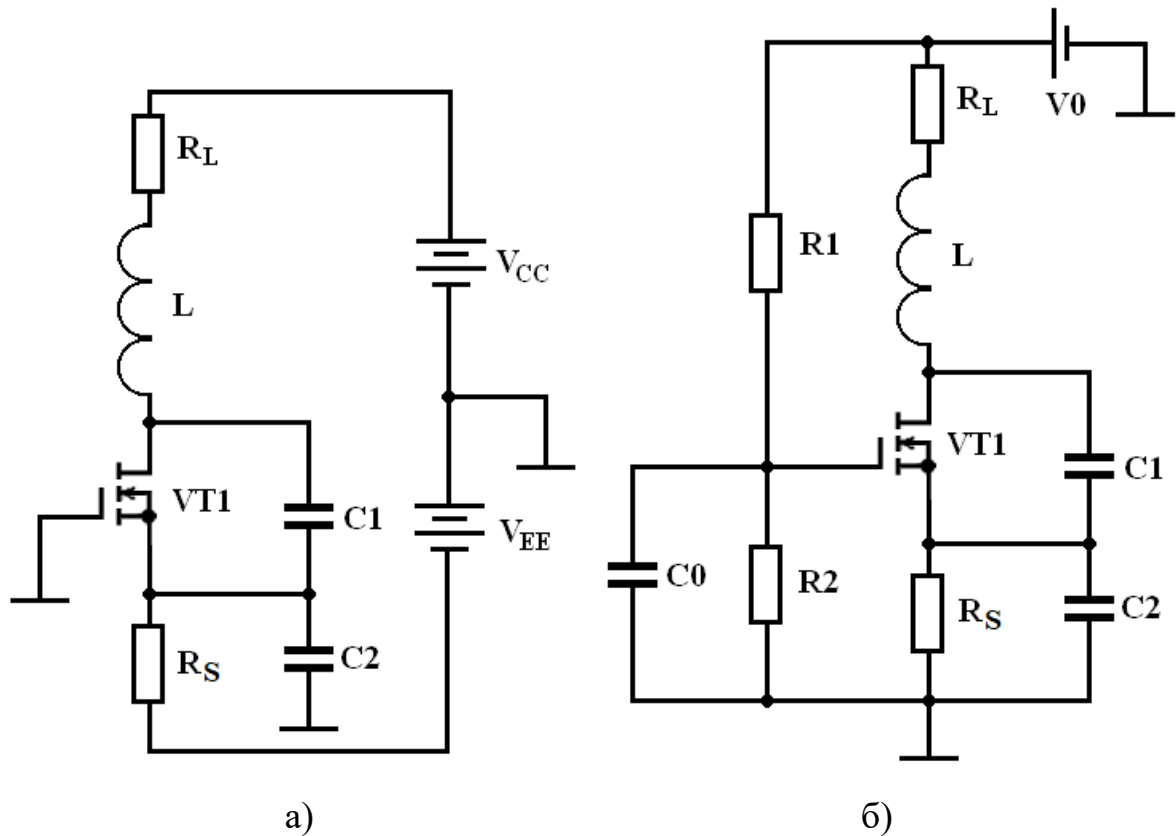


Рисунок 2.1 – Електричні схеми генератора Колпітца динамічного хаосу на МДН транзисторі з симетричним (а) та з несиметричним (б) живленням

Недоліком запропонованої в роботі [112] математичної моделі (2.1)-(2.2) є спрощена кускова-лінійна апроксимація прохідної ВАХ МДН транзистора (2.2). У роботі [113] використана така нелінійна апроксимація прохідної ВАХ МДН транзистора

$$i_D(u_{GS}, u_{DS}) = \begin{cases} 0, & \text{if } u_{GS} < U_0, \\ K_n \left[2(u_{GS} - U_0)u_{DS} - u_{DS}^2 \right] & \text{if } u_{GS} > U_0 \text{ and } u_{DS} \leq u_{GS} - U_0, \\ K_n (u_{GS} - U_0)^2 & \text{if } u_{GS} > U_0 \text{ and } u_{DS} > u_{GS} - U_0, \end{cases} \quad (2.3)$$

де коефіцієнт $K_n = \mu_n C_{OX} W / 2L$, μ_n - рухомість вільних електронів, C_{OX} - ємність затвору на одиницю площі, W - ширина каналу, L - довжина каналу [113].

На рис. 2.2 наведені еквівалентна схема генератора Колпітца на МДН транзисторі (рис. 2.2,а) та еквівалентна схема МДН транзистора (рис. 2.2,б), що були використані в роботі [113].

Скорочена система рівнянь Кірхгофа для еквівалентної схеми генератора Колпітца на рис. 2.2,а має вигляд [113]

$$\begin{cases} C1 \frac{du_{C1}}{dt} = -i_D(u_{C1}, u_{C2}) + i_L, \\ C2 \frac{du_{C2}}{dt} = i_L - I_0, \\ L \frac{di_L}{dt} = -u_{C1} - u_{C2} - i_L R_L + V_{CC}, \end{cases} \quad (2.4)$$

де функція апроксимації струму стоку МДН транзистора має вигляд (2.3) з урахуванням, що $u_{C1} = u_{DS}$ та $u_{C2} = -u_{GS}$.

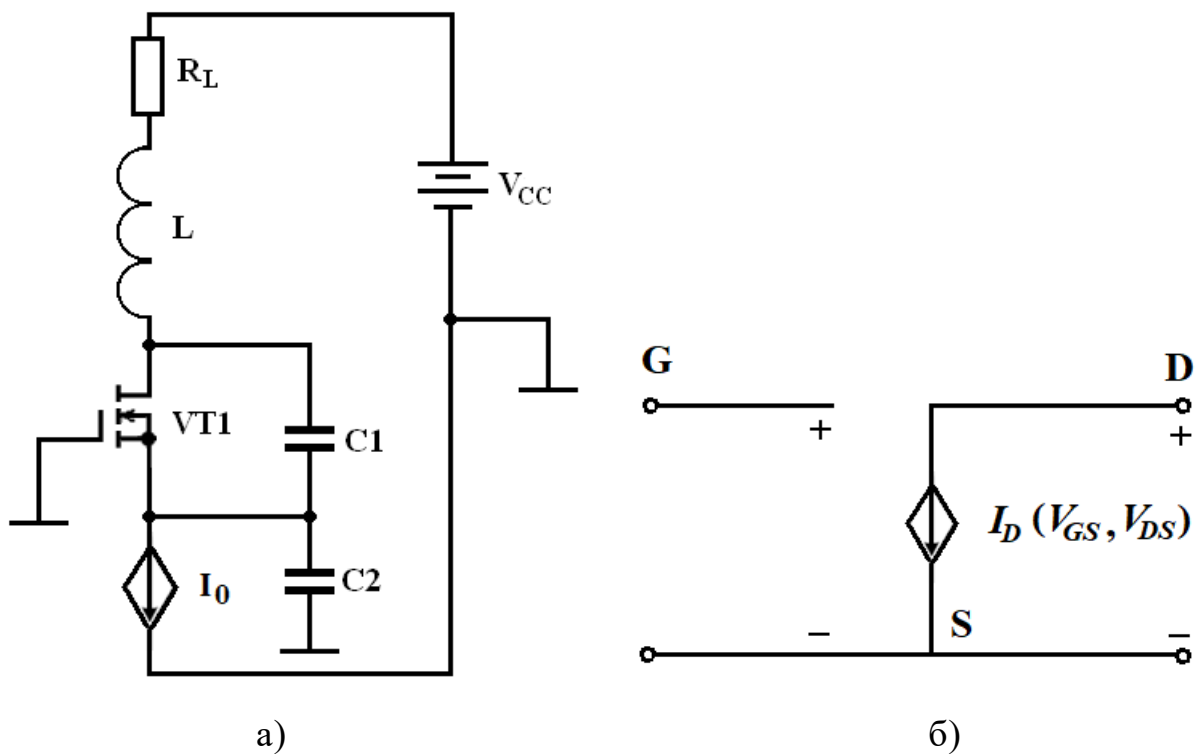


Рисунок 2.2 – Еквівалентна схема генератора Колпітца на МДН транзисторі (а) та еквівалентна схема МДН транзистора (б) [113]

Математична модель генератора Колпітца динамічного хаосу на МДН транзисторі у нормованих динамічних змінних має вигляд [113]

$$\begin{cases} \frac{dx}{dt} = \alpha(z - h(x, y)), \\ \frac{dy}{dt} = \beta z, \\ \frac{dz}{dt} = -\gamma z - \lambda(x + y), \end{cases} \quad (2.5)$$

де

$$h(x, y) = \begin{cases} -a, & \text{if } y \geq \sqrt{a/k}, \\ -k(x + b + \sqrt{a/k})(x + b - \sqrt{a/k} = 2y) & \text{if } y < \sqrt{a/k} \text{ and } x + y \leq -b, \\ k(y - \sqrt{a/k})^2 - a & \text{if } y < \sqrt{a/k} \text{ and } x + y > -b, \end{cases} \quad (2.6)$$

$$\beta = \sqrt{K_n}/C2, \alpha = \sqrt{K_n}/C1, \gamma = R/L, \lambda = 1/L\sqrt{K_n}. \quad (2.7)$$

Коефіцієнти системи диференціальних рівнянь (2.5) з урахуванням рівняння апроксимації (2.6) і (2.7) мають такі значення [113]

$$\alpha = 4.5, \beta = 4.5, \gamma = 0.7, \lambda = 0.112, a = 0.55, b = 15, k = 1. \quad (2.8)$$

Автор здійснив математичне моделювання хаотичного режиму генератора Колпітца динамічного хаосу на МДН транзисторі в програмному пакеті Mathcad 15 за початкових умов (1, 0, 0) згідно з методикою [114]. Результати математичного моделювання наведені на рис. 2.3 – рис. 2.5.

Порівнюючи отримані результати математичного моделювання генератора Колпітца на МДН транзисторі з результатами математичного моделювання генератора Колпітца на біполярному транзисторі у роботах [43, 115] потрібно зазначити обмежений динамічний простір генерованих

хаотичних коливань та їх вузькосмуговість у порівнянні з хаотичними коливання генератора Колпітца на біполярному транзисторі.

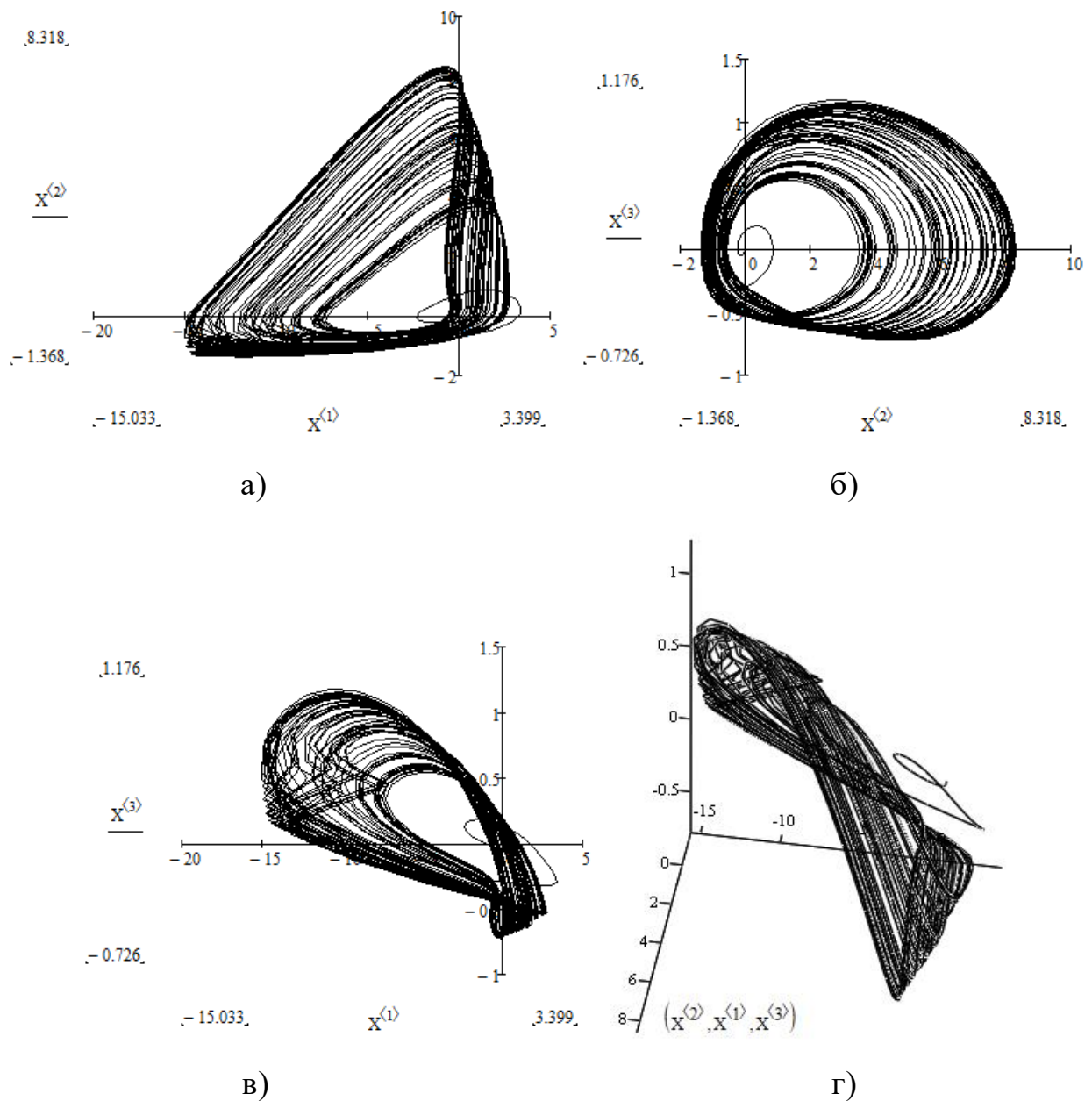


Рисунок 2.3 – Фазові портрети автоколивальної системи генератора Колпітца динамічного хаосу на МДН транзисторі, що отримані автором у роботі [25] з використанням математичної моделі (2.5)-(2.8), у площинах нормованих динамічних змінних: а) x_1 - x_2 , б) x_2 - x_3 , в) x_1 - x_3 ; та у просторі нормованих динамічних змінних: г) x_1 - x_2 - x_3

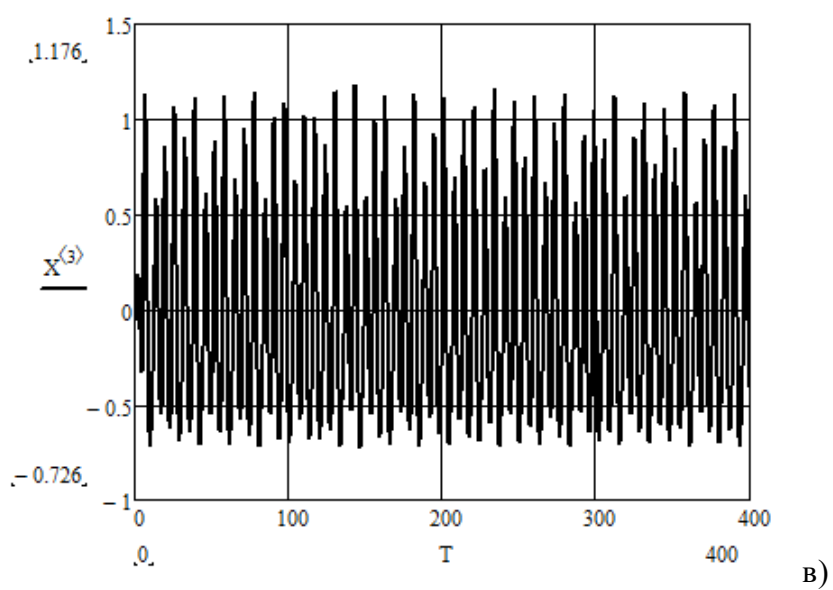
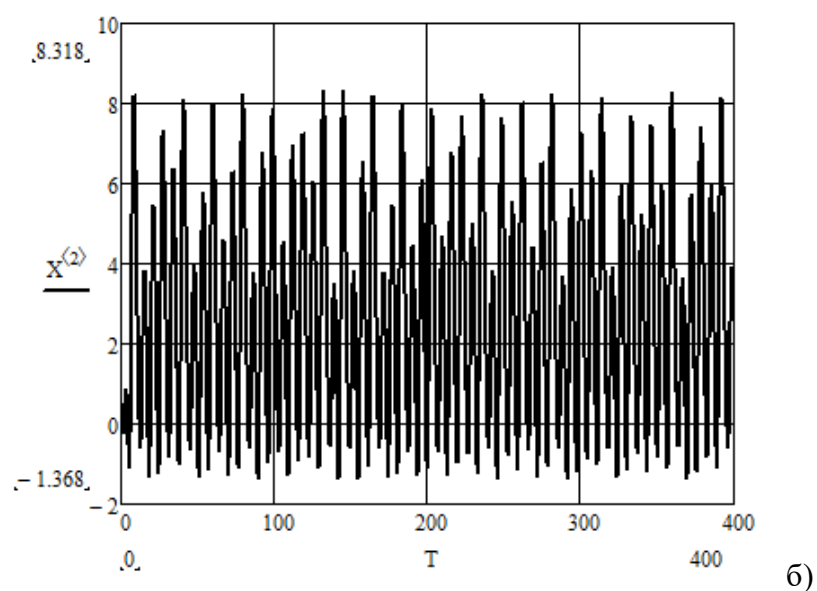
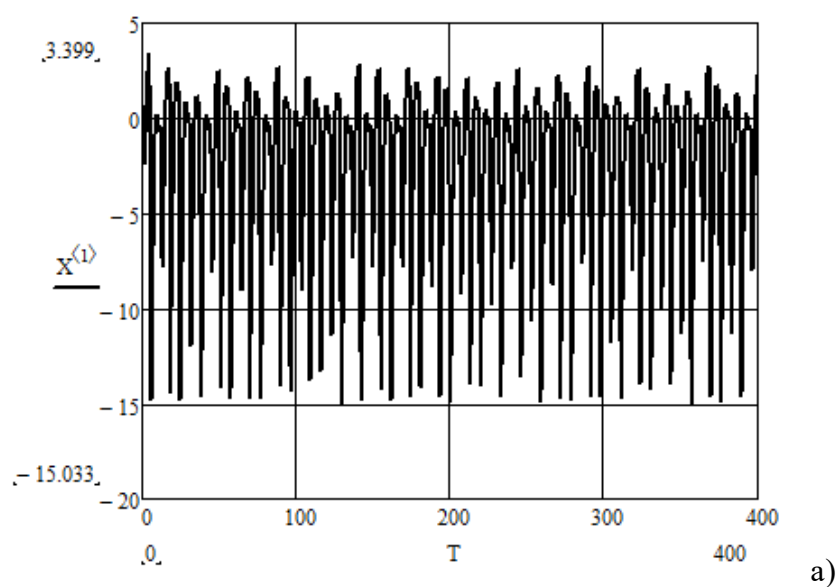
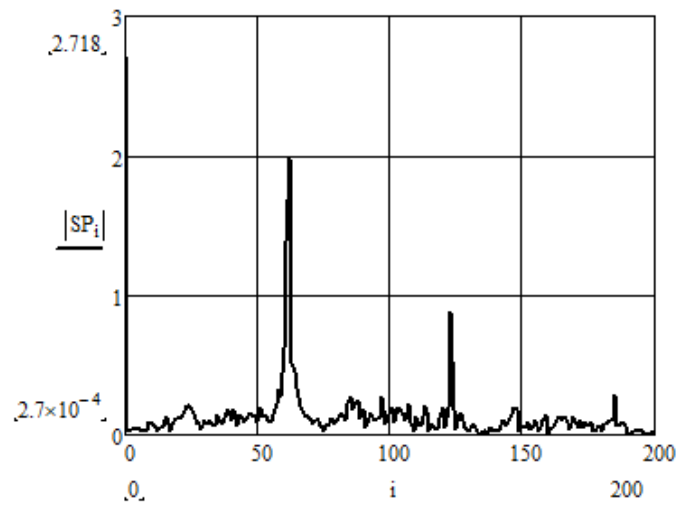
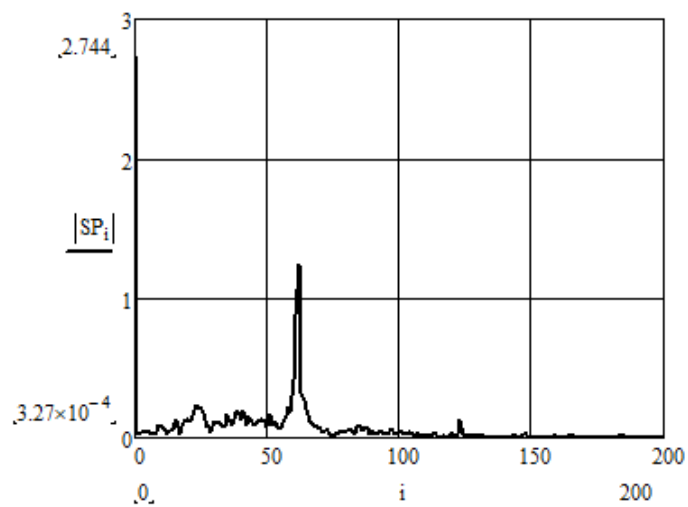


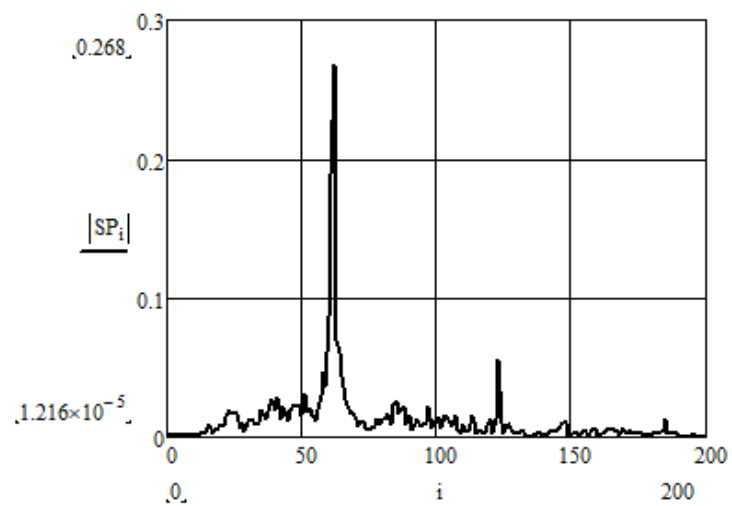
Рисунок 2.4 – Діаграми нормованих динамічних змінних автоколивальної системи генератора Колпітца відносно нормованого часу: а) x_1 , б) x_2 , в) x_3



а)



б)



в)

Рисунок 2.5 – Амплітудно-частотні спектри нормованих динамічних змінних автоколивальної системи генератора Колпітца у частотному домені, що нормований відносно резонансної частоти: а) x_1 , б) x_2 , в) x_3

У роботі [25] за допомогою програми MathCad 15 автором був розрахований безрозмірний коефіцієнт взаємної кореляції (2.9) нормованих динамічних змінних автоколивальної системи генератора Колпітца динамічного хаосу на МДН транзисторі

$$\rho = \frac{R_{X_1 X_2}(\tau)}{\sigma_{X_1} \sigma_{X_2}}, \quad (2.9)$$

де σ_{X_1} і σ_{X_2} – відхилення випадкових величин $X_1(t)$ і $X_2(t)$ від їх математичних сподівань відповідно. Отримані значення коефіцієнт взаємної кореляції для пар хаотичних сигналів складають такі значення:

$$\rho(X_1, X_2) = 0,39788, \quad \rho(X_1, X_3) = -0,75589, \quad (2.10)$$

$$\rho(X_2, X_3) = -0,0176957.$$

Порівнюючи статистичні параметри генерованих хаотичних коливань генератора Колпітца на МДН транзисторі зі статистичними параметрами генерованих хаотичних коливань генератора Колпітца на біполярному транзисторі, які отримані у роботах [43, 115], можна стверджувати, що електричні сигнали генератора Колпітца на МДН транзисторі мають більш високий коефіцієнт взаємної кореляції.

2.2 Дослідження хаотичної динаміки електричних коливань в двотранзисторному генераторі зі статичною ВАХ S-типу

Створення мікроелектронних пристроїв, які генерують хаотичні коливання, є актуальним практичним напрямом, який став поширеним протягом останніх десятиліть [116, 117]. Це зумовлено можливим практичним застосуванням електричних коливань динамічного хаосу в радіоелектронних і

телекомунікаційних системах. Для того, щоб мікроелектронний генератор хаотичних сигналів був сумісний з іншими компонентами інтегральних схем, необхідно вирішити кілька обмежень [56]. Найбільш значні з них викликані споживаною потужністю, напругою та діапазоном частот [118]. Ці обмеження мають переважно схематехнічний і конструктивний характер [119]. Як правило, нові електричні схеми для генераторів детермінованого хаосу створюються випадково або шляхом безпосередньої реалізації математичної моделі складної динамічної системи, яка є нелінійною [119]. Відомо багато експериментальних результатів і математичних моделей генераторів хаотичних електричних коливань [120]. Проте, характеристики схем мікроелектронних пристроїв, які створюють детермінований хаос, не беруться до уваги. Крім того, надзвичайно важливим є створення схематехнічних рішень для пристроїв, сумісних із мікроелектронною технологією. Тому елементи теорії нелінійної динаміки мають першочергове значення для розробників радіоелектронних систем [26].

У роботі [26] автор дослідив динамічну поведінку електричних коливань у простому генераторі, призначеному для генерування випадкових хаотичних сигналів шляхом прямого підключення ланки типу RC до пасивного компонента на основі біполярної транзисторної схеми з від'ємним диференціальним опором і статичною ВАХ S-типу (рис.2.6). Генератор, який був досліджений автором у роботі [26], характеризується як недорогий генератор з низьким споживанням енергії, що працює при низькій напрузі від одного або двох різних джерел напруги живлення [26]. Ці переваги пояснюються використанням конструкції біполярної транзисторної схеми, яка має від'ємний диференціальний опір і статичну S-подібну ВАХ. Активний елемент генератора має S-подібну статичну ВАХ, тому є нелінійним активним опором, який керований струмом [26, 56]. До активного елемента генератора безпосередньо підключена ланка R1C1 [26, 56]. Напруга зсуву для електричного кола надходить від джерела живлення V1. Активний нелінійний елемент складається з транзисторів VT1 (BC559) і VT2 Q2N2222, а також резистора R2 (5 кОм). Антисиметрична S-подібна статична ВАХ має дві точки перегину: вершину (IP, VP) і точку спаду

(IV, BV), як зображено на рис. 2.6,б [26, 56]. Для зазначених номіналів транзисторної схеми на S-подібній ВАХ точка піку має координати (10,6 мкА, 1,1 В) і точка падіння має координати (305 мкА, 0,7 В). реактивна складова повного вхідного комплексного опору активного елемента на біполярній транзисторній схемі з від'ємним диференціальним опором, що володіє статичною ВАХ S-типу, має індуктивний характер [116, 117]. Усі інші компоненти на рис. 2.6,а є пасивними. Тому низьке енергоспоживання можливо досягнути при достатньо великому значенні опору резистора R1 [26, 56]. На рис. 2.7 [56] наведені генеровані коливання релаксаційної напруги при двох таких значеннях резистору R₁ – 5 і 10 кОм. Величина ємності конденсатора C1 при цьому складає 1 нФ [56].

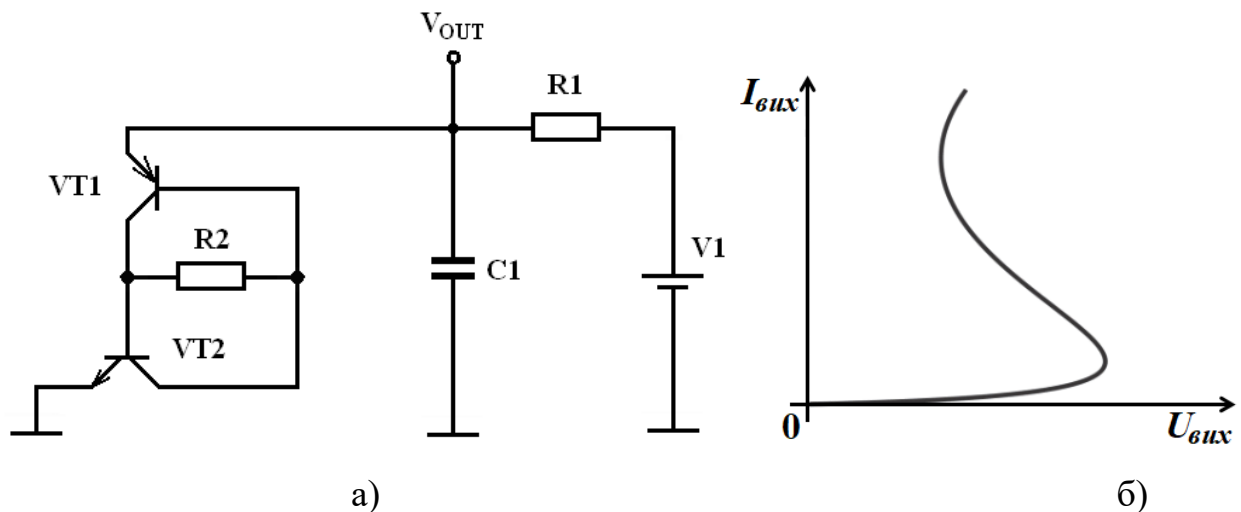


Рисунок 2.6 – Електрична схема релаксаційного генератора (а), статична ВАХ активного елемента генератора (б)

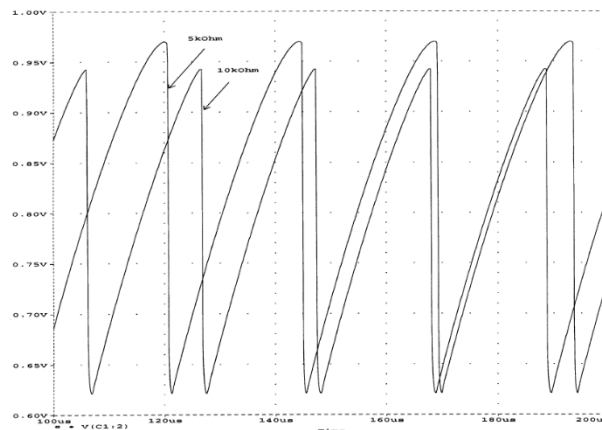


Рисунок 2.7 – Генеровані коливання релаксаційної напруги при двох таких значеннях резистору R₁ – 5 і 10 кОм [56]

Скорочена система рівнянь рівноваги релаксаційного генератору має вигляд (2.11) [26, 56]:

$$\begin{cases} R_1 C_1 \frac{dV_{c1}}{dt} = V_{cc} - V_{c1} - R_1 I_{L0} \\ L_0 \frac{dI_{L0}}{dt} = V_{c1} - V_N \end{cases} \quad (2.11)$$

де I_{L0} - струм, що протікає крізь паразитну індуктивність транзисторів, V_N - напруга на активному елементі генератора, кусково-лінійна апроксимація якої має вигляд системи рівнянь (2.12) [26, 56]:

$$V_N = \begin{cases} \frac{V_p}{I_p} I_{L0}; 0 \leq I_{L0} \leq I_p, \\ V_p - \frac{V_p - V_v}{I_v - I_p} (I_{L0} - I_p); I_p \leq I_{L0} \leq I_v, \\ V_v; I_{L0} \geq I_v. \end{cases} \quad (2.12)$$

Переходячи до безрозмірних змінних отримуємо (2.13) [26, 56]:

$$\begin{aligned} x_1 &= \frac{V_{c1}}{V_{ref}}, x_2 = \frac{R_1 I_{L0}}{V_{ref}}, \tau = \frac{t}{R_1 C_1}, K = \frac{V_{cc}}{V_{ref}}, \\ P_1 &= \frac{V_p}{V_v}, P_2 = \frac{I_v}{I_p}, V_{vn} = \frac{V_v}{V_{ref}}, \alpha = \frac{R_1 I_v}{V_{ref}}, \beta_0 = \frac{R_1^2 C_1}{L_0}, \end{aligned} \quad (2.13)$$

де V_{ref} - постійна напруга для нормування кусково-лінійної апроксимації (2.12).

У безрозмірних змінних система диференціальних рівнянь має вигляд (2.14):

$$\begin{cases} \frac{dx_1}{d\tau} = -x_1 - x_2 + K, \\ \frac{dx_2}{d\tau} = \beta_0(x_1 - bx_2 - \alpha), \end{cases} \quad (2.14)$$

а функція апроксимації у нормованих змінних статичної ВАХ біполярної транзисторної схеми з від'ємним диференціальним опором має вигляд (2.15) [26, 56]:

$$\begin{cases} a = 0, b = \frac{P_1 P_2}{\alpha} V_{vn}, 0 \leq x_2 \leq \frac{\alpha}{P_2} \\ a = \left[P_1 + \frac{P_1 - 1}{P_2 - 1} \right] V_{vn}, b = -\frac{P_2(P_1 - 1)}{P_2 - 1} \frac{V_{vn}}{\alpha}, \frac{\alpha}{P_2} \leq x_2 \leq \alpha \\ a = 0, b = V_{vn}, x_2 \geq \alpha \end{cases} \quad (2.15)$$

Чисельне рішення рівняння (2.14) було здійснено із застосуванням метода Рунге-Кутта за таких умов: $K=1,5$; $P_1=1,5$; $P_2=50$; $V_{vn}=0,7$; $\alpha=5$; $\beta=10^4$. На рис. 2.8 наведений графік релаксаційних коливань напруги, які мають вигляд пилки [56]. Зауважимо, що система рівнянь (2.14) має три точки рівноваги – по одному у кожній з трьох областей статичної ВАХ активного елементу генератора [56].

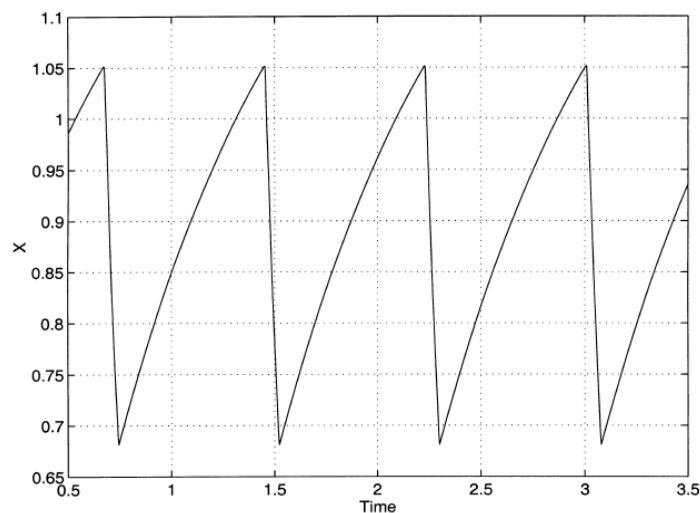


Рисунок 2.8 – Часова діаграма нормованої змінної x_1 [56]

До схеми генератора потрібно ввести додаткові реактивні елементи щоб змінити динаміку його електричних коливань до хаотичних від релаксаційних. У п. 2.1 при дослідженні хаотичного режиму генератора Колпітца на МДН транзисторі було зазначено паразитну індуктивність транзисторної структури I_{L0} . Значення паразитної індуктивності є різною при різних значеннях напруги і струму розташування робочої точки на статичній ВАХ S-типу. Щоб зафіксувати значення індуктивності, до схеми релаксаційного генератора введено котушку індуктивності. Для забезпечення 3-го порядку автоколивальної системи потрібно ввести додатковий конденсатор. Можливі такі два основні схемні рішення хаотичного генератора, що показані на рис. 2.9 (а, б) [26, 56].

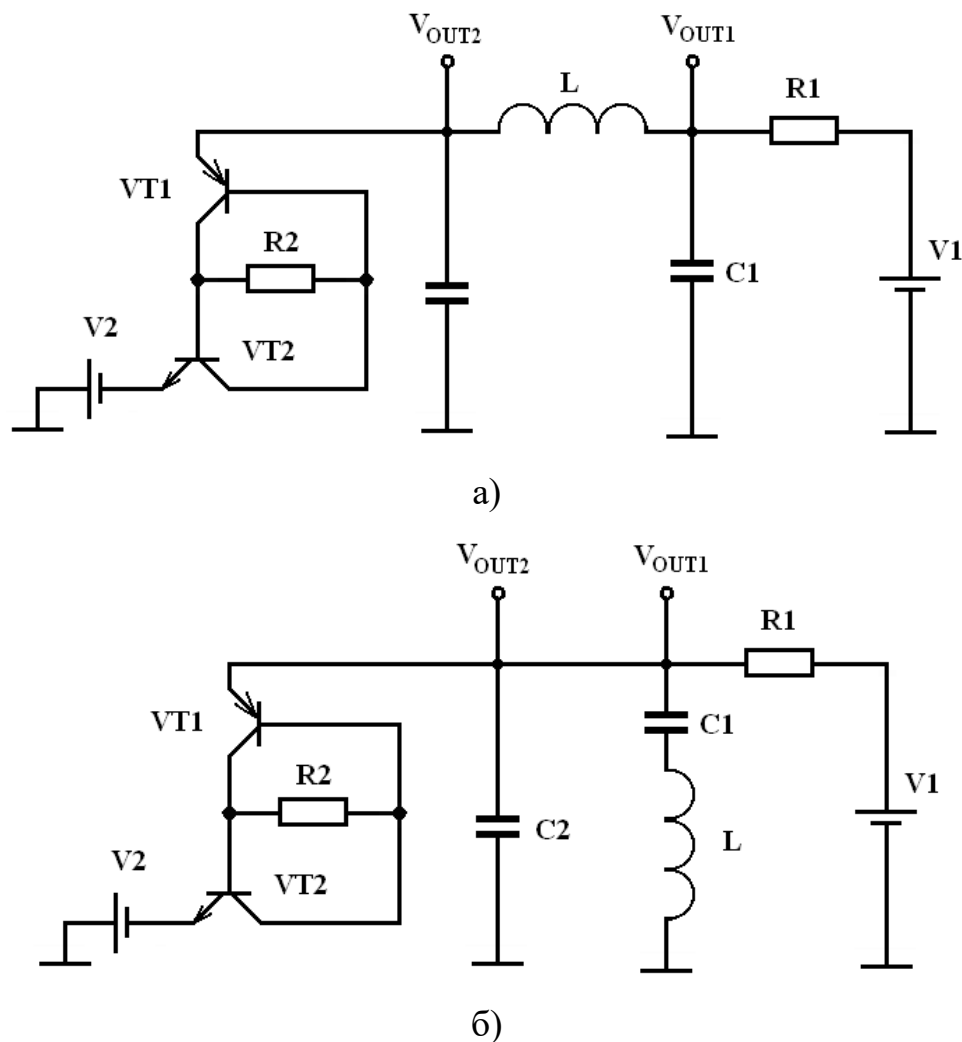


Рисунок 2.9 – Два варіанти схемних рішень генератора хаотичних сигналів на основі біполярної транзисторної схеми з від’ємним диференційним опором зі статичною ВАХ S-типу [26, 56]

Якщо генератор релаксації (рис. 2.6, а) змінити для створення хаосу без вбудовування активних компонентів у схему, очікується, що результуючий генератор хаосу матиме властивості низької напруги та малої потужності. Насправді це можливо, як показано на рис. 2.9, а, за допомогою підключення нелінійного резистора до електричної ланки R_1C_1 шляхом використання котушки індуктивності L [26]. Конденсатор C_2 буде конденсатором зв'язку і його ємність має бути меншою за ємність конденсатора C_1 [26].

Система рівнянь рівноваги схеми генератора на рис. 2.9,а має вигляд (2.16) [26, 56]. На відміну від релаксаційного генератора, схема якого показана на рис. 2.6,а, система диференціальних рівнянь хаотичного генератора на рис. 2.9 має 4-й порядок. Це зумовлено наявністю таких реактивних елементів схеми: котушка індуктивності, два конденсатори та еквівалентна індуктивність біполярної транзисторної схеми з від'ємним опором і ВАН S-типу [26, 56].

$$\begin{cases} R_1C_1 \frac{dV_{c1}}{dt} = V_{cc} - V_{c1} - R_1I_L, \\ C_2 \frac{dV_{c2}}{dt} = I_L - I_{L0}, \\ L \frac{dI_L}{dt} = V_{c1} - V_{c2}, \\ L_0 \frac{dI_{L0}}{dt} = V_{c2} - V_N. \end{cases} \quad (2.16)$$

Система рівнянь рівноваги (2.16) у нормованих змінних має вигляд (2.17) :

$$\begin{cases} \frac{dx_1}{d\tau} = -x_1 - x_3 + K, \\ \frac{dx_2}{d\tau} = \frac{1}{\gamma}(x_3 - x_4), \\ \frac{dx_3}{d\tau} = \beta(x_1 - x_2), \\ \frac{dx_4}{d\tau} = \beta_0(x_2 - bx_4 - \alpha), \end{cases} \quad (2.17)$$

де точки переходів між ділянками ВАХ мають задовольняти таким умовам (2.18) [26, 56]:

$$\begin{cases} K > \alpha + V_{vn}, \\ \frac{\alpha}{P_2} - 2 \frac{P_1 - 1}{P_2 - 1} V_{vn} < K + P_1 V_{vn} < \alpha - \frac{(P_1 - 1)(P_2 - 1)}{P_2 - 1} V_{vn}, \\ K < \frac{\alpha}{P_2} + P_1 V_{vn}. \end{cases} \quad (2.18)$$

Для проведення досліджень у пакеті програм Multisim 10.1 автором було зібрано схему з рис. 2.9,а, яка наведена на рис. 2.10 [121]. Були отримані фазові портрети у площинах генерованих напруг U_{C1} та U_{C2} , які подано на рис. 2.11(а-г) і рис. 2.12(а-г).

Осцилограми генерованих напруг U_{C2} та U_{C1} при значенні напруги живлення $V1 = 1,0$ В і $V2 = 1,0$ В наведені на рис. 2.13. На рис. 2.14 представлені осцилограми генерованих хаотичних напруг U_{C2} та U_{C1} при різних значеннях номіналів джерел напруги живлення $V1$ і $V2$. На рис. 2.15 представлені амплітудно-частотні спектри генерованих хаотичних напруг U_{C2} та U_{C1} при різних значеннях номіналів джерел напруги живлення $V1$ і $V2$.

На основі отриманих автором у роботі [26] результатів експериментальних досліджень можна стверджувати, що досліджуване схемне рішення (рис. 2.9,а) генератора динамічного хаосу на основі біполярної транзисторної схеми з від'ємним диференціальним опором і статичною ВАХ S-типу стабільно працює у режимі динамічного хаосу при різних значеннях номіналів джерел напруги живлення. У роботі [26], після імпортування до MATLAB 7.0.1 отриманих даних моделювання схеми на рис. 2.9,а, автор виконав їх статистичне оброблення. На рис. 2.16,б наведений графік гістограми функції розподілу.

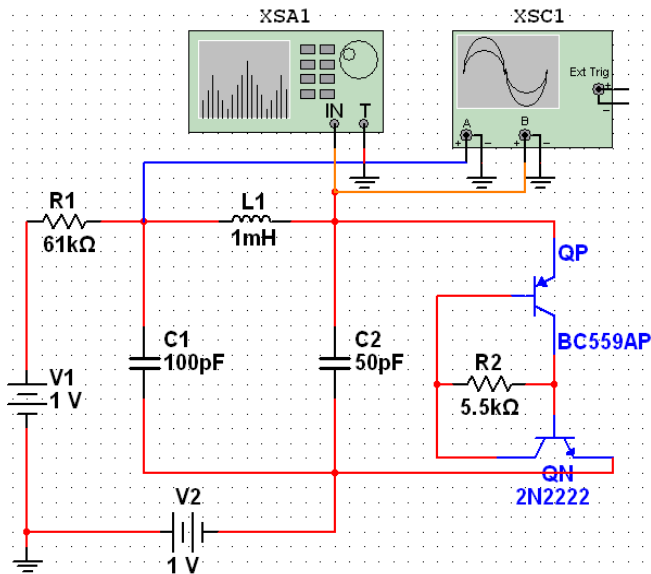
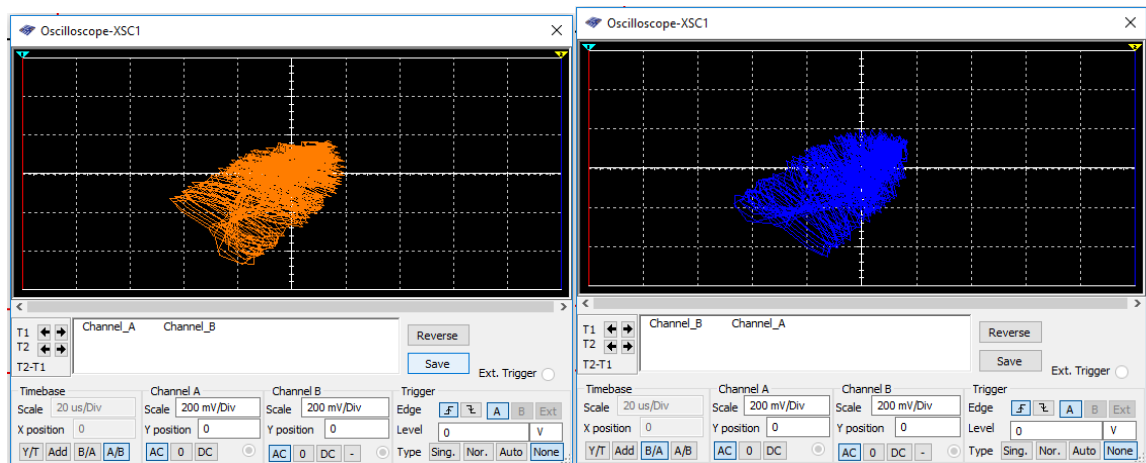
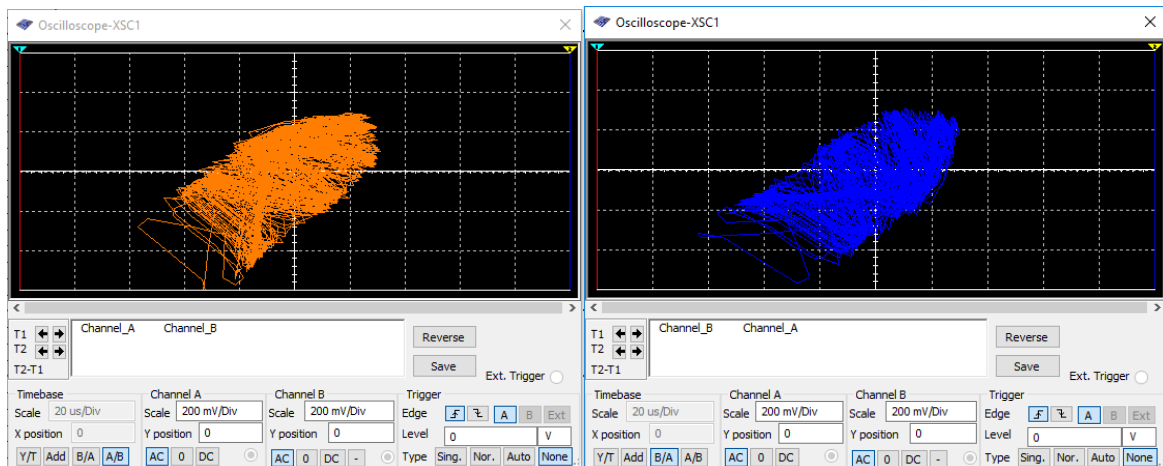


Рисунок 2.10 - Електрична схема генератора динамічного хаосу в пакеті програм Multisim 10.1



а)

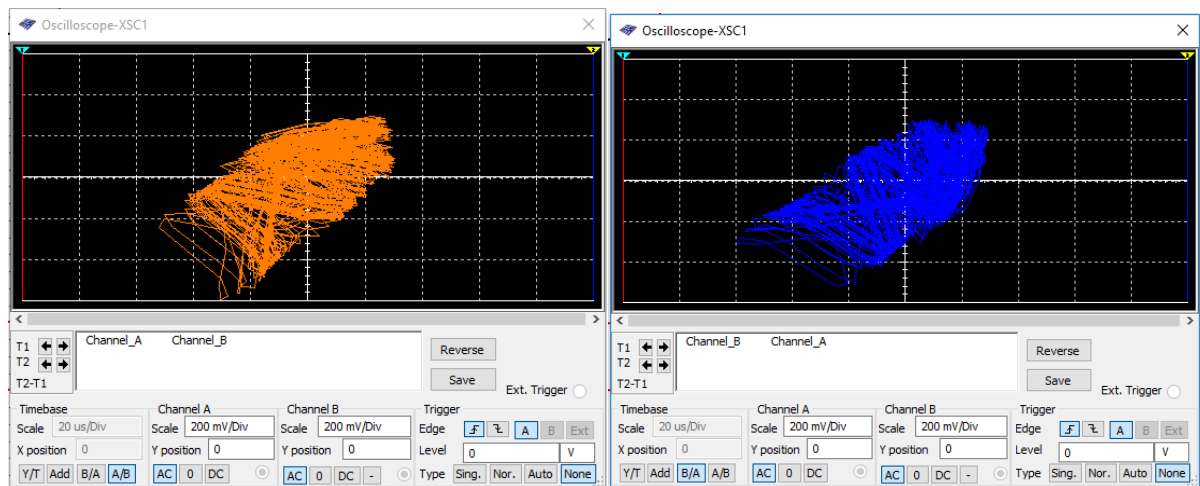
б)



в)

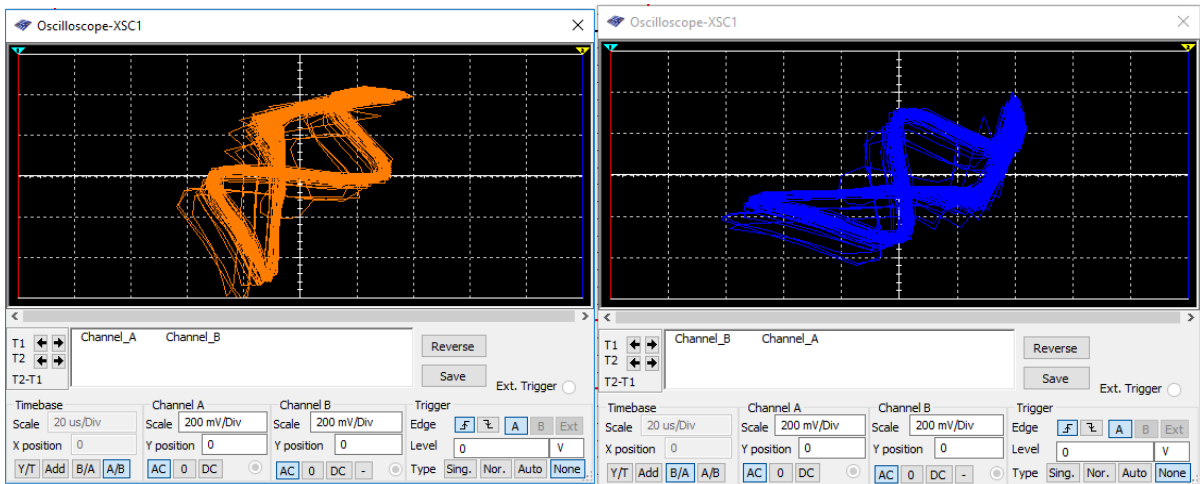
г)

Рисунок 2.11 – Фазові портрети генератора динамічного хаосу в площині генерованих напруг U_{C1} – U_{C2} : а) A/B ($V_1 = 1,0$ В, $V_2 = 1,0$ В); б) B/A ($V_1 = 1,0$ В, $V_2 = 1,0$ В); в) A/B ($V_1 = 1,5$ В, $V_2 = 1,0$ В); г) B/A ($V_1 = 1,5$ В, $V_2 = 1,0$ В)



а)

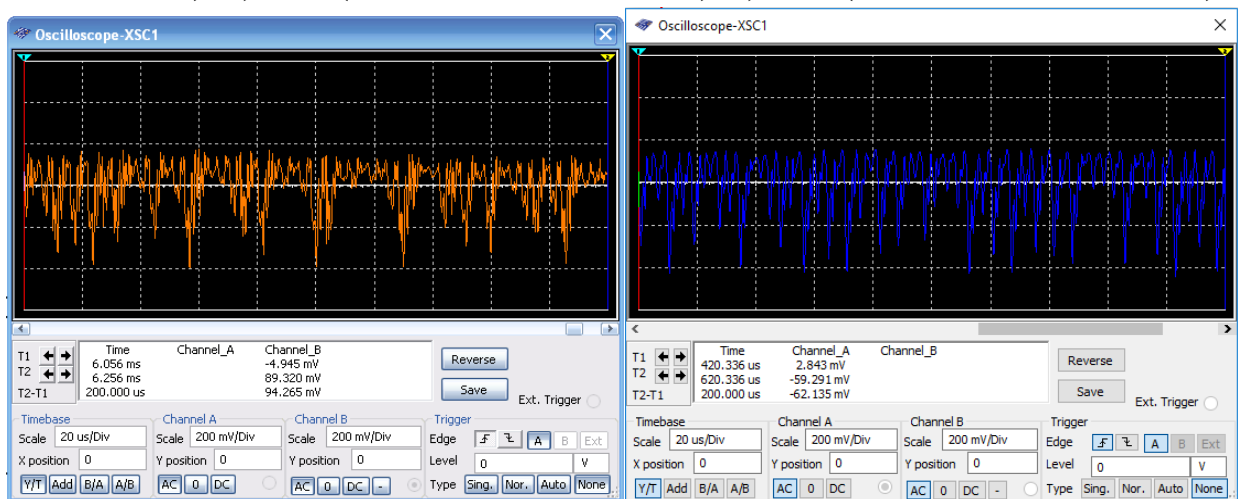
б)



в)

г)

Рисунок 2.12 – Фазові портрети генератора динамічного хаосу в площині генерованих напруг U_{C1} – U_{C2} : а) A/B ($V_1 = 1,0$ В, $V_2 = 1,5$ В); б) B/A ($V_1 = 1,0$ В, $V_2 = 1,5$ В); в) A/B ($V_1 = 2,0$ В, $V_2 = 2,0$ В); г) B/A ($V_1 = 2,0$ В, $V_2 = 2,0$ В)



а)

б)

Рисунок 2.13 – Осцилограми напруги: а) U_{C2} ($V_1 = V_2 = 1,0$ В); б) U_{C1} ($V_1 = V_2 = 1,0$ В)

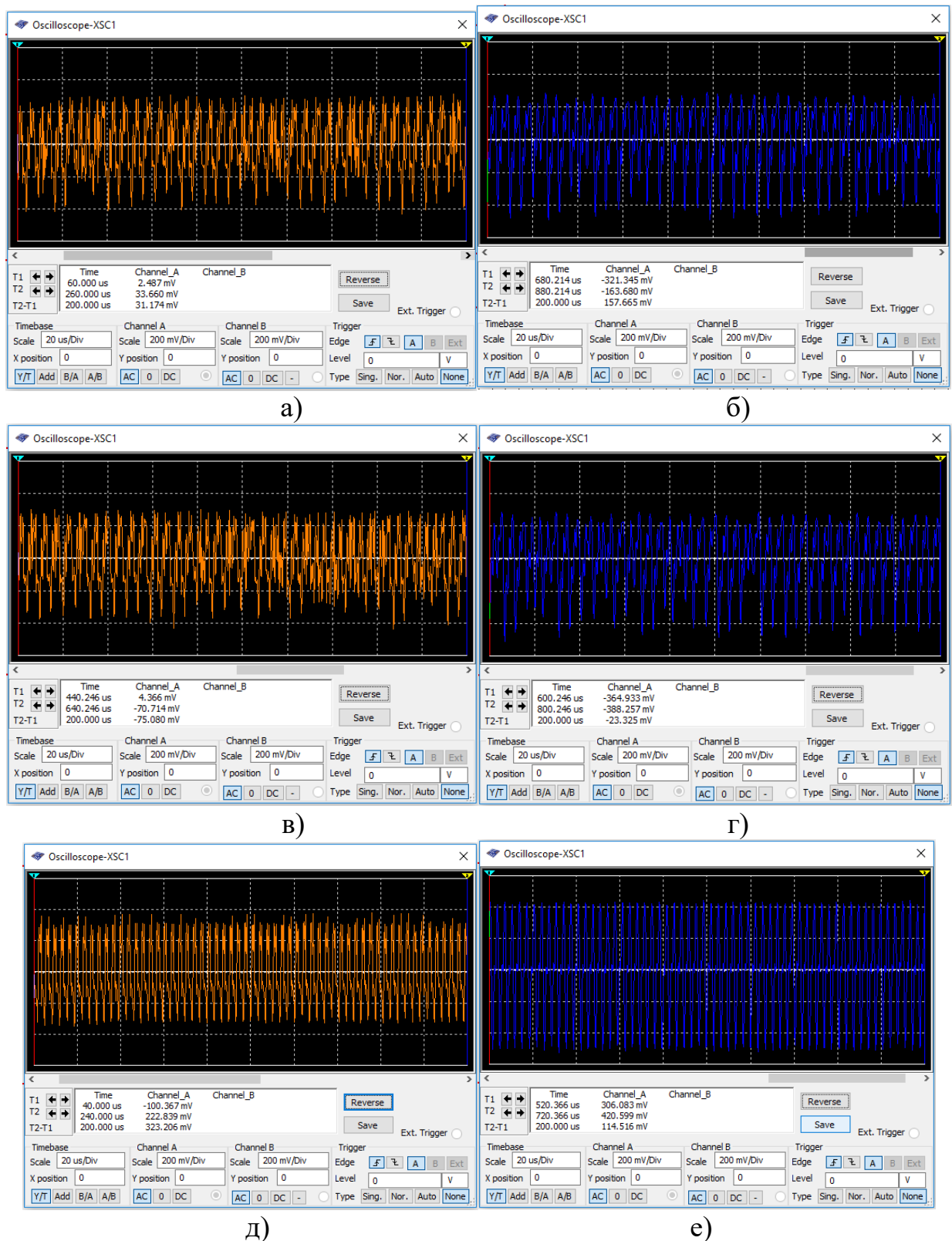
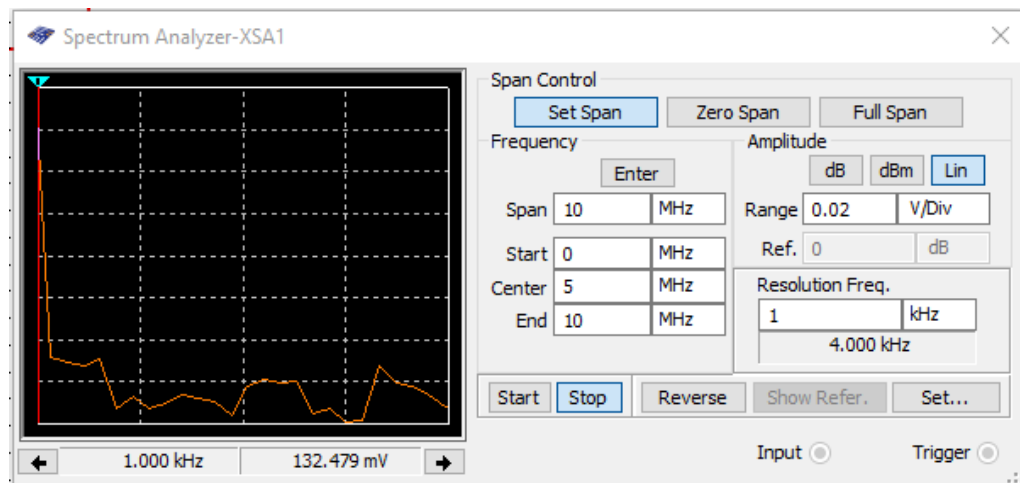
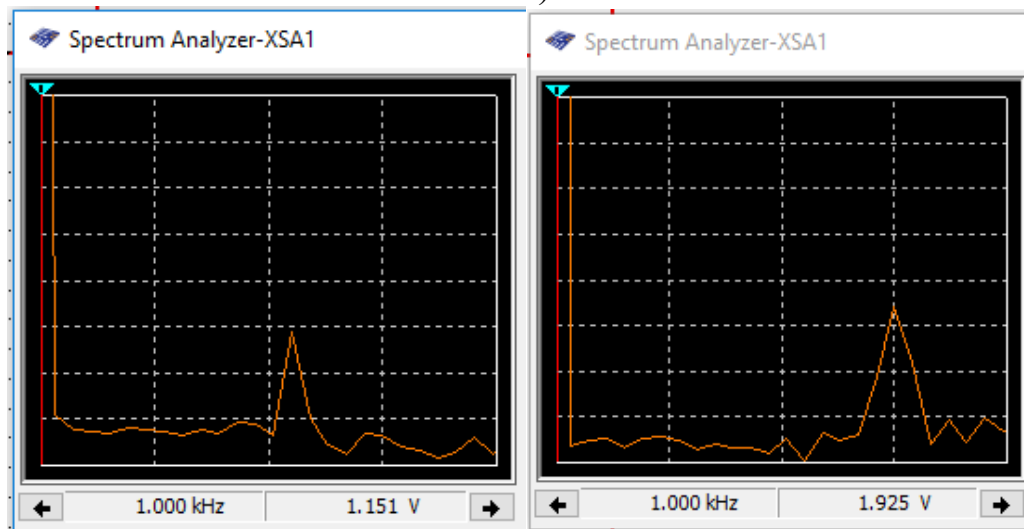


Рисунок 2.14 – Осцилограми генерованої хаотичної напруги: а) U_{C2} ($V_1 = 1,5$ В, $V_2 = 1,0$ В); б) U_{C1} ($V_1 = 1,5$ В, $V_2 = 1,0$ В); в) U_{C2} ($V_1 = 1,0$ В, $V_2 = 1,5$ В); г) U_{C1} ($V_1 = 1,0$ В, $V_2 = 1,5$ В); д) U_{C2} ($V_1 = 2,0$ В, $V_2 = 2,0$ В); е) U_{C1} ($V_1 = 2,0$ В, $V_2 = 2,0$ В)

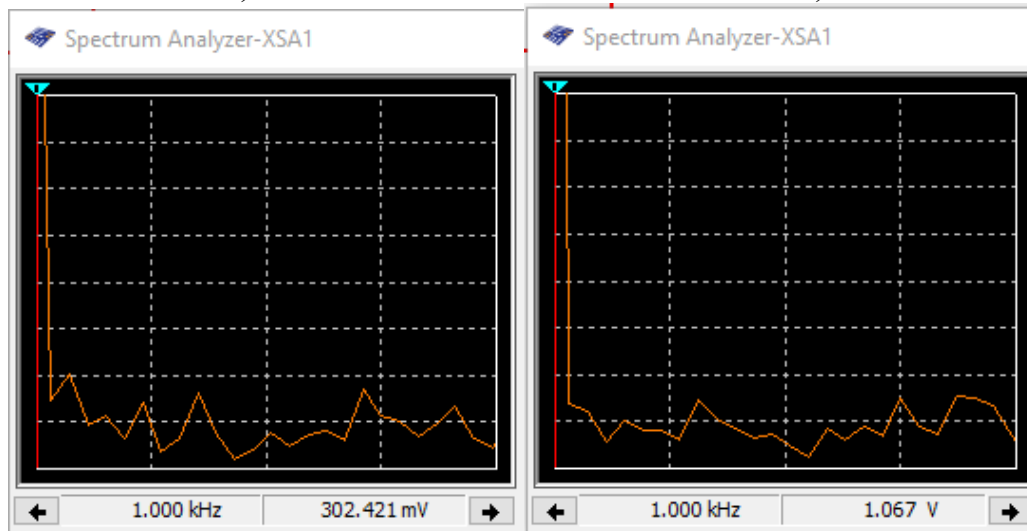


а)



б)

в)



г)

д)

Рисунок 2.15 – Амплітудо-частотні спектри хаотичної напруги U_{C2} : а) $V1 = 1$ В, $V2 = 1$ В; б) $V1 = 1,5$ В, $V2 = 1,5$ В; в) $V1 = 2$ В, $V2 = 2$ В; г) $V1 = 1,5$ В, $V2 = 1$ В; д) $V1 = 1$ В, $V2 = 1,5$ В

З одержаних результатів автор у роботі [26] зробив такий висновок - при зміні номіналів джерел напруги V_1 і V_2 можна керувати динамікою хаотичних коливань напруги на конденсаторах C_1 і C_2 та струму котушки індуктивності. З рис. 2.11 (в, г) слідує, що при значеннях джерел живлення $V_1 = 1,5$ В і $V_2 = 1,5$ В фазовим портретом генератора динамічного хаосу є атрактор з граничним циклом. Внаслідок цього здійснюється перехід від хаотичних коливань до періодичних коливань з частотою поблизу 5 МГц [121]. Для збільшення збільшити напруги джерела живлення потрібно спершу збільшити номінал опору резистора R_1 до величини 28 кОм.

Статистичні характеристики для електричних коливань напруги U_{C2} були розраховані в пакеті програм MATLAB. У роботі [26] були побудовані графіки, які подані на рис. 2.16(а,б) [121]. Аналізуючи функцію розподілу у вигляді гістограми на рис. 2.15,б наглядно видно відхилення від нормального закону розподілу графіка для U_{C2} . На підставі зовнішнього вигляду гістограми функції розподілу автором був зроблений висновок, що динамічні процеси в генераторі мають хаотичний характер [26].

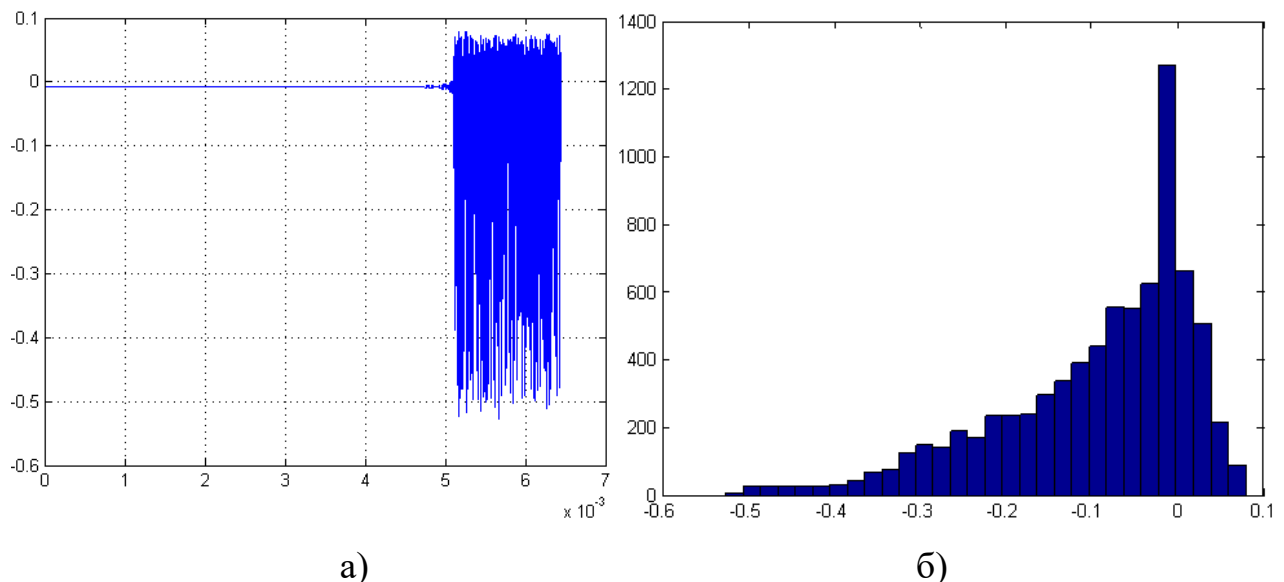


Рисунок 2.16 – Отримані результати у пакеті програм MATLAB: а) діаграма часу, б) гістограма функції розподілу

2.3 Дослідження хаотичної динаміки електричних коливань в безіндуктивному двотранзисторному RC-генераторі

Суттєво важливим технічним засобом в обладнанні радіоелектронних систем є генератор електричних коливань. Складнощі схемотехнічної реалізації генераторів електричних коливань виникають також в області низьких частот. Це зумовлено великими габаритними розмірами котушок індуктивності для застосування в схемотехніці частотно-селективних ланок низьких частот [19, 20]. При виборі практичної реалізації генератора хаотичних коливань в області низьких частот необхідно враховати низки обставин: простота схемотехнічної та конструктивної реалізації, можливість зміни параметрів автоколивальної системи, що забезпечують хаотичний режим, наявність математичної моделі, що уможливорює моделювання хаотичного процесу.

В роботі [122] запропонована електрична схема RC-генератора хаотичних автоколивань, в якій використовується два транзистори, відсутні котушки індуктивності, а живлення здійснюється від одного джерела напруги. Як вважають автори роботи [122], такий варіант є привабливим і недорогим джерелом хаотичних коливань для можливих практичних застосувань [123]. Електрична схема генератора (рис. 2.17) отримала широку популярність завдяки тому, що була представлена і популяризована в мережі Інтернет [124, 125].

Прийнявши $C = C_1 = C_2 = C_3$, можна записати систему рівнянь, яка описує динаміку електричних коливань генератора, у вигляді [123, 124]

$$\begin{cases} RC \frac{dU_1}{dt} = -U_1 \left(1 + \frac{R}{R_1} - \frac{RR_3}{R_1(2R_3 + R_1)} \right) + U_2 + \frac{RR_3}{2R_3 + R_1} \left(\frac{E}{R_1} - i_C + \frac{v_{BE2}}{R_3} \right), \\ RC \frac{dU_2}{dt} = -2U_2 + U_1 + v_{BE1} - i_C R, \\ RC \frac{dv_{BE1}}{dt} = -v_{BE1} + U_2 - i_{B1} R, \\ (2R_3 + R_1) C_0 \frac{dv_{BE2}}{dt} = -v_{BE2} \frac{R_1 + 2R_3 + 2R_4}{R_4} + U_1 + E - i_{C1} R_1 - i_{B2} (R_1 + 2R_3), \end{cases} \quad (2.19)$$

де $U_{1,2}$ – напруги на конденсаторах C_1, C_2 ; струми i_{B1}, i_{B2} , та i_{C1}, i_{C2} визначаються моделлю транзистора, як функції напруги база-емітер v_{BE1}, v_{BE2} і напруги колектор-емітер v_{CE1}, v_{CE2} [123, 124].

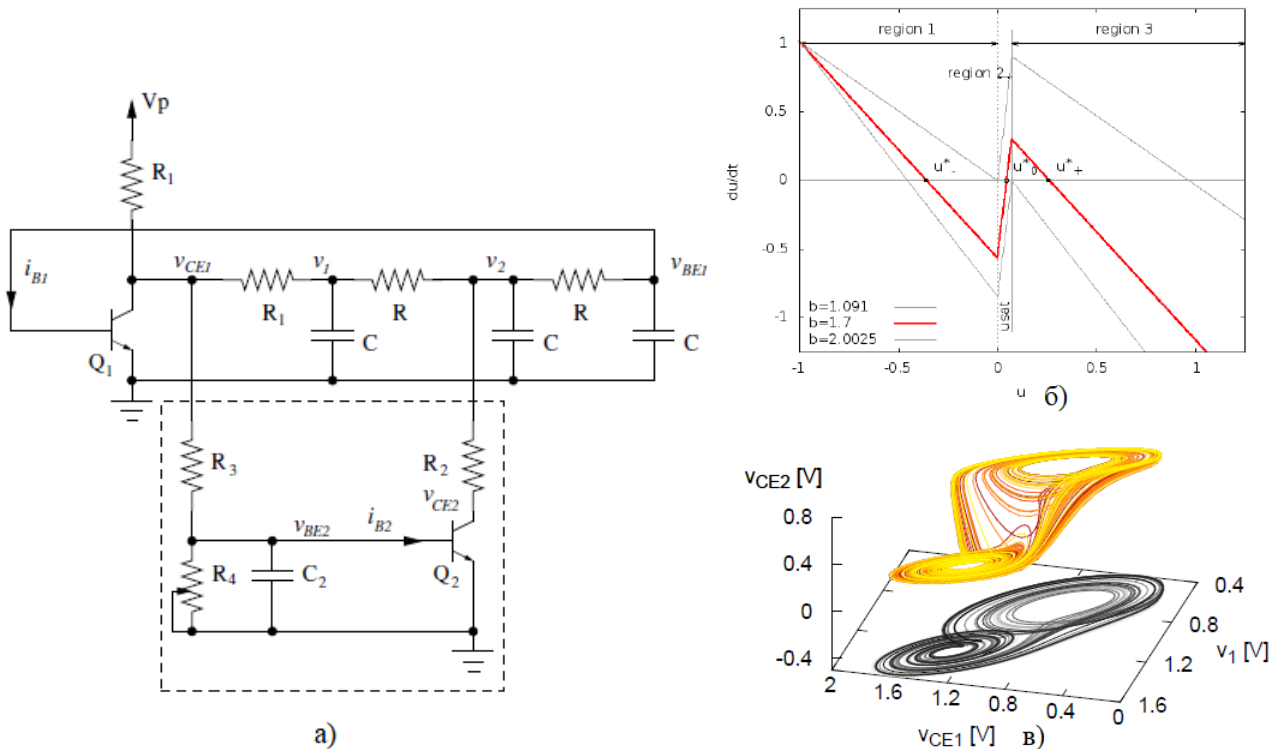


Рисунок 2.17 – Електрична схема (а) простого безіндуктивного RC-генератора сигналів динамічного хаосу на двох біполярних транзисторах [122-124], графік крутизни ВАХ активного елемента генератора (б) [122] та тривимірний вигляд атрактора при $V_p = 5$ В і $R_4 = 44$ кОм (в) на інтервалі часу 5 мс [123]

Компоненти в пунктирному прямокутнику зумовлюють хаотичну динаміку для класичного самозбудження RC-генератора. Номінали компонентів мають такі значення: $R = 10$ кОм, $R_1 = 5$ кОм, $R_2 = 15$ кОм, $R_3 = 30$ кОм, $C = 1$ нФ, $C_2 = 360$ пФ, і $V_p = 5$ В. Транзистори Q_1 і Q_2 мають тип BC547C [123, 124]. Номінали перших резисторів RC-ланок і резистор колекторного кола транзистора Q_1 були обрані рівними $\frac{1}{2}R$ [124]. Оскільки вихідний опір підсилювача приблизно дорівнює опорі резистора колекторного кола, тому сумарний опір підсилювача дорівнює R . Частота, на якій RC-коло зворотного зв'язку має величину 180° кута фазової затримки [19, 20], що є необхідною умовою для самозбудження коливань, визначається зі співвідношення [123]

$$f = \frac{\sqrt{6}}{2\pi} RC = 39 \text{ (кГц)}. \quad (2.20)$$

У нормованих змінних система диференціальних рівнянь (2.19) має вигляд [122, 123]

$$\begin{cases} \dot{x} = -2x - 1 + y + a - h_a(z, 1 + a + z), \\ \dot{y} = -2y + x + z - h_\beta(u, 2/3(y + 1)), \\ \dot{z} = -z + y, \\ \tau \dot{u} = -ub - b + \frac{a}{2} + \frac{1}{2} + \frac{x}{2} - \frac{1}{2} h_a(z, 1 + a + z), \end{cases} \quad (2.21)$$

де рівняння нормованих змінних автоколивальної системи мають вигляд [122, 123]

$$x = \frac{v_1 - V_T}{V_T}, y = \frac{v_2 - V_T}{V_T}, \chi = \frac{v_{BE1} - V_T}{V_T}, \chi = \frac{v_{BE2} - V_T}{V_T}, \quad (2.22)$$

а рівняння коефіцієнтів динамічної системи (2.11) мають вигляд [122, 123]

$$a = \frac{V_p}{V_T} = \frac{5}{0.6}, b = 1 + \frac{R_3}{R_4}, \alpha = G_{M1} R_1 = 80, \beta = G_{M2} R = 10. \quad (2.23)$$

У роботі [39] для дослідження динаміки електричних коливань автором було здійснене комп'ютерне схемотехнічне моделювання простого безіндуктивного RC-генератор сигналів динамічного хаосу на двох біполярних транзисторах у пакеті програм NI Multisim 10.0, що використовує PSPICE моделі радіоелектронних приладів і компонентів (див. рис. 2.18). Результати комп'ютерного схемотехнічного моделювання простого безіндуктивного RC-генератор сигналів динамічного хаосу на двох біполярних транзисторах

протягом інтервалу часу 1 мс наведені на рис. 2.19 і рис. 2.20.

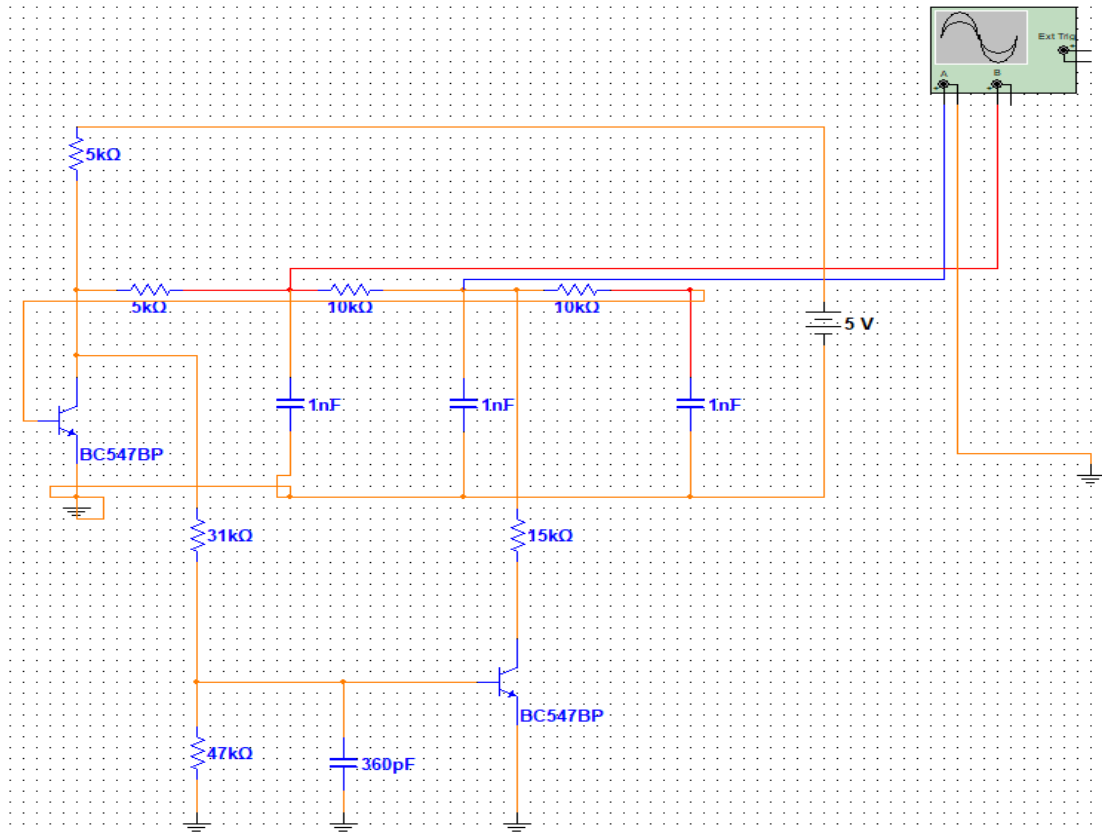


Рисунок 2.18 – Електрична схема простого безіндуктивного RC-генератора сигналів динамічного хаосу на двох біполярних транзисторах у пакеті програм NI Multisim 10.0

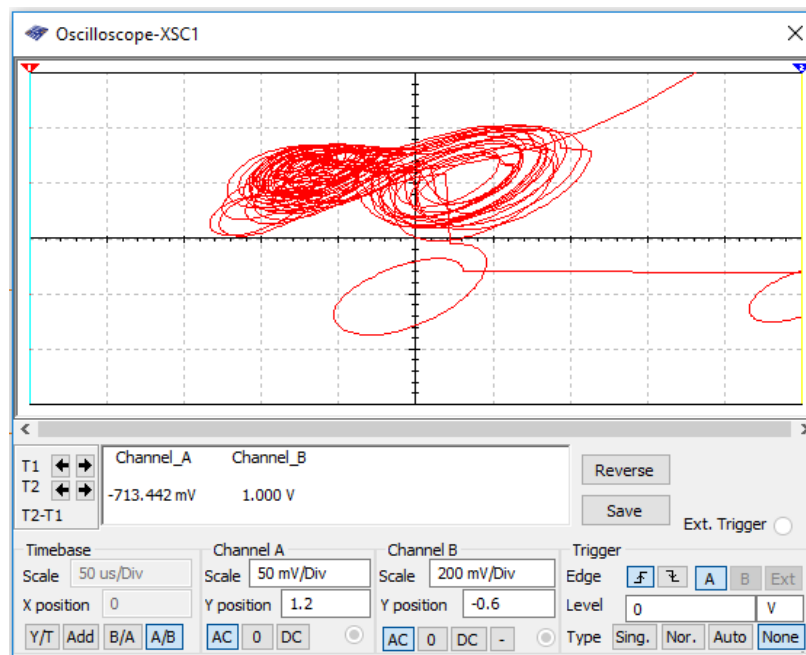


Рисунок 2.19 – Фазовий портрет простого безіндуктивного RC-генератора сигналів динамічного хаосу на двох біполярних транзисторах



Рисунок 2.20 – Осцилограми генерованих хаотичних напруг простого безіндуктивного RC-генератора сигналів динамічного хаосу на двох біполярних транзисторах

2.4 Нові схемотехнічні рішення генераторів хаотичних сигналів на основі транзисторних схем з від’ємним диференційним опором для практичного застосування в радіoeлектронних системах

Відомі багаточисленні схемотехнічні рішення генераторів хаотичних сигналів на основі транзисторних схем з від’ємним диференційним опором. Однак вони володіють низкою обмежень для практичного застосування в радіoeлектронних системах. Зокрема, оскільки відсутня здатність електричного керування параметрами та характеристиками сигналів динамічного хаосу, генератори володіють обмеженими функціональними можливостями. Серед технічних недоліків відомих схемотехнічних рішень генераторів хаотичних сигналів слід зазначити недостатню чутливість, обмежений діапазон частот, а також низький коефіцієнт корисної, що зменшує енергоефективність таких генераторів при їх використанні в радіoeлектронних системах.

На рис. 2.21 подана електрична схема транзисторного генератора динамічного хаосу, яка запропонована автором у роботі [32].

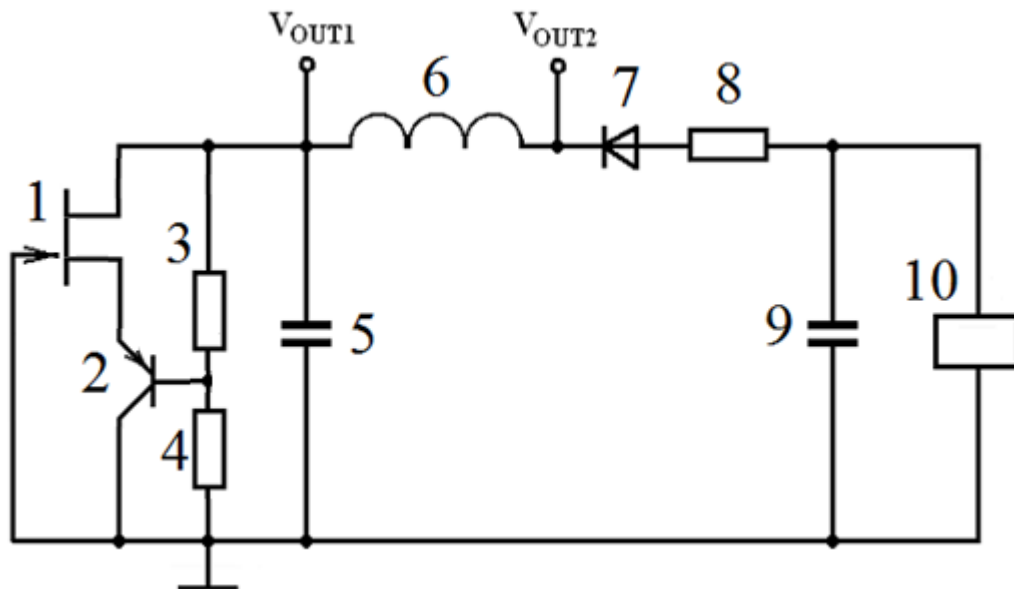


Рисунок 2.21 – Електрична схема транзисторного генератора динамічного хаосу, що запропонована автором у роботі [32]

На рисунку 2.21 використано такі позначення: 1 - польовий транзистор, 2 - біполярний транзистор, 3 - перший резистор, 4 - другий резистор, 8 - третій резистор, 5 - перша ємність, 9 - друга ємність, 6 - котушка індуктивності, 7 - напівпровідниковий діод, 10 - джерело постійної напруги.

В основу корисної моделі [32], була поставлена задача створення транзисторного генератора сигналів динамічного хаосу, в якому за рахунок введення активного елемента на біполярно-польовій транзисторній схемі з від'ємним диференціальним опором, нових елементів і зв'язків, підвищена чутливість керування динамікою хаотичних коливань, що розширює функціональні можливості пристрою, а також збільшує коефіцієнт корисної дії.

Транзисторний генератор сигналів динамічного хаосу на рис. 2.21 працює таким чином [32]. Джерело постійної напруги 10 живить польовий транзистор 1, біполярний транзистор 2 і напівпровідниковий діод 7. При підвищенні напруги джерела постійної напруги 10 до значення, при якому виникає від'ємний диференціальний опір на виводах колектора біполярного транзистора 2 та стока польового транзистора 1, що компенсує втрати у коливальному контурі, який утворений з паралельно з'єднаних за змінним струмом еквівалентної ємності на

виводах колектора біполярного транзистора 2 і витоку польового транзистора 1 із котушкою індуктивності 6 і першою ємністю 5, що приводить до збурення незатухаючих у часі коливань. Напівпровідниковий діод 7 використаний як нелінійний інерційний елемент для зміни динаміки генерованих електричних коливань від осциляторних і релаксаційних до хаотичних. Другий резистор 4 і перший резистор 3, які утворюють подільник напруги, а також третій резистор 8 мають призначення обмеження струму, що надходить від джерела постійної напруги 10. Щоб запобігти проходженню змінного струму крізь джерело постійної напруги 10 у схемі застосована друга ємність 9 [32].

Технічний результат у роботі [32] досягнутий таким чином: за рахунок введення польового транзистора та третього резистора, збільшується чутливість та стабільність схеми, а за рахунок усунення другого джерела постійної напруги підвищується коефіцієнт корисної дії, що підвищує енергоефективність пристрою [32].

Інший підхід до підвищення коефіцієнту корисної дії транзисторного генератора хаотичних коливань полягає в зменшенні наскрізного струму протікання крізь активний елемент [34]. На рис. 2.22 подана електрична схема транзисторного генератора детермінованого хаосу, яка запропонована автором у роботі [34].

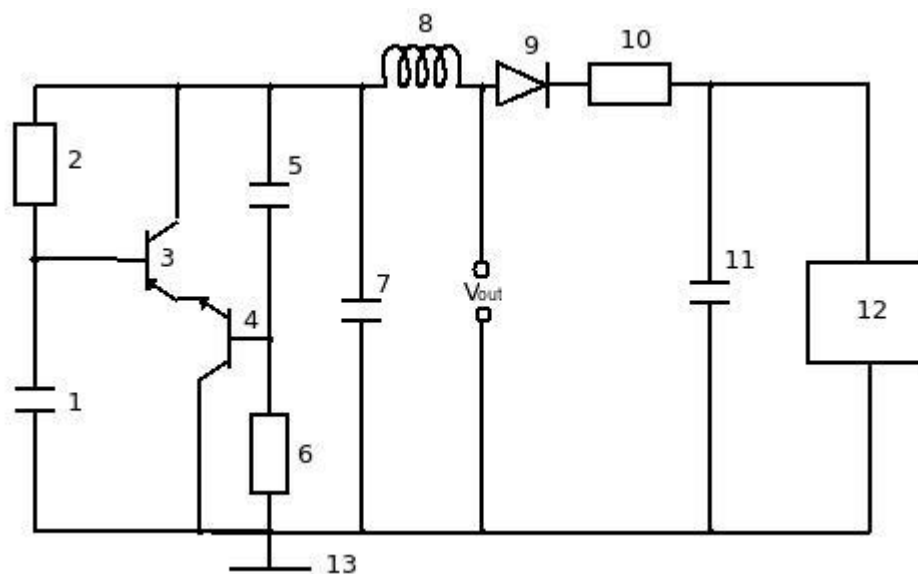


Рисунок 2.22 – Електрична схема транзисторного генератора детермінованого хаосу, що запропонована автором у роботі [34]

На рисунку 2.22 використано такі позначення: 1 - третя ємність, 2 - перший резистор, 3 - перший біполярний транзистор, 4 - другий біполярний транзистор, 5 - четверта ємність, 6 - другий резистор, 7 - перша ємність, 8 - котушка індуктивності, 9 - напівпровідниковий діод, 10 - третій резистор, 11 - друга ємність, 12 - джерело постійної напруги, 13 - загальна шина.

Транзисторний генератор детермінованого хаосу на рис. 2.22 працює таким чином [34]. Джерело постійної напруги 12 живить перший 3 і другий 4 біполярні транзистори та напівпровідниковий діод 9. Збільшення напруги джерела постійного напруги 12 до значення, коли виникає від'ємний диференційний опір на колекторних виводах першого 3 і другого 4 біполярних транзисторів, що компенсує втрати в коливному контурі, який утворений з паралельно з'єднаних за змінним струмом еквівалентної ємності на колекторних виводах першого 3 і другого 4 біполярних транзисторів із першою ємністю 7 і котушкою індуктивності 8, зумовлює збурення незатухаючих у часі коливань. Напівпровідниковий діод 9 використаний як нелінійний інерційний елемент для зміни динаміки генерованих електричних коливань від осциляторних і релаксаційних до хаотичних. Третій резистор 10 обмежує струм живлення від джерела постійної напруги 12. Третя ємність 1 і перший резистор 2, другий резистор 6 і четверта ємність 5 використані для здійснення електричного зміщення. Друга ємність 11 запобігає проходженню змінного струму крізь джерело постійної напруги 12. Технічним результатом є зменшення постійного струму та підвищення коефіцієнта корисної дії [34].

Перспективним напрямом розвитку схемотехніки генераторів сигналів динамічного хаосу є застосування транзисторних схем, що мають статичні ВАХ із декількома спадними ділянками з різним кутом нахилу та крутістю. Це уможливорює створення електронних генераторів динамічного хаосу з мультиатрактором на фазовій площині. На рис. 2.23 подана електрична схема транзисторного генератора динамічного хаосу з мультиатрактором, яка запропонована автором у роботі [33].

В основу корисної моделі [33] була поставлена задача розробити транзисторний генератор динамічного хаосу з мультиатрактором, в якому введення нових елементів і з'єднань між ними уможливить розширити функціональні можливості приладу. На рисунку 2.23 використано такі позначення: 1 – перше джерело постійної напруги, 16 – друге джерело постійної напруги, 2 - перший резистор, 14 - другий резистор, 10 - біполярний транзистор, 3-9 - МДН-транзистори, 11 - перша ємність, 15 - друга ємність, 12 - котушка індуктивності, 13 - напівпровідниковий діод [33].

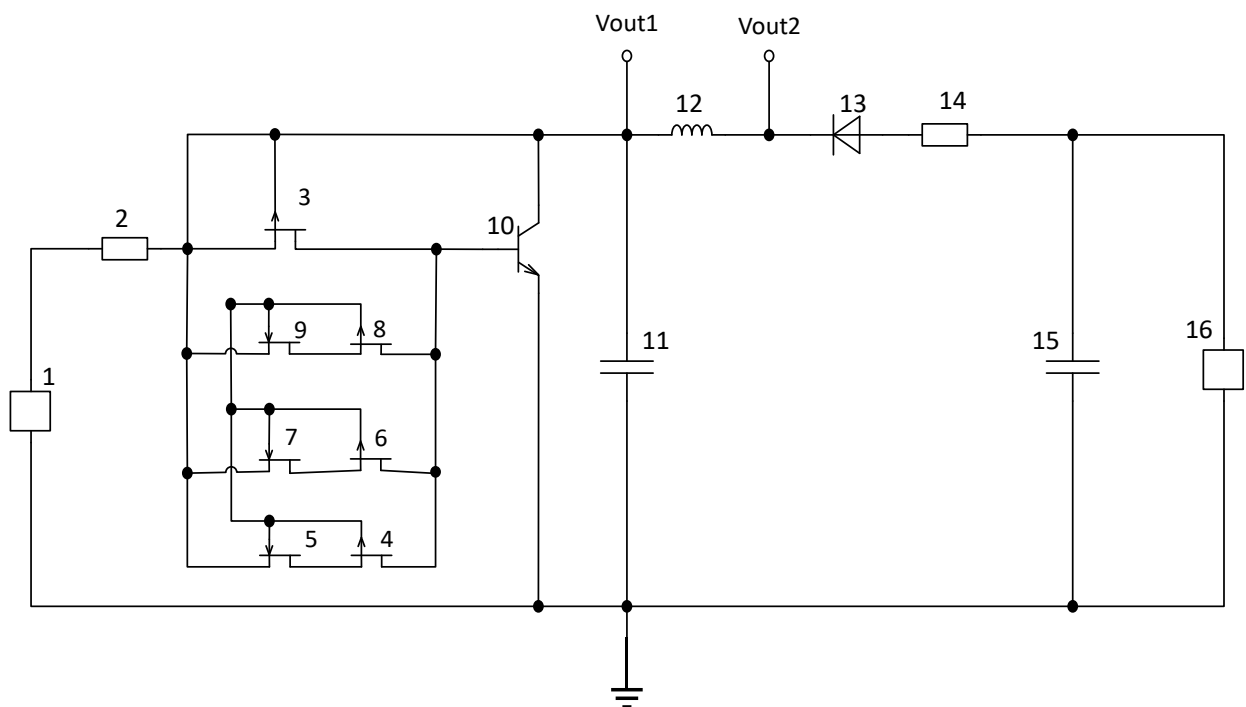


Рисунок 2.23 – Електрична схема транзисторного генератора динамічного хаосу з мультиатрактором, що запропонована автором у роботі [33]

Транзисторний генератор динамічного хаосу з мультиатрактором працює наступним чином [33]. Джерела постійної напруги 1 і 16 живлять біполярний транзистор 10, МДН транзистор 3, напівпровідниковий діод 7, а також багатостабільний активний елемент, що має електрично керований опір і складений з 3-х пар МДН-транзисторів 4-9. Застосування багатостабільного активного елемента уможливорює отримати декілька спадних ділянок на статичних ВАХ активного елемента генератора. При збільшенні напруги джерел

постійної напруги 1 і 16 до значення, що зумовлює виникнення від'ємного диференційного опору на виводах колектор біполярного транзистора 10 і виток МДН-транзистора 3, що компенсує втрати в коливальному контурі, який утворений паралельним з'єднанням за змінним струмом еквівалентної ємності на виводах колектора біполярного транзистора 10 і витока МДН-транзистора 3 із котушкою індуктивністю 12 і першою ємністю 11, що приводить до збурення незатухаючих у часі коливань. Напівпровідниковий діод 13 використаний як нелінійний інерційний елемент щоб змінити динаміку генерованих коливань до хаотичних від осциляторних і релаксаційних. Другий резистор 14 і перший резистор 2 використані для обмеження струму живлення від джерел постійної напруги 1 і 16. Друга ємність 15 запобігає проходженню змінного струму крізь джерело постійної напруги 16 [33].

Технічний результат у роботі [33] досягнутий за рахунок використання багатастабільного активного елементу на основі біполярного транзистора 10 і польового транзистора 3 та паралельних ланок із послідовним включенням польовими транзисторів 4-5, 6-7 і 8-9 – це виникнення мультиатрактора на фазовій площині генератора в режимі розвинутого хаосу.

В основу корисної моделі [35] була поставлена задача створити хаотичний генератор з електричним регулюванням частоти генерації, в якому введення нових елементів і зв'язків уможливить розширити спектр вихідного сигналу, підвищити коефіцієнт корисної дії і підвищити ефективну завадостійкість, що розширить функціональні можливості пристрою.

На рис. 2.24 подана електрична схема хаотичного генератора з електричним регулюванням частоти генерації, яка запропонована автором у роботі [35].

На рисунку 2.24 використано такі позначення: 1 - джерело постійної напруги, 2 - перший резистор, 3 - перша ємність, 4 - перший біполярний транзистор, 5 - другий біполярний транзистор, 6 - друга ємність, 7 - котушка індуктивності, 8 - напівпровідниковий діод, 9 - другий резистор, 10 - третя ємність, 11 - друге джерело постійної напруги, 12 - загальна шина.

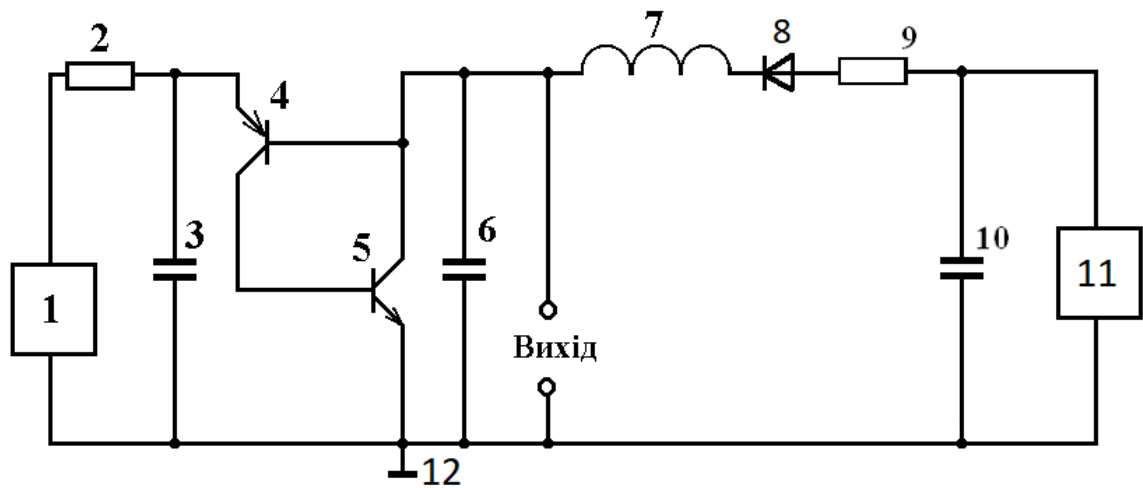


Рисунок 2.24 – Електрична схема хаотичного генератора з електричним регулюванням частоти генерації, що запропонована автором у роботі [35]

Хаотичний генератор з електричним регулюванням частоти генерації на рис. 2.24 працює таким чином. При підвищенні напруги джерел постійної напруги 1 та 11 до значення, коли виникає від’ємний диференційний опір на виводі бази першого біполярного транзистора 4 і виводі емітера другого біполярного транзистора 5, що приводить до збурення електричних коливань у коливальному контурі, який утворений паралельним з’єднанням котушці індуктивності 7 та повного опору активного елементу генератора з ємнісною складовою на виводі бази першого біполярного транзистора 4 і виводі емітера другого біполярного транзистора 5. Перша ємність 3 і перший резистор 2 утворюють електричну ланку на якій виникає додатковий фазовий зсув щоб збільшити величину від’ємного диференційного опору. Друга ємність 6 збільшує значення ємності коливального контуру автоколивної системи генератора. Третя ємність 10 перешкоджає проходженню змінного струму крізь друге джерело постійної напруги 11. Перше джерело постійної напруги 1 керує значенням величини від’ємного диференційного опору, який визначає величину потужності вихідного сигналу динамічного хаосу. При зміні напруги першого джерела постійної напруги 1 і другого джерела постійної напруги 11 здійснюється зміна ємнісної складової повного опору активного елементу генератора, що зумовлює зміну резонансної частоти коливального контура, а це

змінює частоту основної гармоніки в спектрі хаотичних коливань. Напівпровідниковий діод 8 використаний як нелінійний інерційний елемент для перетворення динаміки генерованих коливань до хаотичних від осциляторних і релаксаційних. Другий резистор 9 визначає тривалість хаотичних цугів і обмежує струм напівпровідникового діода.

Технічним результатом [35] є розширення функціональних можливостей пристрою за рахунок досягнення поставленої задачі – розширення спектра вихідного сигналу, підвищення коефіцієнта корисної дії та підвищення ефективної стійкості проти завад.

Електричні параметри пропонованих пристроїв генерування хаотичних сигналів на основі транзисторних схем з від’ємним диференціальним опором наведені в таблиці 2.1. У таблиці 2.1 прийняті такі позначення: БТ – біполярний транзистор, МДН – метал-діелектрик-напівпровідник, НЕМТ – High Electron Mobility Transistor, СІТ – статично-індукований транзистор.

Таблиця 2.1 – Електричні параметри розроблених пристроїв генерування хаотичних сигналів на основі транзисторних схем з від’ємним диференціальним опором

Вид активного елемента	Напруга зміщення		Область частот, МГц	Коеф. перекр. по част.	Потужність, мВт	Макс. ККД, %
	Ук, В	Уж, В				
БТ	0,5 .. 2,0	1,2 .. 9,0	< 15	5,56	1,0 .. 50,0	86 .. 92
	0,5 .. 2,0	1,0 .. 5,0	< 5850	1,093	0,54 .. 22,0	42 .. 44
БТ-МДН	0,5 .. 5,0	1,5 .. 7,5	< 15	3,67	0,5 .. 35,0	85
	0,5 .. 2,0	1,5 .. 4,5	< 2600	1,16	0,5 .. 20,0	45
НЕМТ	0,2 .. 0,5	0,5 .. 3,0	< 700	1,11	1,0 .. 27,0	88 .. 90
	0,2 .. 0,45	0,7 .. 3,0	< 12000	1,05	2,0 .. 13,8	35 .. 38
СІТ	1,5 .. 7,0	2,0 .. 10,0	< 15	1,39	10,0 .. 20000	91 .. 93
	2,0 .. 8,0	8,5 .. 30,0	< 600	1,17	27,0 .. 2000	42
МДН	3,5 .. 9,0	0,75 .. 9,0	< 15	4,45	1,0 .. 100,0	75
	2,0 .. 4,5	1,0 .. 4,0	< 800	2,0	1,0 .. 20,0	43

2.5 Висновки до 2-го розділу

1) Автор запропонував нове схемне рішення генератора динамічного хаосу за схемою Колпітца на основі МДН транзистора з несиметричним живленням (рис. 2.1,б). Удосконалено математичну модель у нормованих динамічних змінних генератора хаотичних електричних коливань за схемою Колпітца на основі МДН транзистора з несиметричним живленням на основі системи нелінійних диференціальних рівнянь (2.5) з використанням нелінійної апроксимації прохідної ВАХ МДН транзистора (2.6). Отримані фазові портрети автоколивальної системи генератора Колпітца динамічного хаосу на МДН транзисторі у площинах нормованих динамічних змінних і просторі нормованих динамічних змінних, часові діаграми та амплітудно-частотні спектри генерованих хаотичних коливань. У порівнянні з генератором динамічного хаосу за схемою Колпітца на основі біполярного транзистора, хаотичні електричні сигнали генератора динамічного хаосу за схемою Колпітца на основі МДН транзистора є вузькосмуговими. На відміну від наведених результатів у роботах [111, 112] отримані в цій роботі результати математичного моделювання не підтвердили можливість синтезу генератора динамічного хаосу за схемою Колпітца на основі МДН транзистора з постійною спектральною густиною потужності у широкій робочій смузі частот.

2) Удосконалено математичну модель генератора релаксаційних електричних коливань на основі біполярної транзисторної схеми з від'ємним диференціальним опором зі статичною ВАХ S-типу, яку було використано для дослідження режиму динамічного хаосу. Шляхом комп'ютерного схемотехнічного моделювання було підтверджено працездатність досліджуваної схеми генератора динамічного хаосу на основі біполярної транзисторної схеми з від'ємним диференціальним опором зі статичною ВАХ S-типу. Автором отримані нові результати досліджень фазових портретів генератора, амплітудно-частотних спектрів і часових характеристик сигналів динамічного хаосу. Здійснено статистичне оброблення результатів комп'ютерного схемотехнічного

моделювання та побудована гістограма функції розподілу, яка підтверджує хаотичну динаміку автоколивального процесу. Уможливлено керування параметрами сигналів динамічного хаосу шляхом зміни величини напруги джерел живлення V_1 і V_2 . Як основні переваги дослідженого генератора потрібно вказати на такі: 1) простота схеми і можливість виконання за мікроелектронною технологією; 2) генератор працює в релаксаційному і хаотичному режимах; 3) електрична керованість режимами та динамікою.

3) Отримано нові результати комп'ютерного схемотехнічного дослідження простого безіндуктивного RC-генератора динамічного хаосу на двох біполярних транзисторах у режимі розвинутого хаосу з атраткором типу «подвійний завиток» на його фазовій площині. Запропоновано якісне пояснення появи хаосу в цій схемі. Еквівалентно схему можна подати як тригер Шмітта, що об'єднаний з генератором за допомогою триланкового RC-кола зворотного зв'язку. Динаміка поведінки складається зі стрибків між двома станами високої і низької напруги колектора другого транзистора. Між цими стрибками напруги спостерігаються зростаючі коливання на колекторі першого транзистора. Напруга колектора другого транзистора має бінарний розподіл, що притаманне тригеру Шмітта. Струми i_{B1} , i_{B2} , i_{C1} та i_{C2} визначаються за допомогою еквівалентної схеми та є функцією напруги база-емітер (v_{BE1} , v_{BE2}) і напруги колектор-емітер (v_{CE1} і v_{CE2}). Ці напруги формують нелінійні коливання в колі зворотного зв'язку генератора.

4) Запропоновані нові схемотехнічні рішення генераторів динамічного хаосу на основі транзисторних схем з від'ємним диференціальним опором в яких, на відміну від відомих, забезпечено розширення діапазону частот при електричному керуванні динамікою хаотичних сигналів. За рахунок компенсації втрат в автоколивальній системі від'ємним диференціальним опором такі генератори динамічного хаосу мають малі втрати та високий коефіцієнт корисної дії, що підвищує їх енергоефективність.

4) Основні наукові та практичні результати розділу опубліковані в роботах [19, 20, 25, 26, 32-35, 39].

РОЗДІЛ 3

РЕГЕНЕРАТИВНІ ПРИСТРОЇ НВЧ НА ОСНОВІ ПРИЛАДІВ З ВІД'ЄМНИМ ДИФЕРЕНЦІЙНИМ ОПОРОМ І ДОСЛІДЖЕННЯ ШИРОКОСМУГОВИХ ВЛАСТИВОСТЕЙ РУПОРНИХ АНТЕН

3.1 Дослідження статичних характеристик пристроїв НВЧ на основі резонансно-тунельних діодів

Резонансні тунельні діоди є найбільш перспективними твердотільними електронними приладами мікрохвильового діапазону [38]. На сьогоднішній день розроблено багато схем мікрохвильових пристроїв з використанням резонансних тунельних діодів [126]. Стабільна працездатність резонансних тунельних діодів спостерігалася на частотах вище 2,5 ТГц [126]. Також спостерігалася задовільне співвідношення пікового струму до струму спадання при кімнатній температурі. Ці властивості резонансно-тунельного діода роблять його унікальним активним компонентом мікрохвильової електроніки [126]. На жаль, порівняно з відносно простим уявленням про роботу радіотехнічного обладнання, фізичні принципи роботи резонансно-тунельних діодів дуже складні і залежать від багатьох факторів [127]. Тому залишається багато невирішених питань при моделюванні поведінки резонансних тунельних діодів і пристроїв на їх основі [127].

На рис. 3.1 подана вольт-амперна характеристика резонансно-тунельного діода [126].

При дослідженні статичних характеристик пристроїв мікрохвильового діапазону на основі резонансно-тунельних діодів (рис. 3.1) автором у [38] використано математичну модель, яка запропонована в [127] для опису ВАХ резонансно-тунельного діода на основі InGaAs та GaAs, що має вигляд

$$I(V) = I_{RT}(V) + I_{NR}(V) = M [J_{RT}(V) + J_{NR}(V)], \quad (3.1)$$

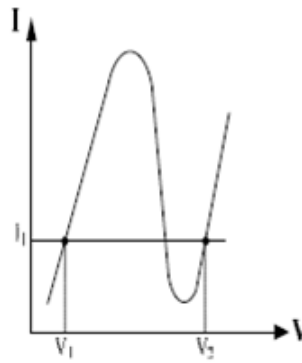


Рисунок 3.1 – Вольт-амперна характеристика резонансно-тунельного діода [126]

де M – це множник, який використовується для масштабування рівняння (3.1), щоб врахувати площу пристроїв; $I_{RT}(V)$ і $I_{NR}(V)$ – це струми резонансного тунелювання та спаду резонансно-тунельного діода, густини яких $J_{RT}(V)$ і $J_{NR}(V)$ розраховуються за співвідношеннями (3.2) і (3.3) відповідно [127].

$$J_{RT} = \frac{qm^*k_B T \cdot \Delta E_r}{4\pi^2 \hbar^3} \ln \left[\frac{1 + e^{(E_F - E_r + qV/2)/k_B T}}{1 + e^{(E_F - E_r - qV/2)/k_B T}} \right] \cdot \left[\frac{\pi}{2} + \tan^{-1} \left(\frac{E_r - qV/2}{\Delta E_r / 2} \right) \right], \quad (3.2)$$

де $E = E_r - qV/2$ – це енергія, що виміряна вгору від границі зони провідності емітера; E_r – це енергія резонансного рівня по відношенню до центра дна ями; ΔE_r – це ширина резонансного рівня; q – це одиничний електричний заряд; k_B – це константа Больцмана [127];

$$J_{NR}(V) = H(e^{n_2 qV/k_B T} - 1), \quad (3.3)$$

де параметри H і n_2 керують величиною відношення струму піку до струму спаду, а також величиною відношення напруги піку до напруги спаду [127].

Рівняння (3.2) зручно застосовувати у вигляді [127]

$$J_{RT}(V) = A \cdot \ln \left[\frac{1 + e^{q(B-C+n_1V)/k_B T}}{1 + e^{q(B-C-n_1V)/k_B T}} \right] \cdot \left[\frac{\pi}{2} + \tan^{-1} \left(\frac{C - n_1 V}{D} \right) \right], \quad (3.4)$$

де коефіцієнти A , B , C , D і n_1 використовуються для формування потрібного вигляду кривої, щоб відповідати формі області від'ємного диференційного опору на спадній ділянці статичної ВАХ резонансно-тунельного діода [127]. У роботі [127] наведено методику розрахунку параметрів резонансно-тунельного діода при $T = 300 \text{ }^\circ\text{K}$ і $M = 2 \times 10^{-6} \text{ см}^2$, для таких параметрів статичної ВАХ резонансно-тунельного діода на основі для AlGaAs: $A = 1950 \text{ А/см}^2$; $B = 0,05 \text{ В}$; $C = 0,0874 \text{ В}$; $D = 0,0073 \text{ В}$; $n_1 = 0,0352$; $H = 18343 \text{ А/см}^2$; $n_2 = 0,0031$. У роботі [127] наведено методику розрахунку параметрів резонансно-тунельного діода при $T = 300 \text{ }^\circ\text{K}$ і $M = 2 \times 10^{-6} \text{ см}^2$, для таких параметрів статичної ВАХ резонансно-тунельного діода на основі для InGaAlAs: $A = 3800 \text{ А/см}^2$; $B = 0,068 \text{ В}$; $C = 0,1035 \text{ В}$; $D = 0,0088 \text{ В}$; $n_1 = 0,0862$; $H = 4515 \text{ А/см}^2$; $n_2 = 0,0127$.

3.2 Математична модель регенеративних пристроїв НВЧ на основі резонансно-тунельних діодів для практичного застосування в радіoeлектронних системах

МДН транзистори використовують для розробки радіотехнічних пристроїв і засобів телекомунікації, в радіолокаційних і радіoeлектронних системах. Застосування МДН транзисторів є дуже ефективним і має прості схеми [128]. Ці схеми легко реалізувати в конструктивному виконанні. Радіотехнічні пристрої та телекомунікаційні засоби на МДН-транзисторах є високотехнологічними, мають низьке енергоспоживання та високий ККД [129].

Однак властивості МДН-транзисторів погіршуються зі збільшенням частоти. Коефіцієнт підсилення та ефективність МДН-транзисторів дуже малі при переході до міліметрового діапазону хвиль [130]. Тому вони мало використовуються на частотах вище 30 ГГц [130, 131]. Радіочастотні пристрої та

засоби телекомунікацій для міліметрового діапазону хвиль раніше розроблялися на діодах з від'ємним диференціальним опором, тобто тунельних, Ганна, лавино-пролітних та ін. Актуальність таких досліджень була викликана бурхливим розвитком супутникових телекомунікаційних систем і радіолокаційних систем. Тому в 50-60-х роках минулого століття проводилися активні дослідження з використанням НВЧ діодів із від'ємним диференціальним опором. Ситуація кардинально змінилася, коли в 1979 році Такаші Мімура винайшов НЕМТ (від англ. High Electron Mobility Transistor - тобто транзистор з високою рухливістю електронів). Цей винахід привів до значного підвищення ефективності транзисторів. Тому з початку 80-х років транзисторні методи схемотехніки використовуються у виробництві радіотехнічних пристроїв і засобів телекомунікацій для міліметрового діапазону хвиль. Основним аспектом при розробці генеруючих і підсилювальних пристроїв на транзисторах є збільшення амплітуди і потужності вихідного сигналу при забезпеченні їх високої стабільності [131]. Тому актуальними є методи розробки пристроїв на транзисторних структурах з від'ємним диференціальним опором. Однак вмикання транзисторів у коло позитивного зворотного зв'язку обмежує їхній частотний діапазон [132]. Навіть на частотах вище 3 ГГц застосування транзисторних структур із від'ємним диференціальним опором не є ефективним [132].

Останніми роками широкого застосування набули засоби надширокосмугової радіолокації. Вони мають багато переваг перед традиційними радіолокаторами. Перспективним напрямком досліджень є технологія шумової радіолокації [133]. Основними компонентами шумових радарів є генератори хаотичних сигналів міліметрового діапазону, а також надширокосмугові перемножувачі, дільники та перетворювачі частоти [133].

Перенасичення частотних діапазонів інформаційними каналами вимагає розвитку більш високих частотних діапазонів. Ефективність НЕМТ суттєво знижується зі збільшенням частоти понад 70 ГГц. Застосування НЕМТ на частотах вище 200 ГГц є недоцільним [130]. На таких високих частотах для створення радіотехнічних пристроїв і засобів телекомунікацій використовують

квантові напівпровідникові елементи. Найпопулярнішими з них є резонансно-тунельні діоди [130]. Однак резонансні тунельні діоди мають фіксовану статичну вольт-амперну характеристику з дуже малою частиною, що зменшується зі зміною напруги. Тому керувати параметрами приладу за допомогою напруги неможливо. Для дослідження динаміки електричних коливань у НВЧ-пристроях на основі РТД застосовують різні математичні моделі [134, 135].

Простим способом створення НВЧ генератора на основі приладу з від'ємним диференційним опором є паралельне підключення до нього резонатора. У цьому випадку максимальна частота автоколивань визначається за формулою [130]

$$f_{\max} = \frac{1}{2\pi C} \sqrt{\left(\frac{-G_{\max}}{R_s}\right) - G_{\max}^2}, \quad (3.5)$$

У рівнянні (3.5) $G_{\max}$ - максимальне значення від'ємної провідності резонансно-тунельного діода, C - ємність резонансно-тунельного діода в робочій точці, а R_s - паразитний опір. При перевищенні частоти (3.5) умови для появи від'ємного диференційного опору не виконуються і автоколивання не виникають [130]. Основним недоліком такого підходу є низька потужність генерованого коливання. Застосування схемних варіантів збільшення потужності генератора на резонансно-тунельному діоді призводить до погіршення стабільності. На рис. 3.2 показано схему з двома протилежно послідовно з'єднаними резонансно-тунельними діодами і паралельно з'єднаним резонатором. Така схема генератора має високу потужність автоколивань з підвищеною стабільністю [130].

Крім схем генераторів сигналів, на основі резонансно-тунельних діодів розробляють пристрої для нелінійного перетворення НВЧ сигналів. До таких пристроїв належать змішувачі частоти, перемножувачі та дільники частоти, а також випрямлячі НВЧ-сигналів. Резонансно-тунельні діоди також широко використовуються в засобах телекомунікацій для побудови оптоелектронних

генераторів з передачею сигналів по волоконно-оптичних лініях зв'язку [130, 134].

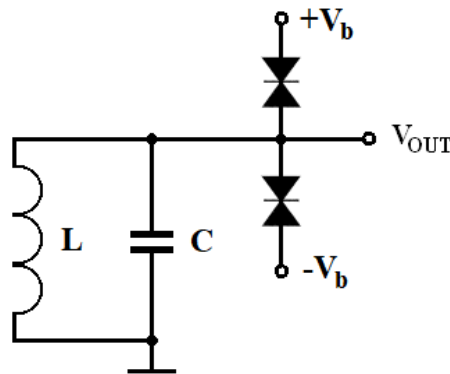


Рисунок 3.2 – Електрична схема генератора НВЧ з підвищеною потужністю автоколивань із зустрічно послідовно з'єднаними резонансно-тунельними діодами [130]

Для керування напругою динамікою і параметрами генерованих сигналів в аналогових і цифрових НВЧ пристроях застосовують дискретні НЕМТ або реалізують їх разом з резонансно-тунельними діодами в одному технологічному циклі виробництва напівпровідникових приладів [130, 135].

У теорії нелінійних радіочастотних пристроїв на основі приладів з ВАХ N-типу використовуються три відомі математичні моделі - автоколивні системи Ван-дер-Поля, Лінара та Фітцхью-Нагумо (Фітцхью-Рінцеля) [136]. На рис. 3.3 наведено електричну схему генератора Нагумо на основі тунельного діода, що реалізує автоколивальну систему Фітцхью [136, 137].

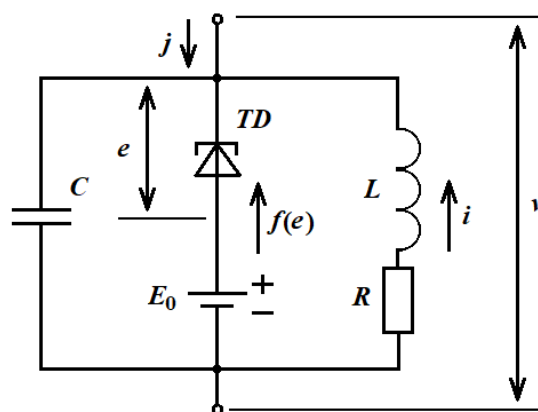


Рисунок 3.3 – Електрична схема генератора Фітцхью-Нагумо [137]

Відповідно до законів Кірхгофа, система рівнянь рівноваги для динаміки електричних коливань має наступний вигляд для позначень, що прийняті на електричній схемі рис. 3.3 [137]

$$\begin{cases} j = C \frac{dv}{d\tau} - i - f(e), \\ L \frac{di}{d\tau} + Ri = -v = e - E_0, \end{cases} \quad (3.6)$$

де $f(e)$ - функція апроксимації вольт-амперної характеристики тунельного діода (рис. 3.4), що має вигляд [137]

$$f(e) = i_0 - \frac{1}{\rho} \left[(e - e_0) - \frac{(e - e_0)^3}{3K^2} \right], \quad (\rho > 0, K > 0), \quad (3.7)$$

де, $i_0 = f(e_0)$ - функція апроксимації, графік якої подано на рис. 3.4 [137].

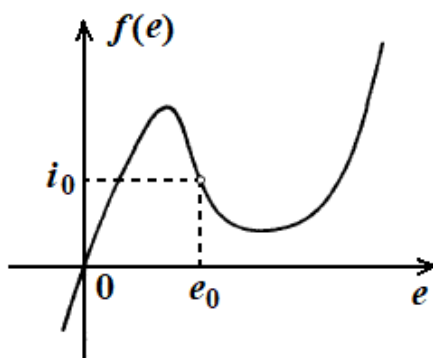


Рисунок 3.4 – Графік функції апроксимації вольт-амперної характеристики тунельного діода [24, 137]

У нормованих змінних [24, 136-137]

$$\begin{aligned}
 t &= \frac{\tau}{\sqrt{LC}}, u = \frac{v + (e_0 - E_0)}{K}, w = \frac{\rho}{K}(i + i_0), \\
 J &= \frac{\rho}{K} j, a = \frac{Ri_0 + (e_0 - E_0)}{K}, b = \frac{R}{\rho}, c = \frac{1}{\rho} \sqrt{\frac{L}{C}},
 \end{aligned}
 \tag{3.8}$$

після підстановки в систему (3.6) матиме вигляд [24, 136-137].

$$\begin{cases}
 J = \frac{1}{c} \frac{du}{dt} - w - \left(u - \frac{u^3}{3} \right), \\
 c \frac{dw}{dt} + bw = a - u,
 \end{cases}
 \tag{3.9}$$

де коефіцієнти a , b і c повинні задовольняти співвідношення [24, 137]

$$1 > b > 0, c^2 > b, 1 > a > 1 - \frac{2}{3}b. \tag{3.10}$$

Класична математична модель ФітцХ'ю-Нагумо має вигляд [24, 136-137]

$$\begin{cases}
 \frac{dx}{dt} = c \left(y - x - \frac{x^3}{3} + z \right), \\
 \frac{dy}{dt} = -\frac{(x - a - by)}{c},
 \end{cases}
 \tag{3.11}$$

де a , b і c - константи, що задовольняють умові (3.10), z - інтенсивність зовнішньої дії, в першому наближенні – це константа, яка може мати вигляд прямокутного імпульсу або дельта-функції, $t \in [0, T]$ - час динамічного процесу, $T > 0$ - часовий інтервал моделювання [24, 137].

Другою моделлю, яка використовується для моделювання пристроїв на основі резонансно-тунельного діода, є модель генератора Лінара. Для еквівалентної схеми на рис. 3.5 за законами Кірхгофа система диференціальних рівнянь має вигляд [24, 127]

$$\begin{cases} \frac{dV}{dt} = \frac{1}{C} [I - F(V)], \\ \frac{dI}{dt} = \frac{1}{L} (V_{dc} - RI - V). \end{cases} \quad (3.12)$$

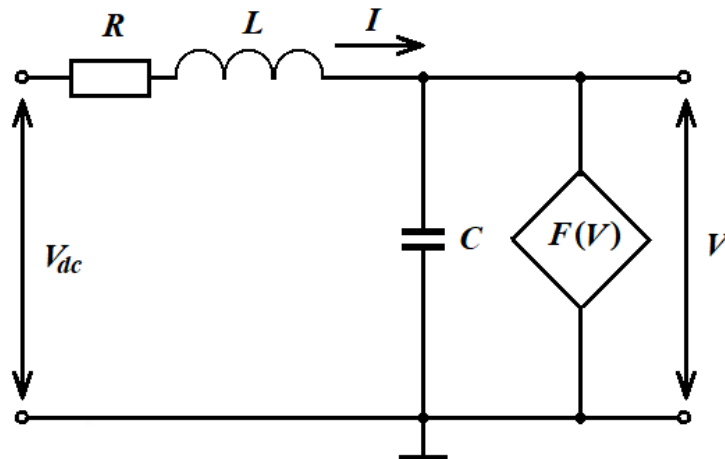


Рисунок 3.5 – Електрична схема мікрохвильового генератора Лінара на основі РТД [24, 127]

Фізична модель (3.2)-(3.4), яка запропонована в [127, 138], складається з математичної функції, що забезпечує задовільну форму ВАХ для пристроїв на основі InGaAs і GaAs резонансно-тунельних діодів (див. п. 3.1).

Автор у роботі [24] для схеми генератора на рис. 3.5 після математичних перетворень отримав таке диференційне рівняння другого порядку

$$\ddot{V} + \left[\frac{R}{L} + \frac{1}{C} \frac{dF(V)}{dV} \right] \dot{V} + \frac{1}{LC} [V - V_{dc} + RF(V)] = 0. \quad (3.13)$$

Частота коливань осцилятора Лінара на рис. 3.5 дорівнює [127, 138]

$$f_0(V) \approx \frac{1}{2\pi \sqrt{L \cdot C(V)}}. \quad (3.14)$$

На рис. 3.6 наведено еквівалентну схему найпростішого мікрохвильового неавтономного радіочастотного пристрою на основі РТД [24, 139, 140].

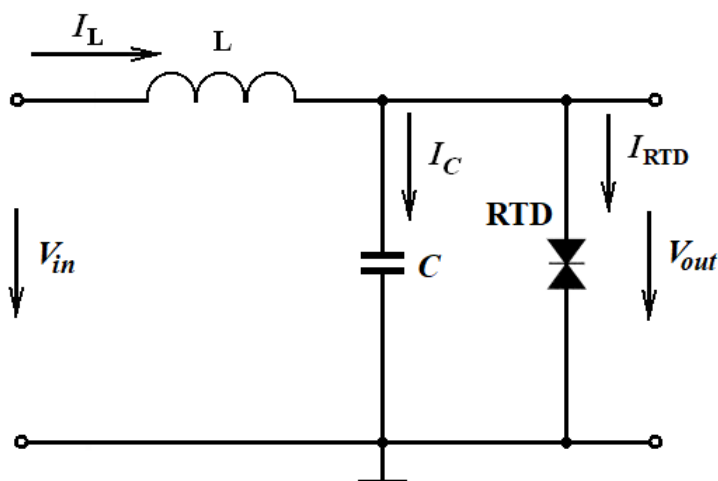


Рисунок 3.6 – Еквівалентна схема простого мікрохвильового неавтономного радіочастотного пристрою на основі резонансно-тунельного діода [24]

Для аналітичного представлення вольт-амперної характеристики резонансного тунельного діода автором у роботі [24] було застосовано апроксимацію поліномом 4-го степеня вигляду

$$F(x) = F_1 x + F_2 x^2 + F_3 x^3 + F_4 x^4, \quad (3.15)$$

де F_1, F_2, F_3, F_4 - коефіцієнти апроксимації.

На рис. 3.7 показано графік нормованих вольт-амперних характеристик резонансно-тунельного діода, апроксимованих автором у роботі [24] за допомогою функції апроксимації (3.15) з такими коефіцієнтами: $F_1 = 0.89558$, $F_2 = 15.20661$, $F_3 = -38.53568$, $F_4 = 23.4335$.

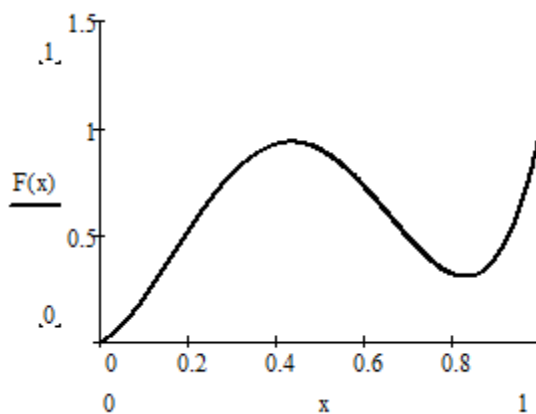


Рисунок 3.7 – Нормовані вольт-амперні характеристики резонансно-тунельного діода, апроксимовані за допомогою рівняння (3.14) [24]

Система рівнянь Кірхгофа для електричного кола на рис. 3.6 має вигляд [140]

$$\begin{cases} \frac{dV_{out}}{dt} = \frac{1}{C}(i_L - i_{RTD}) = \frac{1}{C}[i_L - G(V_{out})], \\ \frac{di_L}{dt} = \frac{1}{L}(V_{in} - V_{out}), \end{cases} \quad (3.16)$$

де $V_{out} = V_C$, а вхідна напруга рівна [140]

$$V_{in} = V_0 + V_m \sin(\omega_{in} t), \quad (3.17)$$

де V_0 - напруга зсуву для встановлення робочої точки на спадаючій ділянці I-V кривої; V_m , ω_{in} - амплітуда та кругова частота зовнішньої синусоїдальної дії, відповідно [24].

У нормованих змінних система диференціальних рівнянь (3.16) має вигляд [24, 140]

$$\begin{cases} \frac{dx_1}{dt} = \frac{1}{\varepsilon} [x_2 - f(x_1)], \\ \frac{dx_2}{dt} = \varepsilon [\Gamma + \nu \cdot \sin(\omega t) - x_1], \end{cases} \quad (3.18)$$

де нормовані змінні та коефіцієнти системи мають вигляд [24, 140]

$$x_1 = \frac{V_{out}}{E_M}, x_2 = \frac{i_L}{I_M}, T = \frac{t}{\sqrt{LC}}, \omega = \omega_{in} \sqrt{LC}, \quad (3.19)$$

$$\Gamma = \frac{V_o}{V_M}, \nu = \frac{V_m}{V_M}, \varepsilon = \frac{V_M/I_M}{\sqrt{L/C}}, \quad (3.20)$$

де V_M, I_M - координати точки максимуму для напруги та струму на вольт-амперній характеристиці резонансно-тунельного діода [24, 139].

Динамічна система (3.18) з коефіцієнтами (3.19)-(3.20) є спрощеною версією математичної моделі Ван дер Поля [139]. На рис. 3.8 - рис. 3.10 наведені результати математичного моделювання НВЧ-радіочастотного пристрою на основі резонансно-тунельного діода, які отримані автором у роботі [24].

Результати математичного моделювання (рис. 3.8 – рис. 3.10) показують, що нелінійність ВАХ суттєво впливає на спектральний склад вихідного сигналу. Це можна пояснити короткою спадаючою ділянкою вольт-амперної характеристики резонансно-тунельного діода. Перевагами НВЧ регенеративного пристрою на основі резонансно-тунельного діода є: 1) простота конструкція; 2) режими регулювання роботи напругою; 3) амплітуда вихідного сигналу більша за амплітуду вхідного сигналу. Недоліком НВЧ регенеративного пристрою на основі резонансно-тунельного діода є сильні нелінійні спотворення вихідного сигналу. Позбутися зазначеного недоліку можна шляхом застосування додаткового резонатора з високою добротністю.

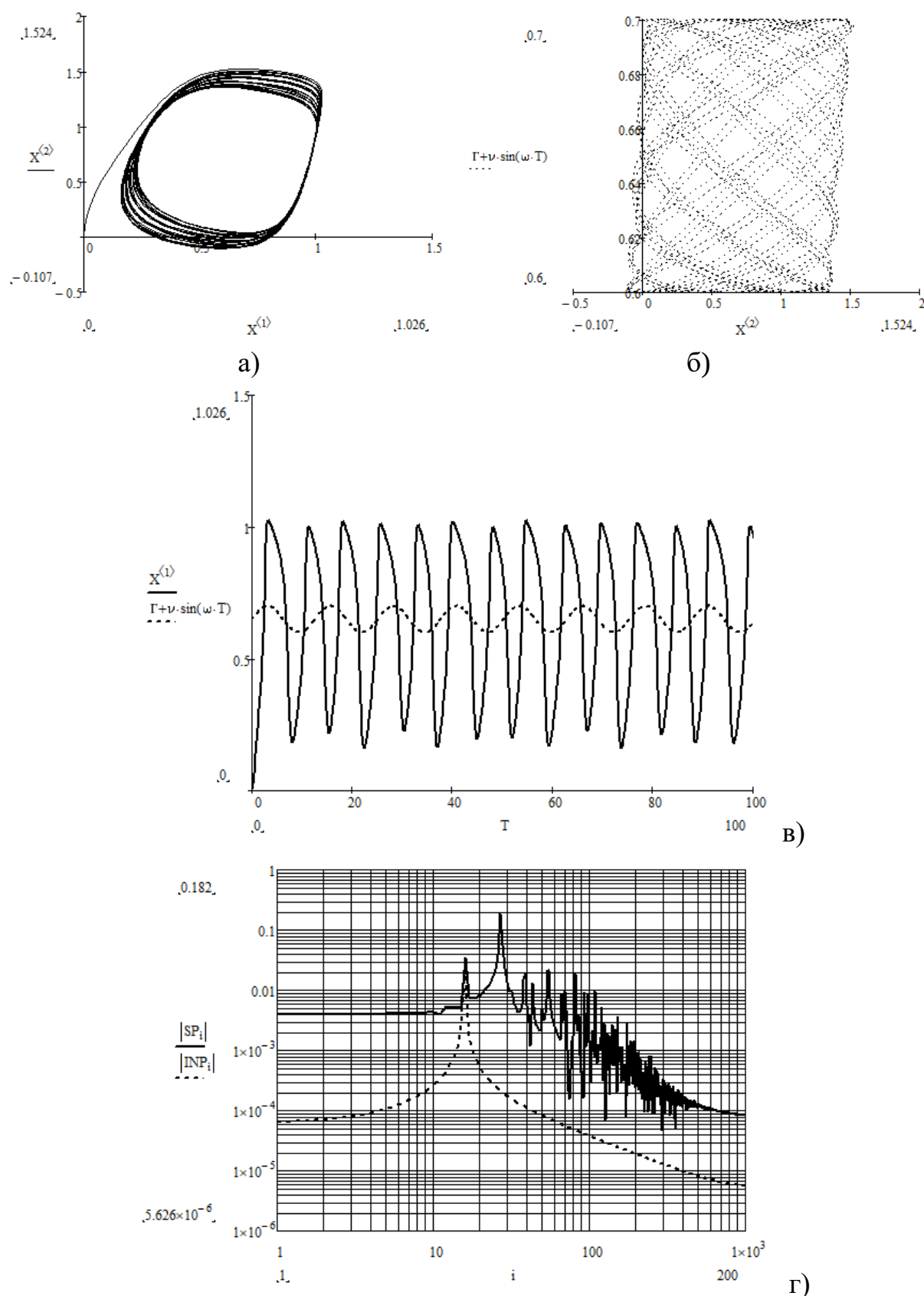


Рисунок 3.8 – Фазовий портрет динамічної системи (а); фігура Ліссажу нормованих коливань вхідної та вихідної напруг (б) в режимі множення частоти на 1,5; суміщена часова діаграма (в) та амплітудний спектр (г) вхідної та вихідної напруги в режимі множення частоти на 1,5 при $\varepsilon = 1.5$, $\Gamma = 0.65$, $\nu = 0.05$, $\omega = 0.5$

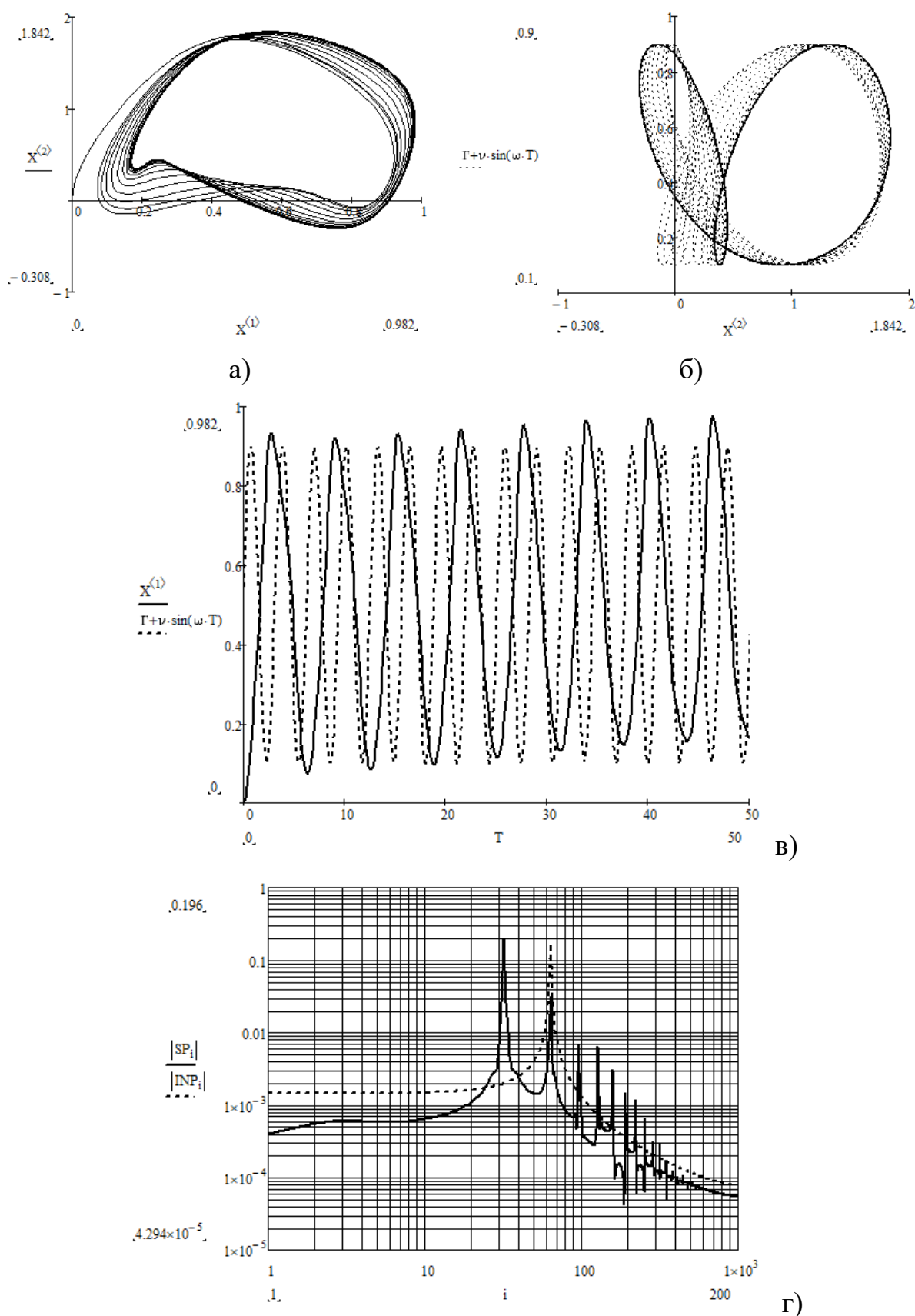
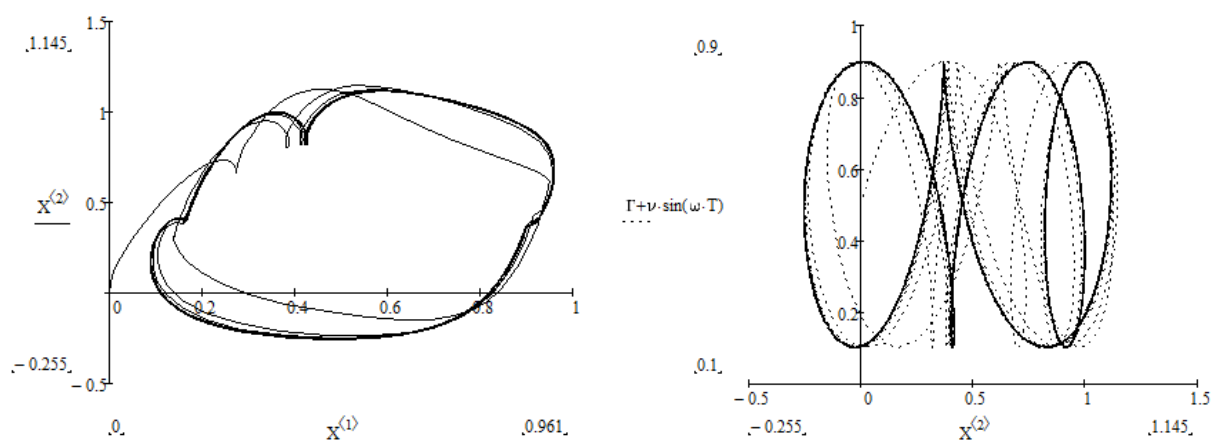
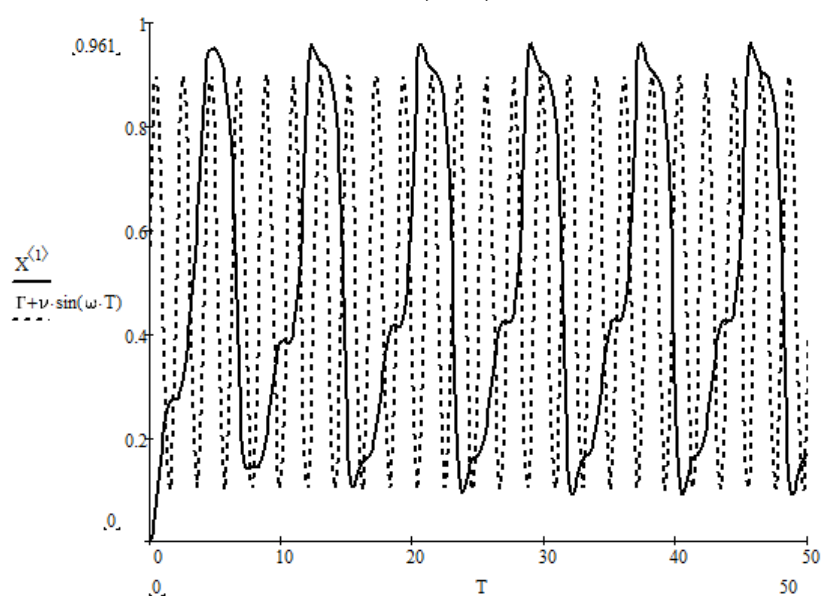


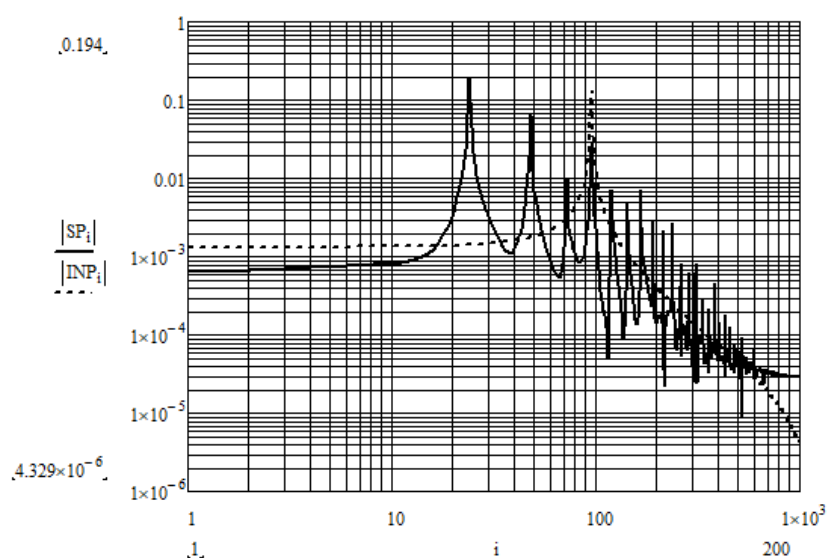
Рисунок 3.9 – Фазовий портрет динамічної системи (а); фігура Ліссажу нормованих коливань входної та вихідної напруг (б) в режимі ділення частоти на 2; суміщена часова діаграма (в) та амплітудний спектр (г) входної та вихідної напруги в режимі ділення частоти на 2 при $\varepsilon = 2$, $\Gamma = 0.5$, $\nu = 0.4$, $\omega = 2.0$



а) б)



в)



г)

Рисунок 3.10 – Фазовий портрет динамічної системи (а); фігура Ліссажу нормованих коливань вхідної та вихідної напруг (б) в режимі ділення частоти на 4; суміщена часова діаграма (в) та амплітудний спектр (г) вхідної та вихідної напруги в режимі ділення частоти на 4 при $\varepsilon = 1$, $\Gamma = 0.5$, $\nu = 0.4$, $\omega = 3.0$

3.3 Дослідження ширококугових властивостей прямокутної рупорної антени в режимі багатомодового збудження електромагнітних хвиль

Хвилеводні випромінювачі та рупорні антени є поширеним типом антен НВЧ діапазону [141]. Їх використовують як окремі антени, а також як випромінювальні елементи інших антен (дзеркальних, лінзових) [142]. Рупорні антени широко використовують у діапазонах сантиметрових і міліметрових довжин електромагнітних хвиль [143].

Рупорні антени формують діаграми спрямованості шириною від $100^{\circ}\sim 140^{\circ}$ у розкривах рупорів спеціальної геометричної форми до $10^{\circ}\sim 20^{\circ}$ у пірамідальних рупорах. Можливість подальшого звуження діаграми спрямованості рупорної антени обмежена потребою збільшення його геометричних розмірів [144].

Основні переваги рупорних антен [145, 146]:

1. Ширококуговість. Перекриття діапазону рупорних антен становить приблизно півтора рази. Можливість зміни робочої частоти в більшу сторону обмежена складністю збудження і поширення вищих типів електромагнітних хвиль у фідерах.

2. Висока енергоефективність. Їх коефіцієнт корисної дії становить 94~96%.

3. Велика потужність НВЧ сигналу.

4. Виготовлення рупорної антени дуже просте.

Основні недоліки рупорних антен [147, 148]:

1. Конструкція громіздка.

2. Труднощі у формуванні вузької діаграми спрямованості.

3. Труднощі керування амплітудно-фазовим розподілом поля в розкриві рупора. Це обмежує здатність створити діаграми спрямованості спеціальної форми та зменшити рівень бокових пелюсток.

Існують два шляхи вирішення задачі зменшення довжини рупора. Перший шлях полягає у використанні багаторупорної антени. Великий розмір площі розкриву рупорної антени розбивають на n частин. Таким чином довжину кожного рупора можна зменшена в n^2 разів порівняно з довжиною простої

рупорної антени. Для того, щоб була однаковою довжина проходження електромагнітною хвилею від живлячого хвилевода до кожного з рупорів, такі рупори розташовують уздовж прямої лінії в одній площині. Таким чином буде досягнута синфазність збудження рупорів [149].

В основу другого шляху зменшення довжини рупора лежить використання спеціальних пристроїв, що корегують фазові спотворення поля у розкритті рупорної антени. Ці пристрої призначені для штучного вирівнювання довжини шляху, що пройде електромагнітна хвиля від горловини рупора до кожної точки площини розкриття рупора. Наприклад, у розкритті рупорної антени розміщують діелектричні або металопластинчасті лінзи. Застосування таких лінз вирівнює фазовий фронт електромагнітної хвилі. Іншим варіантом є застосування метаматеріалів всередині рупорної антени [150].

ІТ-технології широко використовуються в сучасних засобах і методах автоматичного вимірювання діаграм спрямованості антен [151]. Умовно їх можна розділити на програмну реалізацію та програмно-апаратну реалізацію з використанням ІТ-технологій. Серед програмних методів дослідження процесів розповсюдження радіохвиль слід звернути увагу на багатозадачні пакети програм CST Microwave Studio, Ansys Electronics, COMSOL Multiphysics, Altair Feko, EMCoS Studio [29]. Ці програмні пакети розроблені для моделювання різноманітних фізичних і технічних проблем, пов'язаних із збудженням і поширенням радіохвиль. Однак такі програмні пакети вимагають потужних обчислювальних ресурсів і є дорогими. Іншим їхнім недоліком є обмежена можливість вбудованого застосування автоматичних вимірювачів параметрів антени [28, 29].

Сучасні автоматичні вимірювачі параметрів хвилі антени від провідних світових виробників з використанням ІТ-технологій добре відомі. Серед них на особливу увагу заслуговують серія аналізаторів мережі PNA та мікрохвильовий аналізатор мережі Agilent серії PNA. Цей автоматичний вимірювач параметрів хвилі антени широко інтегрований з інформаційним обладнанням і має розвинені функції програмного забезпечення. У своїй структурі вони мають потужні

інструменти обчислення для забезпечення високої точності вимірювання та високої швидкості вимірювання. Головний їх недолік - висока вартість. Тому використовувати їх для вирішення окремих технічних завдань економічно недоцільно [28].

Переважає більшість наукових досліджень характеристик спрямованості рупорних антен проведено на одномодових режимах. Дослідженню параметрів і характеристик багатомодових рупорних антен приділено мало уваги. Тому в даному розділі наведено результати дослідження процесу випромінювання електромагнітних хвиль та характеристик спрямованості прямокутних рупорних антен у багатомодовому режимі роботи, що зумовлено розширенням робочого діапазону частот.

Завданням у роботі [28] було дослідити характеристики спрямованості прямокутної рупорної антени в багатомодовому режимі, при поширенні трьох нижчих мод хвиль магнітного типу.

Амплітудна діаграма спрямованості антени є важливою характеристикою сучасних антен для пристроїв радіоелектронних систем. Амплітудна діаграма спрямованості антени – це є залежність інтенсивності електромагнітного поля у дальній зоні, що випромінює антена, від кутів θ і φ при фіксованій відстані від точки спостереження в далекій зоні до місця розташування антени (початку координат). Фізичний зміст амплітудної діаграми спрямованості антени полягає у тому, що вона характеризує здатність антени концентрувати електромагнітну енергію у потрібному секторі простору [152]. У роботі [28] автором здійснено розрахунок амплітудної діаграми спрямованості антени на трьох частотах робочого діапазону – на нижній, середній та верхній частотах діапазону. Це зроблено з метою, щоб з'ясувати діапазонні властивості прямокутної рупорної антени.

При розгляді процесів спрямованого поширення електромагнітних хвиль потрібно ввести систему координат. При дослідженні спрямованого поширення електромагнітних хвиль використовують сферичну систему координат. Для зручності інтерпретації отриманих результатів спрямованого поширення

електромагнітних хвиль сферичну систему координат поєднують із Декартовою системою координат. При цьому, Декартову систему координат орієнтують таким чином, щоб вісь z була спрямована в напрямку основного поширення електромагнітних хвиль. Тоді поперечною площиною буде площина XOY . Вигляд рупорної антени та система координат для розрахунку амплітудної діаграми спрямованості показані на рис. 3.11.

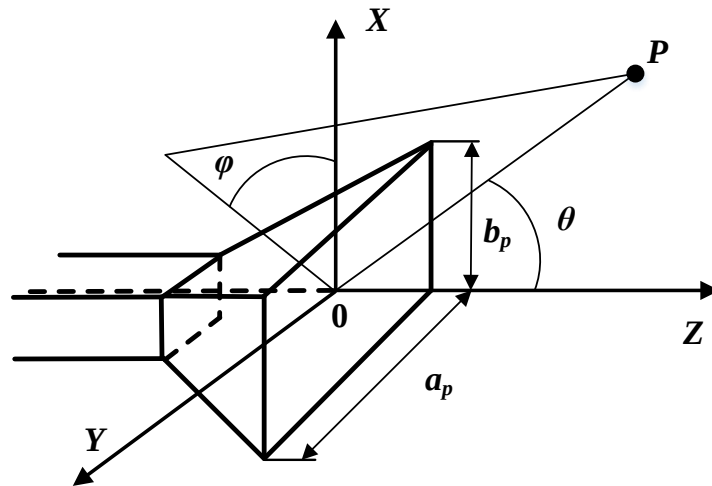


Рисунок 3.11 – Система координат при розрахунку амплітудної діаграми спрямованості прямокутної рупорної антени

Розрахунок нормованої амплітудної діаграми спрямованості в горизонтальній та вертикальній площинах в одномодовому режимі прямокутної рупорної антени здійснюють за такими формулами [153]:

– у площині H :

$$F_H(\varphi) = \frac{1 + \cos \varphi}{2} \cdot \frac{\cos\left(\frac{\pi a_p}{\lambda} \cdot \sin \varphi\right)}{1 - \left(\frac{2a_p}{\lambda} \sin \varphi\right)^2}, \quad (3.21)$$

– у площині E :

$$F_E(\theta) = \frac{1 + \cos \theta}{2} \cdot \frac{\cos\left(\frac{\pi b_p}{\lambda} \cdot \sin \theta\right)}{\frac{\pi b_p}{\lambda} \sin \theta}, \quad (3.22)$$

де a_p і b_p – розміри широкої та вузької сторін розкриття прямокутного рупора (рис. 3.11); λ – довжина електромагнітної хвилі.

Здійснимо розрахунки для трьох типів магнітних хвиль (H_{10} , H_{20} , H_{30}). Дослідимо залежність діаграми спрямованості від амплітуди при одночасному випромінюванні цих хвиль [154]. Розрахунок нормованої парціальної діаграми спрямованості прямокутної рупорної антени здійснено за формулами (3.23), (3.24) для кожної хвилі окремо [153]:

– для площини H :

$$F_H(\theta) = B \frac{\cos\left(\frac{mka_p}{2} \cdot \sin\theta\right)}{1 - \left(\frac{2ma_p}{\lambda} \sin\theta\right)^2}, \quad (3.23)$$

– для площини E :

$$F_E(\theta) = A \frac{\sin\left(\frac{kb_p}{2} \cdot \sin\theta\right)}{\frac{kb_p}{\lambda} \sin\theta}, \quad (3.24)$$

де B і A – амплітудні значення; m – індекс відповідного типу магнітної хвилі (1, 2 або 3); $k = \frac{2\pi}{\lambda}$ це – постійна розповсюдження електромагнітної хвилі у вільному просторі.

У роботі [28] сумарну діаграму спрямованості прямокутної рупорної антени автор визначив за такою формулою

$$F(\theta) = F_{H_{10}}(\theta) + F_{H_{20}}(\theta) + F_{H_{30}}(\theta). \quad (3.25)$$

Автором було здійснено дослідження спрямованих властивостей прямокутної рупорної антени з такими геометричними розмірами:

- широка стінка розкриву рупора $a_p=147$ мм;
- вузька стінка розкриву рупора $b_p=98$ мм;
- довжина рупора в площині H $R_H=293$ мм;
- довжина рупора в площині E $R_E=286$ мм;
- довжина прямокутного рупора (відстань від розкриву прямокутного хвилеводу до горловини рупора) $h=256.4$ мм.

У площині E діаграма спрямованості буде незмінною. Тому в даній площині не здійснене дослідження, а дослідження здійснене у площині H . У площині H для хвилі H_{10} амплітуду вважаємо постійною, тобто $B=1$, а для хвиль H_{20} і H_{30} – амплітуда є змінюваною величиною. На рис. 3.12–3.15 наведені нормовані сумарні амплітудні діаграми спрямованості рупорної антени в площині H для довжини хвилі 24,5 мм, що розраховані за співвідношеннями (3.23) і (3.25).

Зазвичай електродинамічні задачі з поширення радіохвиль, які описуються диференційними рівняннями, в обчислювальній техніці вирішуються з використанням методу кінцевих елементів (FEM – Finite Element Method) [155]. Сучасні пакети програм для дослідження процесів поширення радіохвиль застосовують інші обчислювальні методи для вирішення електродинамічних задач. Найбільшого поширення отримали такі два з них: метод кінцевих різниць у часовій області FDTD (англ. Finite-Difference Time-Domain method) та метод кінцевих різниць у частотній області FDFD (англ. Finite-Difference Frequency-Domain method) [155, 156].

У роботі [28] для комп'ютерного моделювання автор використав пакет програм EMC Studio. Пакет програм EMC Studio було обрано тому, що він використовує сучасні досягнення ІТ-технологій. Пакет програм EMC Studio дає змогу проаналізувати режими роботи рупорної антени, візуально аналізувати просторові діаграми направленості. Пакет програм EMC Studio широко застосовується для моделювання різних типів антен.

$$F(\theta) := \frac{\left| \frac{\sin\left(0.209 \frac{61.975 \sin(\theta)}{2}\right)}{\left(0.209 \frac{61.975 \sin(\theta)}{2}\right)} + \frac{\sin\left(0.209 \frac{61.975 \sin(\theta)}{2}\right)}{\left(0.209 \frac{61.975 \sin(\theta)}{2}\right)} + \frac{\sin\left(0.209 \frac{61.975 \sin(\theta)}{2}\right)}{\left(0.209 \frac{61.975 \sin(\theta)}{2}\right)} \right|}{3}$$

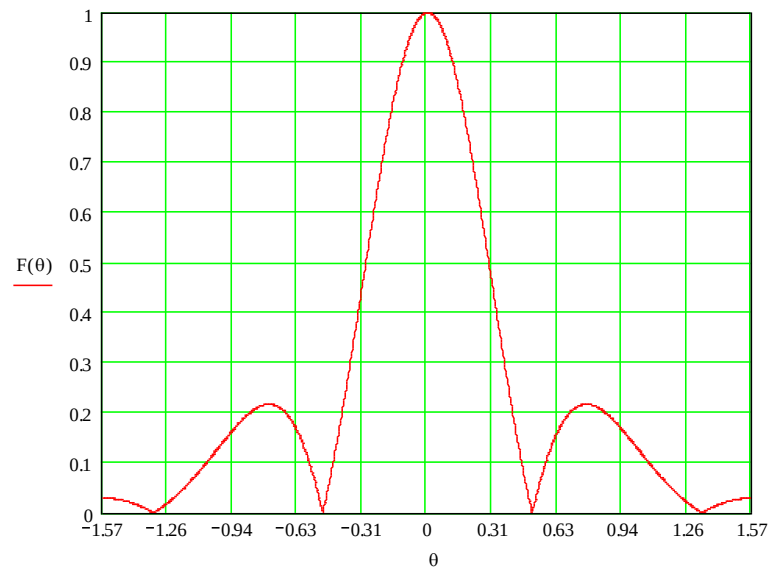


Рисунок 3.12 – Амплітудна діаграма спрямованості прямокутної рупорної антени в площині E при $A=1$

$$f(\theta) := \frac{\left[\frac{\cos\left(\frac{0.20971.25 \sin(\theta)}{2}\right)}{1 - \left(2 \cdot \frac{71.25 \sin(\theta)}{30}\right)^2} \right] + \left[\frac{\cos\left(\frac{2 \cdot 0.20971.25 \sin(\theta)}{2}\right)}{1 - \left(2 \cdot \frac{71.25 \sin(\theta)}{30}\right)^2} \right] + \left[\frac{\cos\left(\frac{3 \cdot 0.20971.25 \sin(\theta)}{2}\right)}{1 - \left(2 \cdot \frac{71.25 \sin(\theta)}{30}\right)^2} \right] \right|}{3}$$

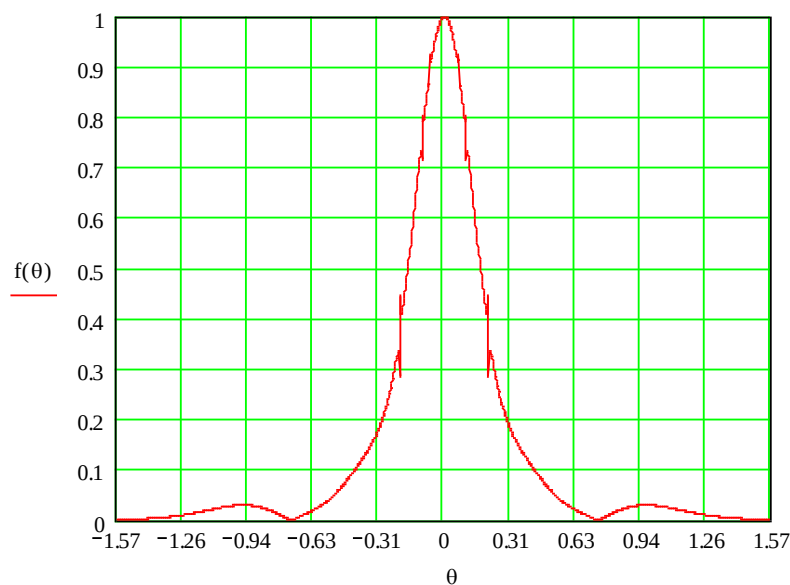


Рисунок 3.13 – Амплітудна діаграма спрямованості прямокутної рупорної антени в площині H при $B=1$

$$F(\theta) := \frac{\left[\frac{\cos\left(\frac{0.20971.25\sin(\theta)}{2}\right)}{1 - \left(2 \cdot \frac{71.25\sin(\theta)}{30}\right)^2} \right] + \left[\frac{0.5\cos\left(\frac{2 \cdot 0.20971.25\sin(\theta)}{2}\right)}{1 - \left(2 \cdot \frac{2 \cdot 71.25\sin(\theta)}{30}\right)^2} \right] + \left[\frac{0.5\cos\left(\frac{3 \cdot 0.20971.25\sin(\theta)}{2}\right)}{1 - \left(2 \cdot \frac{3 \cdot 71.25\sin(\theta)}{30}\right)^2} \right]}{2}$$

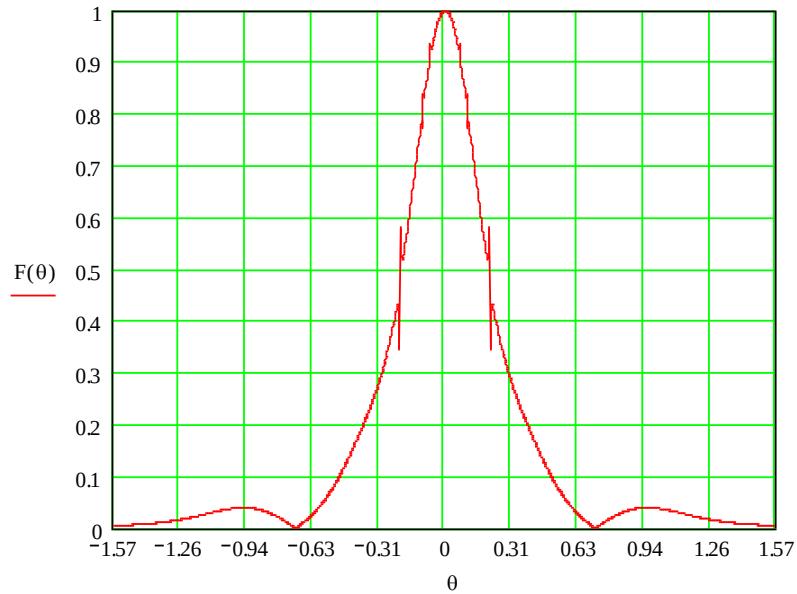


Рисунок 3.14 – Амплітудна діаграма спрямованості прямокутної рупорної антени в площині H при $B=0,5$

$$F(\theta) := \frac{\left[\frac{\cos\left(\frac{0.20971.25\sin(\theta)}{2}\right)}{1 - \left(2 \cdot \frac{71.25\sin(\theta)}{30}\right)^2} \right] + \left[\frac{0.2\cos\left(\frac{2 \cdot 0.20971.25\sin(\theta)}{2}\right)}{1 - \left(2 \cdot \frac{2 \cdot 71.25\sin(\theta)}{30}\right)^2} \right] + \left[\frac{0.2\cos\left(\frac{3 \cdot 0.20971.25\sin(\theta)}{2}\right)}{1 - \left(2 \cdot \frac{3 \cdot 71.25\sin(\theta)}{30}\right)^2} \right]}{1.4}$$

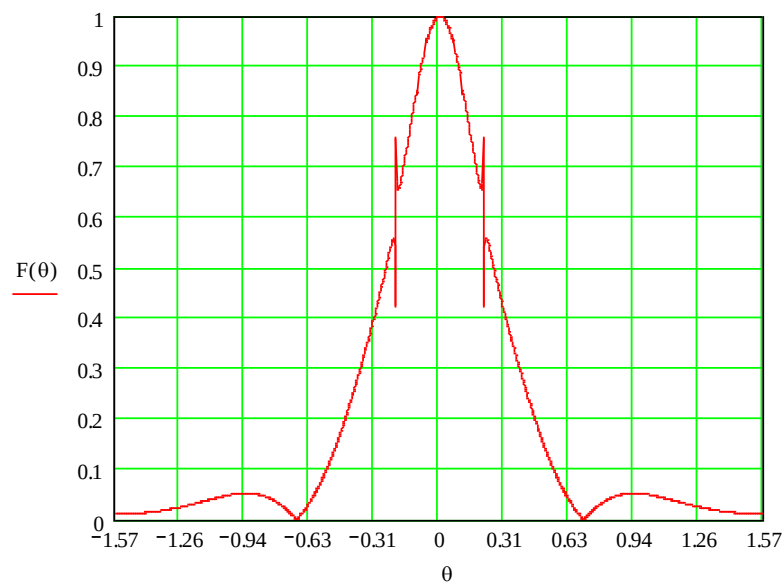


Рисунок 3.15 – Амплітудна діаграма спрямованості прямокутної рупорної антени в площині H при $B=0,2$

У пакеті програм EMC Studio було створено 3D модель досліджуваної антени. Встановлено джерело, задано потрібну смугу частот. У роботі [28] автор навів результати моделювання досліджуваної рупорної антени в діапазоні частот 9–15 ГГц.

Створено новий проект під назвою «horn antenna», стінки рупора задали металевими (рис. 3.16) [28].

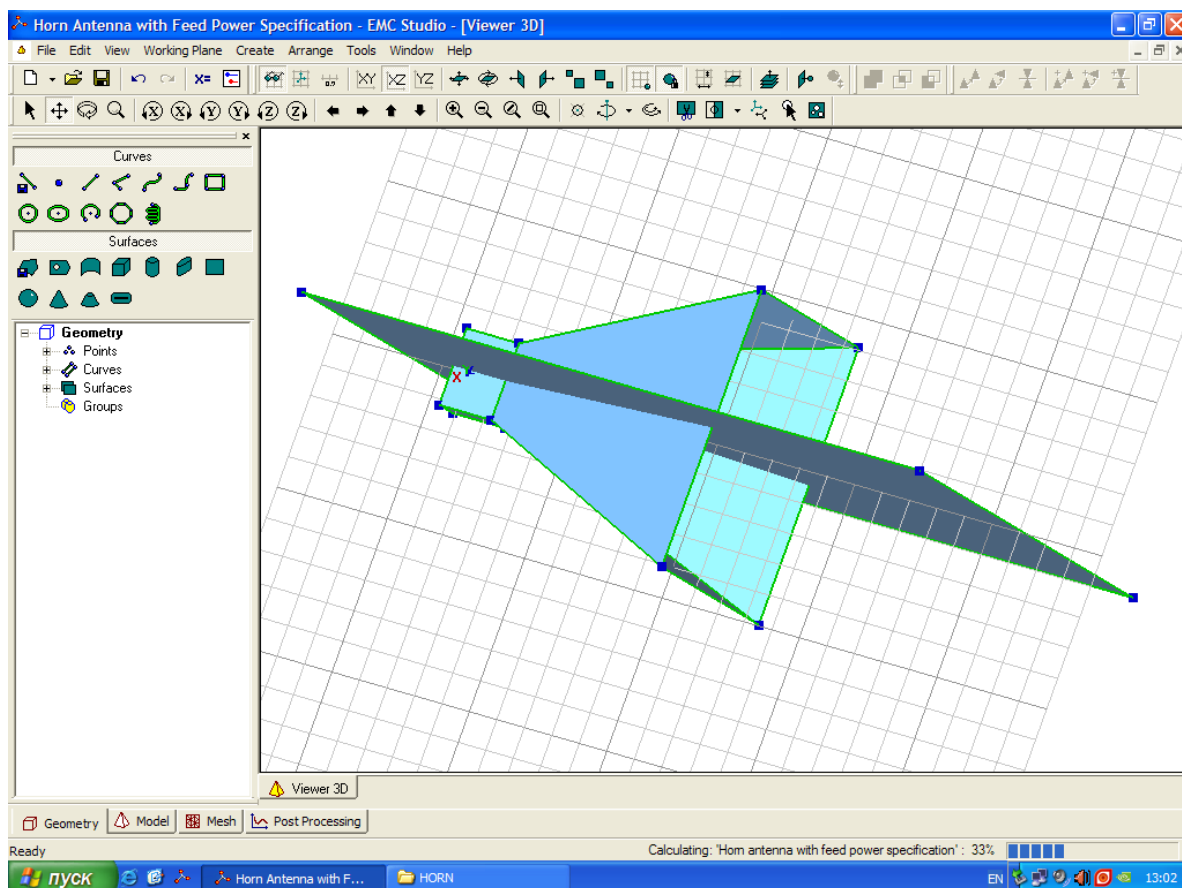


Рисунок 3.16 – Загальний вигляд моделі прямокутної рупорної антени в EMC Studio [28]

Площина, що перетинає даний рупор, використовується як допоміжна для створення правильної симетричної форми рупора (рис. 3.16). Результати моделювання просторової амплітудної діаграми спрямованості наведені на рис. 3.17.

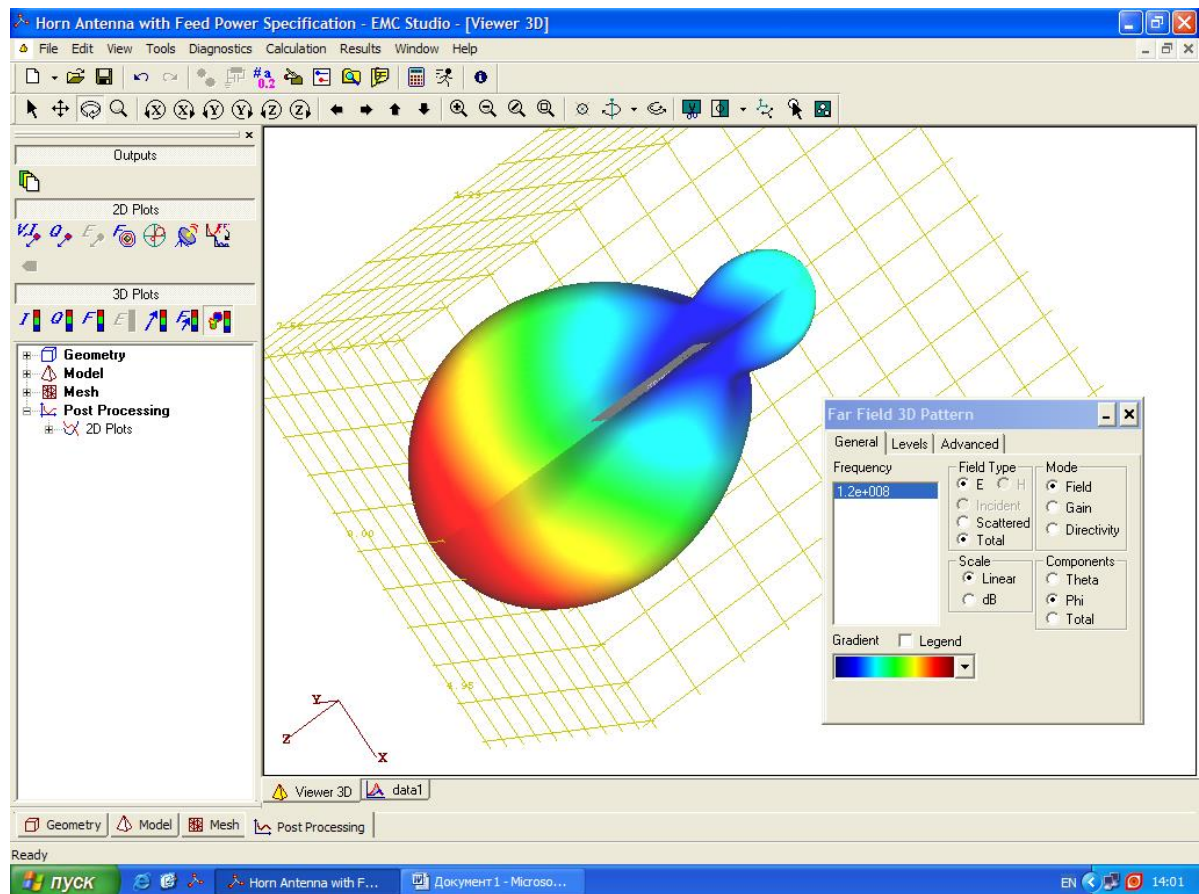


Рисунок 3.17 – Амплітудна діаграма спрямованості прямокутної рупорної антени в EMC Studio на середній частоті 12 ГГц [28]

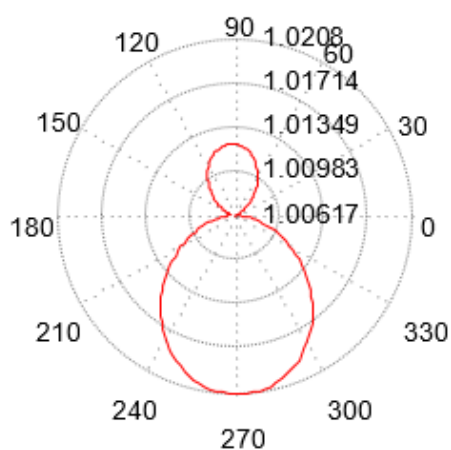
На рис. 3.17 рупор не видно оскільки зображення рівнів електромагнітного випромінювання його закривають.

Нормовані діаграми спрямованості в площині H прямокутної рупорної антени, що працює в багатомодовому режимі для різних частот, показані на рис. 3.18. Просторові діаграми спрямованості прямокутної рупорної антени, що отримані в результаті моделювання в EMC Studio показані на рис. 3.19.

За отриманими результатами комп'ютерного моделювання можна зробити висновок, що прямокутна рупорна антена забезпечує сталість гостро-спрямованих властивостей у вузькій смузі робочих частот 12,0–12,5 ГГц. Це зумовлено тим, що геометричні розміри рупора відіграють значну функцію у хвильових процесах при зміні довжини хвиль, що її живлять.

Project: Horn Antenna

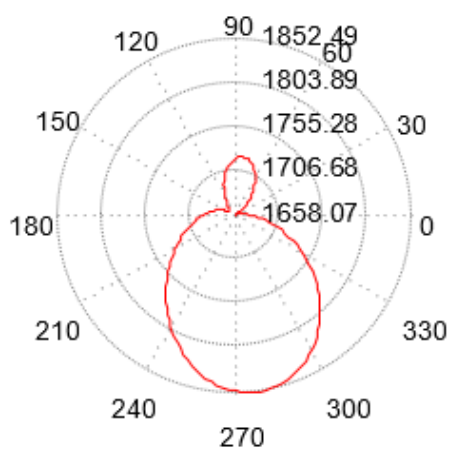
— freq=9Ghz



a)

Project: Horn Antenna

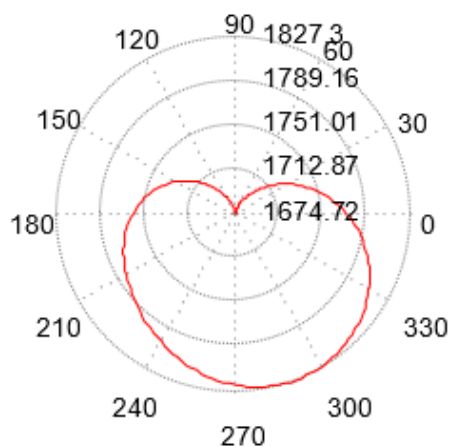
— freq=12Ghz



б)

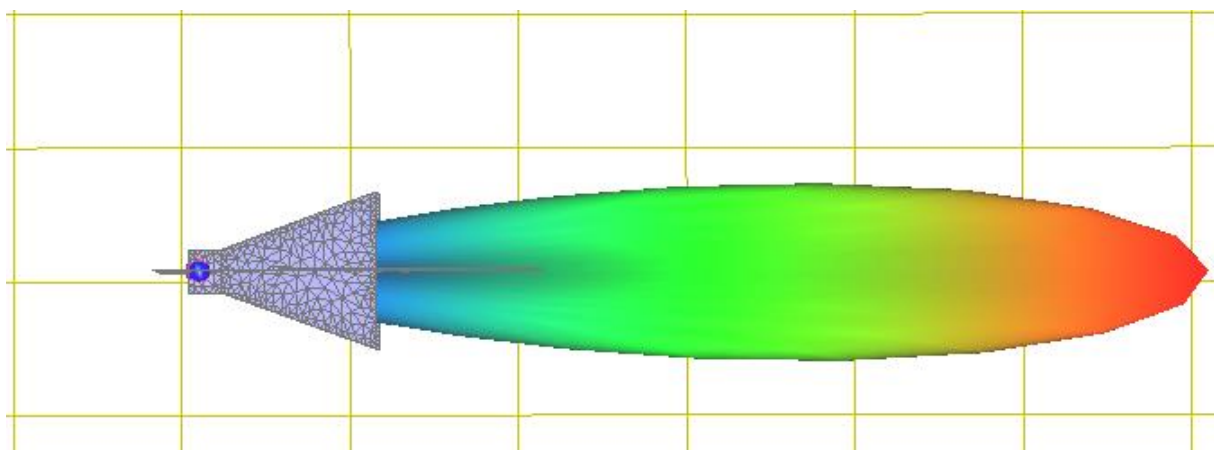
Project: Horn Antenna

— freq=15Ghz

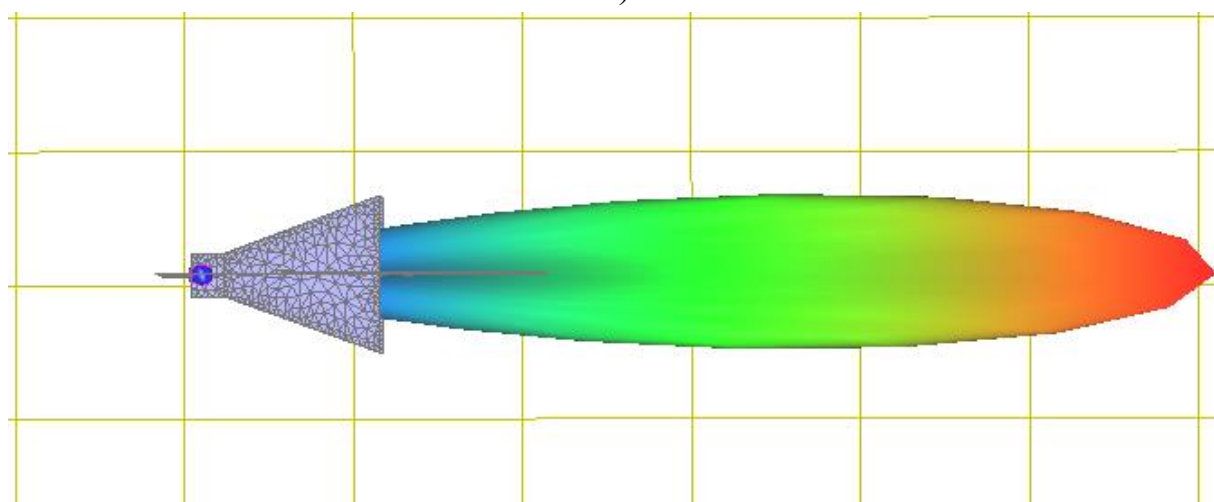


в)

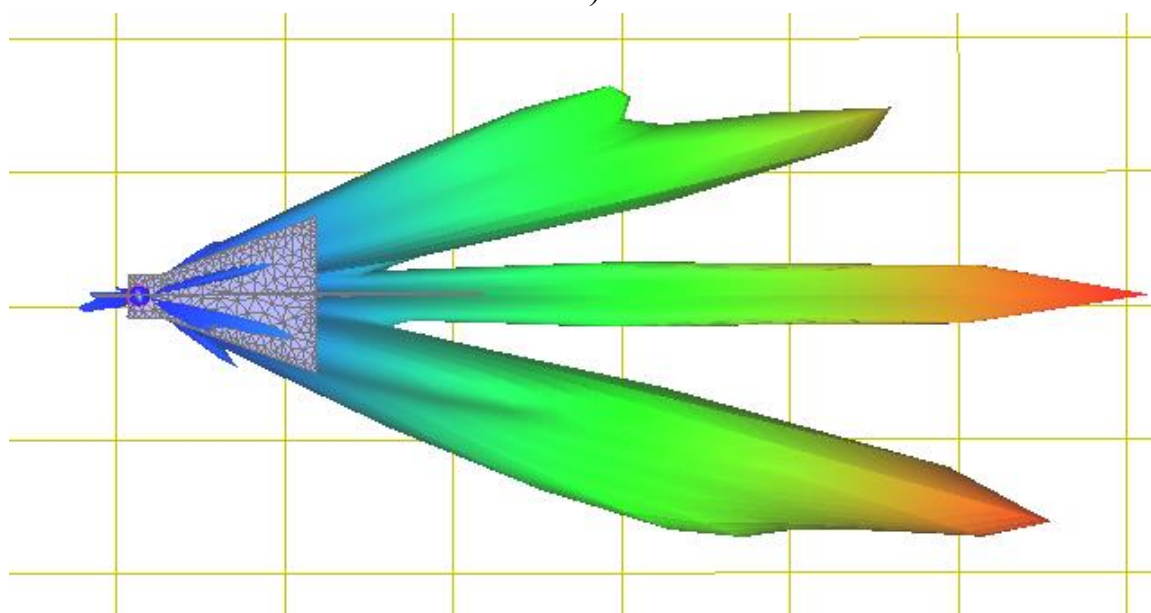
Рисунок 3.18 – Досліджені в EMC Studio нормовані амплітудні діаграми спрямованості прямокутної рупорної антени в площині H на частоті: 9 ГГц (а); 12 ГГц (б); 15 ГГц (в) [28]



а)



б)



в)

Рисунок 3.19 – Досліджені в EMC Studio просторові амплітудні діаграми спрямованості прямокутної рупорної антени на частоті: 9 ГГц (а); 12 ГГц (б); 15 ГГц (в) [28]

Сучасним напрямом конструювання радіомодулів є застосування технології Substrate integrated waveguide (SIW) [144]. Подальший розвиток цього дослідження полягає у створенні прямокутних рупорних антен міліметрового діапазону електромагнітних хвиль методами 3D друку. Це дозволить значно мінімізувати блоки та модулі радіоелектронної апаратури. Прямокутні рупорні антени, що будуть надруковані 3D принтером, працюватимуть у багатомодовому режимі. А тому, отримані автором результати дослідження спрямованих властивостей прямокутної рупорної антени будуть використані у майбутніх дослідженнях прямокутних рупорних антен міліметрового діапазону, які створені методами 3D друку [28].

3.4 Дослідження широкосмугових властивостей прямокутної рупорної антени з діелектричною лінзою

Розробка і дослідження нових методів та засобів для керування параметрами та формою амплітудної діаграми спрямованості рупорних антен є актуальним науково-прикладним завданням [29]. На сьогодні відома низка провідних світових компаній-виробників, які серійно виробляють рупорні антени різних конструкцій. Найбільш відомими з цих провідних світових компаній-виробників є Rohde & Schwarz, Schwarzbeck, Aaronia, TS-Lindgren, AMETEK-CTS [29].

На рис. 3.20 наведено фотографію широкосмугової рупорної антени виробництва компанії Schwarzbeck типу TEMH 6000. Збудження цієї антени відбувається електромагнітними хвилями типу TEM [157]. Це є лінійно поляризована широкосмугова рупорна антена для хвиль типу TEM, яка виготовлена з алюмінію. Антена TEMH 6000 призначена для приймання та передавання радіохвиль, зокрема для генерування та випромінювання полів для випробувань на стійкість до зовнішнього середовища, а також для надширокосмугових вимірювань [157]. Максимальний діапазон частот 300 МГц - 8 ГГц. Діапазон робочих частот 380 МГц - 6 ГГц. Хвильовий опір 50 Ом.

Максимальна потужність випромінювання 300 Вт. У смузі робочих частот максимальний коефіцієнт підсилення не більше 9,41 dBi. Розміри площі випромінювання рупора такі: ширина – 260 мм, висота – 210 мм. Її вага 1,4 кг. Стандарт ІЕС 61000-4-39 є типовим прикладом застосування цієї антени [157].



Рисунок 3.20 – Широкопasmова рупорна антена типу TEMH 6000 виробництва Schwarzbeck [157]

Малі геометричні розміри та вага є перевагами широкопasmової рупорної антени типу TEMH 6000 виробництва Schwarzbeck. Малий коефіцієнт підсилення є її недоліком.

На рис. 3.21 подана фотографія рупорної антени серії PowerLOG® PRO, яка виготовляється компанією Aaronia AG [158]. Антена серії PowerLOG® PRO має велику ширину смуги частот і достатньо високу вхідну потужність. Зі збільшенням частоти її коефіцієнт підсилення збільшується і досягає максимального значення у 14 дБі [158]. Збільшення коефіцієнта підсилення зі зростанням частоти компенсує підвищення втрат у живлячому кабелі на високих частотах. Рупорні антени серії PowerLOG® PRO застосовують для випромінювання і приймання радіохвиль [158]. Максимальна потужність випромінювання 500 Вт. Завдяки цьому рупорні антени серії PowerLOG® PRO придатні для вимірювання електромагнітної сумісності, а також для випромінювання радіоелектронних завад [158]. Основними параметрами антени

є: діапазон робочих частот 300 МГц – 8 ГГц; хвильовий опір 50 Ом; значення коефіцієнта стоячої хвилі по напрузі у живлячому фідері фідері не більше 2,5 у робочому діапазоні частот. Геометричними розмірами рупора є: довжина 510 мм; ширина 507; висота 507 мм. Її вага 8,8 кг.

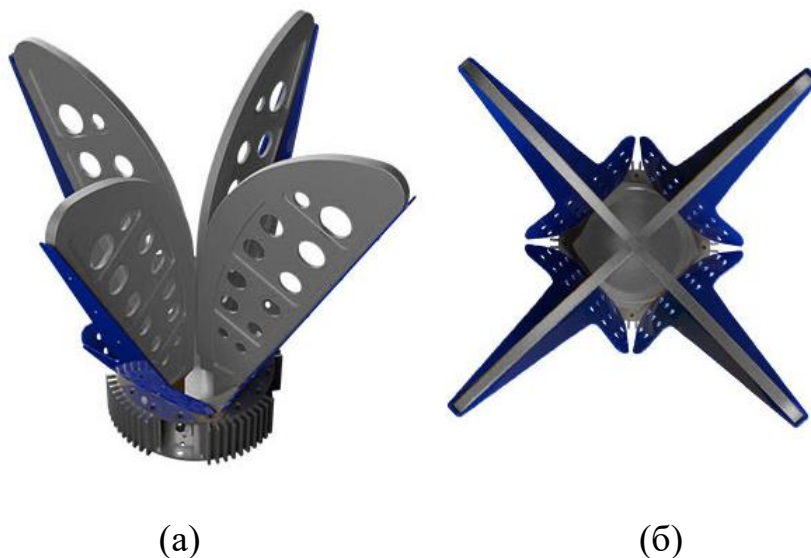


Рисунок 3.21 – Рупорна антени серії PowerLOG® PRO компанії Aaronia AG:
а) вигляд збоку; б) вигляд згори [158]

Конструкція рупорної антени відкритого типу з чотирма ребрами (рис. 3.21) аналогічна двом хвилевідним антенам із двома ребрами, які розміщені ортогонально одна одній. Згідно такої конструкції розроблені та серійно виробляються фірмою ETS-Lindgren рупорні антени для діапазону частот 0,3 ГГц ... 6 ГГц типу Quad-Ridged Horn 3164-06 [159] та для діапазону частот 0,7 ГГц ... 8 ГГц типу Quad-Ridged Horn 3164-08 [160]. Фірма Aaronia виробляє подібні рупорні антени для діапазону частот 0,3 ГГц ... 8 ГГц типу 30600 PowerLOG PRO Series [161]. Основними недоліками зазначених серій рупорних антен є їх великі геометричні розміри, значна вага та надто велика вартість – від 2999 € до 6998 €.

У роботі [162] за допомогою металевої лінзи підвищено коефіцієнт підсилення рупорної антени. Антена, яка запропонована в роботі [162], має просторовий подільник потужності та Н-площинну лінзу. Подільник потужності і лінза металеві та були виготовлені з використанням технології 3-D-друку.

Металева лінза, яка запропонована у [162], для перетворення вихідного квазіциліндричного фронту хвилі у практично плоский фронт хвилі у широкому діапазоні частот має зморшкуваті підканали різної довжини. Таке конструктивне рішення металевої лінзи дало змогу розробити ширококугову антену із підвищеним коефіцієнтом підсилення. У роботі [162] запропоновано дві різні конструкції рупорної антени із застосуванням металевої лінзи. Коефіцієнт підсилення першої конструкції рупорної антени із застосуванням металевої лінзи 18,1 дБі при нормованому рівні бічних пелюсток -9,4 дБ. Коефіцієнт підсилення другої конструкції рупорної антени із застосуванням металевої лінзи 19,6 дБі при нормованому рівні бічних пелюсток -15,0 дБ. У роботі [162] встановлено, що осьова довжина запропонованих конструкцій рупорної антени із застосуванням металевої лінзи на 60% менша в порівнянні з оптимальними рупорними антенами.

Під час дослідження спрямованих властивостей рупорної антени основну увагу дослідники приділяють дослідженню рупорів різної геометричної форми [163]. У той же час, менше уваги приділяють дослідженню параметрів і характеристик рупорних антен із застосуванням діелектричних лінз. Автор у роботі [29] дослідив процес випромінювання електромагнітних хвиль при одномодовому режимі роботи прямокутної рупорної антени із застосуванням діелектричної лінзи.

Для отримання більш гострішої форми діаграми спрямованості поперечний переріз прямокутного хвилеводу стандартного типу плавно збільшують, таким чином перетворюючи його на рупор (рис. 3.22) [29]. У такому випадку структура поля в прямокутному хвилеводі в основному збережеться [28]. У горловині рупора, тобто в місці його приєднання до хвилеводу, будуть виникати вищі типи хвиль. Однак за умови що кут розкриву рупора не є дуже великим, тоді хвилі всіх інших типів, окрім основного, будуть швидко затухати в районі горловини рупора, а вздовж рупора будуть поширюватися лише коливання основного типу хвиль [28].

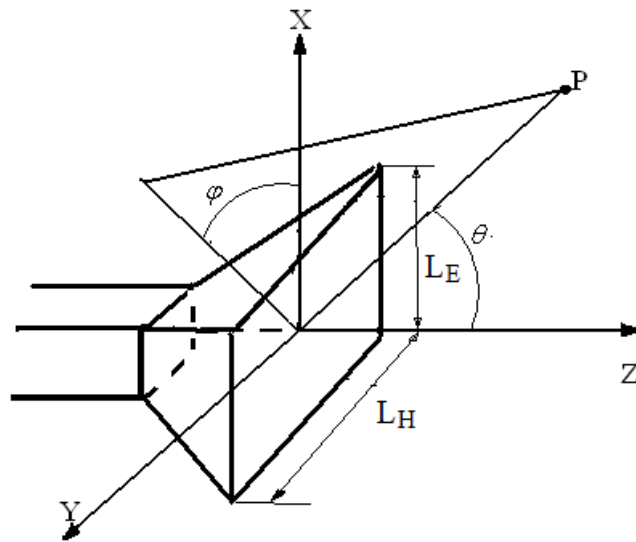


Рисунок 3.22 – Розкрив рупорної антени із введеною системою координат [29]

Плавне збільшення поперечного перерізу прямокутного хвелеводу покращує його узгодження з повітряним середовищем [154]. Модуль коефіцієнта відбиття від площі розкриву прямокутного рупора з хвилею типу H_{10} можна розрахувати по формулі [29]

$$|\rho| = (1 - \lambda / \lambda_{\text{хв}}) / (1 + \lambda / \lambda_{\text{хв}}), \quad (3.26)$$

де λ - довжина хвилі у генераторі (у вільному просторі), $\lambda_{\text{хв}}$ - довжина хвилі у рупорі. Збільшення розкриву рупора у площині вектора H (горизонтальна площина) наближує довжину хвилі в рупорі $\lambda_{\text{хв}}$ до значення довжини хвилі у вільному просторі λ . Тому модуль коефіцієнта відбиття $|\rho|$ прямує до нуля [29].

Комплексна діаграма спрямованості рупорної антени є функціональною залежністю інтенсивності електромагнітного поля, яке випромінює рупорна антена у дальній зоні, від величини кутів θ і ϕ за умови однієї і тієї ж відстані від початку координат до точки спостереження. Комплексна діаграма спрямованості рупорної антени має три складові – амплітудну діаграму спрямованості, фазову діаграму спрямованості та поляризаційну діаграму спрямованості. Фізичний зміст амплітудної діаграми спрямованості рупорної антени полягає у здатності рупорної антени концентрувати електромагнітну енергію у потрібному секторі

простору [29]. У роботі [29] для з'ясування діапазонних властивостей антени автор зробив розрахунки ДС на трьох частотах робочого діапазону - нижній, середній та верхній.

На рис. 3.23 показано профіль діелектричної лінзи, θ^E – кут між віссю антени і напрямком в точку спостереження.

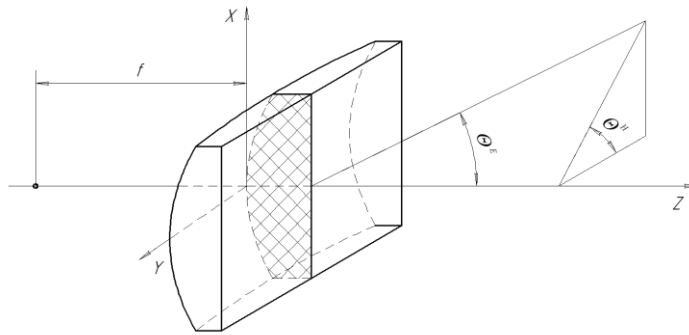


Рисунок 3.23 – Профіль діелектричної лінзи [29]

У роботі [29] автор отримав результати математичного моделювання нормованої амплітудної діаграми спрямованості за допомогою програми Mathcad 15 з використанням таких співвідношень:

- в площині Н

$$F(\theta^H) = \frac{\sin\left(\frac{\pi}{\lambda} \cdot a_p \cdot \sin \theta^H\right) \theta}{\frac{\pi}{\lambda} \cdot a_p \cdot \sin \theta^H} \cdot \frac{1 + \cos \theta^H}{2}, \quad (3.27)$$

- в площині Е

$$F(\theta^E) = \frac{\sin\left(\frac{\pi}{\lambda} \cdot b_p \cdot \sin \theta^E\right) \theta}{\frac{\pi}{\lambda} \cdot b_p \cdot \sin \theta^E} \cdot \frac{1 + \cos \theta^E}{2}. \quad (3.28)$$

На рис. 3.24 і рис. 3.25 наведені графіки діаграм спрямованості в площині Н та Е відповідно [29]. Параметри амплітудної ДС антени занесені до табл. 3.1 [29].

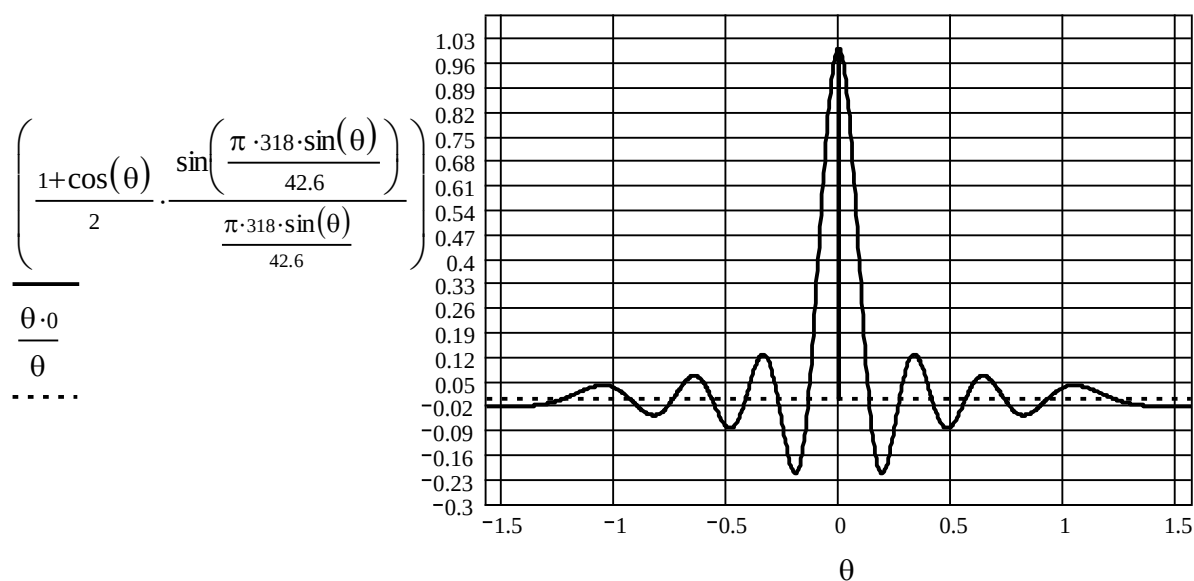


Рисунок 3.24 - Діаграма спрямованості рупорної антени з діелектричною лінзою в площині Н на середній довжині хвилі $\lambda = 42,6$ мм [29]

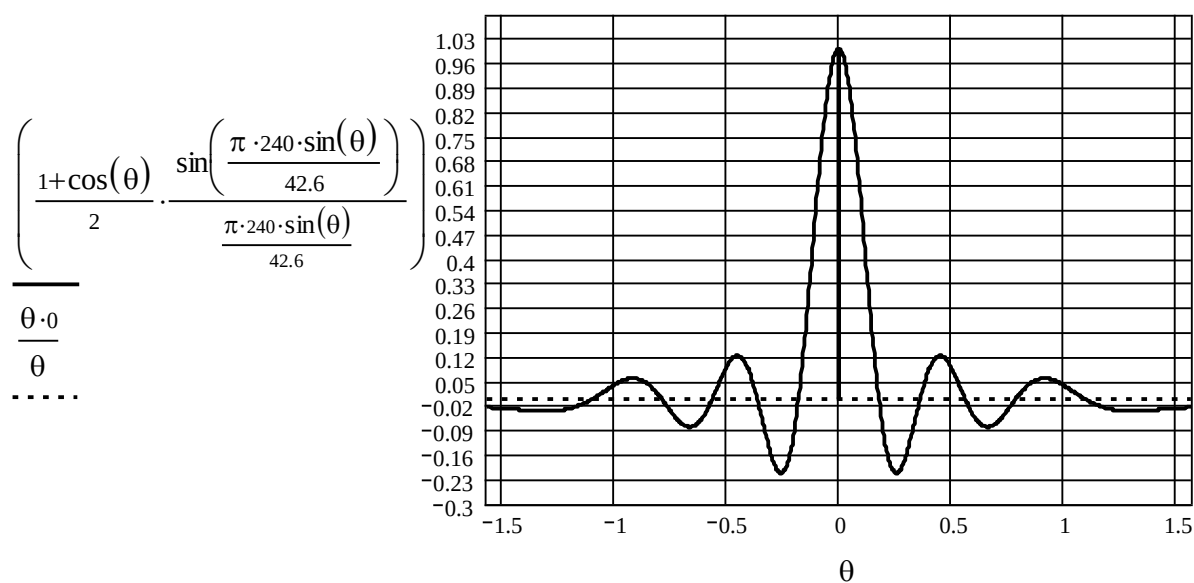


Рисунок 3.25 - Діаграма спрямованості рупорної антени з діелектричною лінзою в площині Е на середній довжині хвилі $\lambda = 42,6$ мм [29]

Таблиця 3.1 – Результати моделювання амплітудної діаграми спрямованості рупорної антени з діелектричною лінзою, що автор отримав у роботі [29]

	Н			Е		
	$\lambda_{\min}$	λ_{cep}	$\lambda_{\max}$	$\lambda_{\min}$	λ_{cep}	$\lambda_{\max}$
θ	6.2°	6.7°	7.2°	8.14°	9.06°	9.75°
РБП	0.218	0.212	0.207	0.222	0.212	0.202

У роботі [29] автор визначив коефіцієнт спрямованої дії рупорної антени із діелектричною лінзою з використанням такого співвідношення

$$D = 0,81 \cdot \frac{4 \cdot \pi}{\lambda^2} \cdot L_E \cdot L_H, \quad (3.29)$$

де $L_H = 318$ мм - довжина горизонтальної (широкої) сторони розкриву прямокутного рупора, $L_E = 240$ мм - довжина вертикальної (вузької) сторони розкриву прямокутного рупора.

На рис. 3.26 представлений графік коефіцієнта спрямованої дії рупорної антени з діелектричною лінзою залежно від зміни довжин хвиль, що побудований автором у роботі [29].

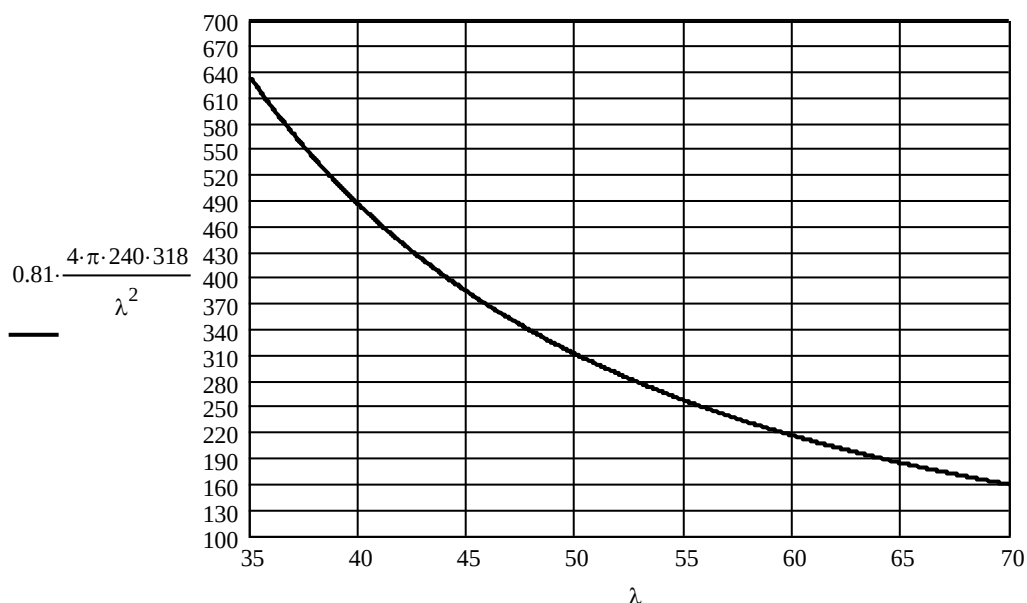


Рисунок 3.26 – Графік залежності коефіцієнта спрямованої дії рупорної антени з діелектричною лінзою від довжини хвилі (у діапазоні 35-70 мм) [29]

У роботі [29] автор визначив коефіцієнт підсилення антени діелектричної лінзової антени з використанням формули

$$G = \eta \cdot D, \quad (3.30)$$

де $\eta = 93\%$ - це коефіцієнт корисної дії прямокутної рупорної антени з діелектричною лінзою.

На рис. 3.27 представлений графік коефіцієнта підсилення прямокутної рупорної антени з діелектричною лінзою у дБ залежно від зміни довжини хвилі, що побудований автором у роботі [29].

У роботі [29] автором визначено ширину головної пелюстки амплітудної діаграми спрямованості залежно від довжини хвилі за такими співвідношеннями:

- в площині Н

$$L_H = \frac{67^\circ \cdot \lambda}{20_{0,5}^E}, \quad (3.31)$$

- в площині Е

$$L_E = \frac{51^\circ \cdot \lambda}{20_{0,5}^E}. \quad (3.32)$$

-

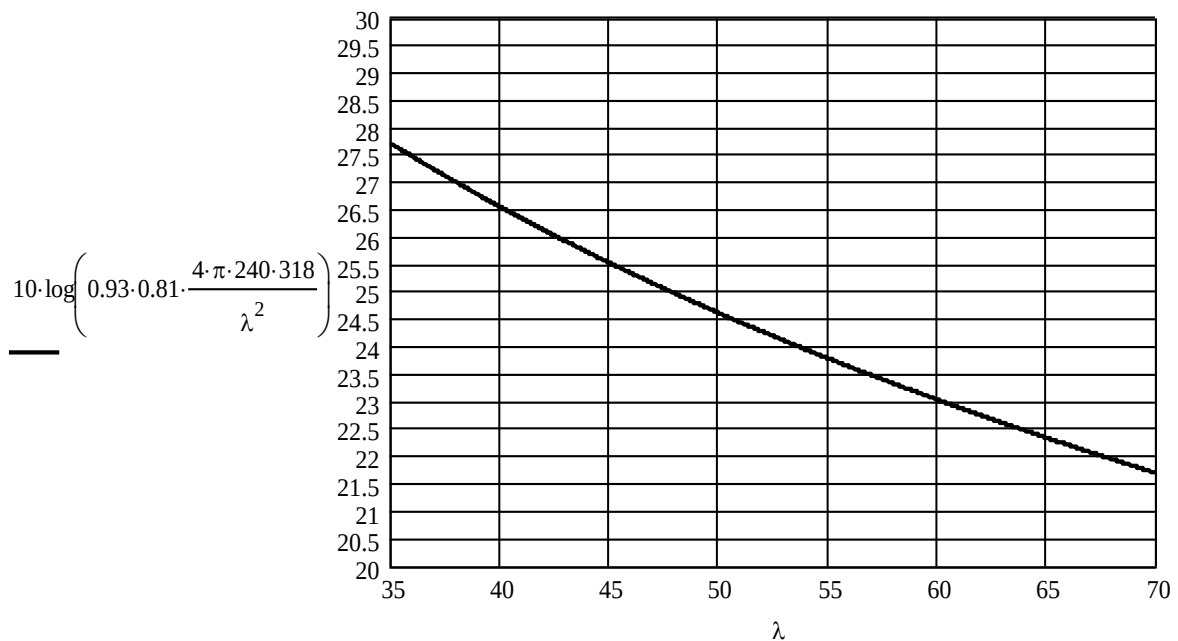


Рисунок 3.27 – Графік залежності коефіцієнта підсилення антени по потужності у дБ залежно від довжини хвилі (в діапазоні довжин хвиль 35-70 мм) [29]

Графіки ширини пелюстки амплітудної діаграми спрямованості в напрямку основного випромінювання залежно від довжини хвилі у площині Н та у площині Е, які отримані автором у роботі [29], представлені на рис. 3.28 – рис. 3.29 відповідно.

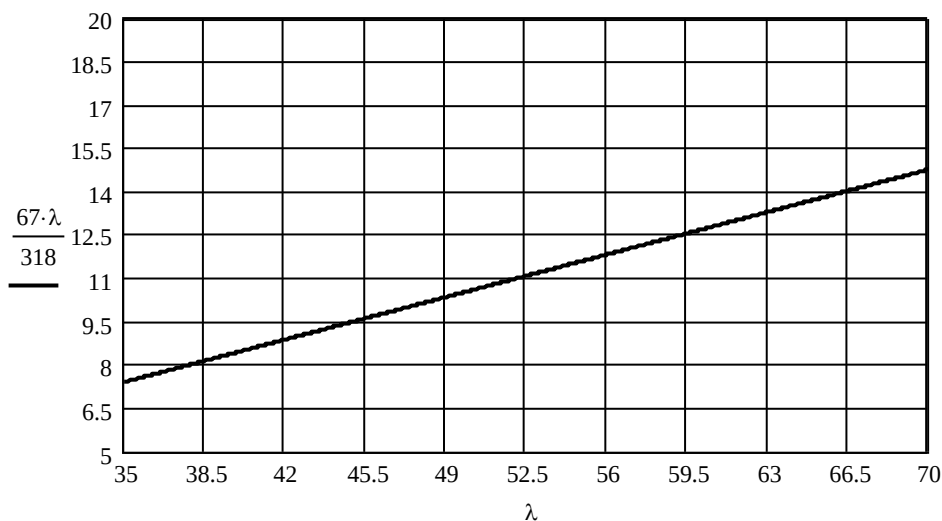


Рисунок 3.28 – Графік ширини пелюстки амплітудної діаграми спрямованості в напрямі випромінювання у площині Н залежно від довжини хвилі [29]

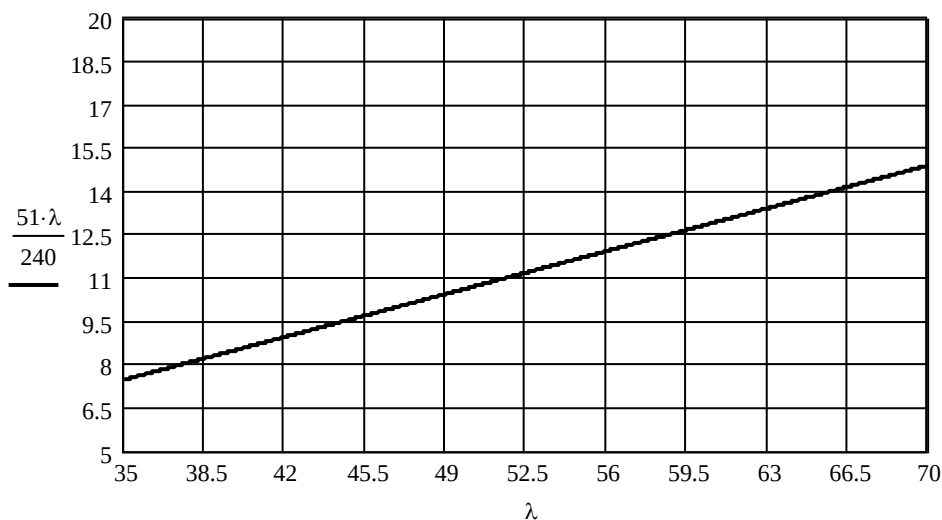


Рисунок 3.29 – Графік ширини пелюстки амплітудної діаграми спрямованості в напрямі випромінювання у площині Е залежно від довжини хвилі [29]

Результати дослідження широкосмугових властивостей обох варіантів рупорних антен занесені до таблиці 3.1.

Таблиця 3.1 – Електричні параметри досліджених широкосмугових рупорних антен

Тип антени	Діапазон частот, ГГц	Ширина головної пелюстки		Коеф. перекр. по частоті	ККД, %	КСД	КП, дБ
		$2\theta^E, ^\circ$	$2\theta^H, ^\circ$				
Пірамідальна рупорна	9,0 .. 15,0	11,0 .. 18,0	12,0 .. 20	1,67	96	37,4 .. 82,1	15,55 .. 18,97
Рупорна антена з діелектричною лінзою	4,285 .. 8,571	7,4 .. 14,8	7,4 .. 14,8	2,0	93	160 .. 640	21,6 .. 27,8

У таблиці 3.1 використані такі скорочення ККД – коефіцієнт корисної дії, КСД – коефіцієнт спрямованої дії, КП – коефіцієнт підсилення по потужності.

3.5 Висновки до 3-го розділу

1. Автором проаналізовано три математичні моделі Фітцхью-Нагумо, Лінара та Ван дер Поля. Ці три математичні моделі використовуються на практиці для дослідження динаміки електричних коливань генераторних і регенеративних пристроїв з від'ємним диференціальним опором. Математичні моделі Фітцхью-Нагумо та Лінара використовуються для дослідження хаотичної динаміки генераторних і регенеративних пристроїв. Математична модель Ван дер Поля використовується для дослідження динаміки періодичних і квазіперіодичних електричних коливань генераторних і регенеративних пристроїв. Автором досліджено просту електричну схему регенеративного пристрою НВЧ діапазону на основі резонансно-тунельного діода. Автор адаптував спрощену математичну модель Ван-дер-Поля регенеративних пристроїв для чисельного дослідження динаміки періодичних коливань у режимах множення та ділення частоти вхідного сигналу. Результати

математичного моделювання показують, що нелінійність ВАХ резонансно-тунельного діода суттєво впливає на спектральний склад вихідного сигналу. Це можна пояснити короткою спадаючою ділянкою вольт-амперної характеристики резонансно-тунельного діода. Перевагами дослідженого регенеративного пристрою на основі резонансно-тунельного діода резонансно-тунельного діода є: 1) проста конструкція; 2) керування напругою режимами роботи; 3) амплітуда вихідного сигналу більша за амплітуду вхідного сигналу. Недоліком дослідженого регенеративного пристрою на основі резонансно-тунельного діода є сильні нелінійні спотворення вихідного сигналу.

2. У даному розділі наведені результати досліджень спрямованих властивостей прямокутної рупорної антени, які автор отримав у роботі [28]. Перевагою цієї антени є те, що вона має високий коефіцієнт корисної дії 96% і досить високий коефіцієнт підсилення по потужності 15,55~18,97 дБ у робочому діапазоні робочих частот 9,0 ГГц ~ 15,0 ГГц (коефіцієнт перекриття по частоті 1,67). Досліджена антена має достатньо просту конструкцію, яка не потребує складних і високоточних розрахунків. У вузькому діапазоні частот 12,0~12,5 ГГц вдалось забезпечити постійною шириною діаграми спрямованості на рівні $2\theta_{0,5}=13,20^\circ$ у вертикальній площині та $2\phi_{0,5}=13,60^\circ$ у горизонтальній площині. За розрахунками ширина діаграми спрямованості у діапазоні частот 9~15 ГГц змінюється в таких межах: $2\theta_{0,5}=11^\circ-18^\circ$ і $2\phi_{0,5}=12^\circ-20^\circ$. За отриманими результатами досліджень автор встановив, що доцільно використовувати прямокутну рупорну антену на частотах вищих ніж частота, на якій вона є оптимальною.

3. У даному розділі наведений варіант прямокутної рупорної антени з діелектричною лінзою для діапазону довжин хвиль 35 мм – 70 мм (діапазон частот 4285,7 МГц ~ 8571,4 МГц, коефіцієнт перекриття по частоті 2,0), яку автор дослідив у роботі [29]. Її перевагою є те, що досліджений варіант прямокутної рупорної антени з діелектричною лінзою має високий коефіцієнт корисної дії 93% та коефіцієнт підсилення по потужності 21,6~27,8 дБ. Запропонована прямокутна рупорна антена з діелектричною лінзою має просту конструкцію, яка

не потребує складних і високоточних розрахунків. Робочий діапазон частот становить 6,5~7,6 ГГц для якого хвильовий опір антени складає 75 Ом. Ширина діаграми спрямованості антени змінюється в робочому діапазоні частот у межах $2\theta_{0,5}^E = 8,14^\circ \dots 9,75^\circ$ (у вертикальній площині) $2\theta_{0,5}^H = 6,2^\circ \dots 7,2^\circ$ (в горизонтальній площині). В дослідженій прямокутній рупорній антені з діелектричною лінзою застосований збуджувальний пристрій зондового типу, що виконаний як несиметричний штир, який розташований паралельно силовим лініям електричного поля.

4. Основні наукові та практичні результати розділу автором опубліковані в роботах [24, 28, 29, 38].

РОЗДІЛ 4

ШИРОКОСМУГОВІ ТА БАГАТОДІАПАЗОННІ ГНУЧКІ LTE АНТЕНИ ДЛЯ ВИПРОМІНЮВАННЯ СИГНАЛІВ НОСИМИМИ ПРИСТРОЯМИ ІНФОКОМУНІКАЦІЙНИХ СИСТЕМ

4.1 Дослідження у ближній та проміжних зонах густини потоку електромагнітного випромінювання елементарного електричного диполя

Розвиток сучасних інформаційних технологій виграє від широкого використання бездротових з'єднань [164]. Збільшення кількості мобільних пристроїв і перехід на технологію 5G призвели до скорочення покриття базових станцій [165]. Для роботи мобільних пристроїв поблизу точок доступу необхідний розвиток елементів теорії поширення радіохвиль для частотно-територіального планування сучасних мобільних мереж [166, 167]. У класичній теорії поширення радіохвиль домінує метод розрахунку компонентів потоку поля електромагнітного випромінювання у дальній зоні випромінювання [168, 169]. Водночас через складність розрахункових формул математичному аналізу компонент поля електромагнітного випромінювання в ближній і середній областях приділялося мало уваги.

Елементарний електричний диполь володіє спрямованими властивостями, які незначно відрізняються від спрямованих властивостей антен мобільних пристроїв абонентів (телефонів, планшетів, ноутбуків, смарт-годинників та ін). Тому дослідження у ближній та проміжних зонах густини потоку електромагнітного випромінювання від елементарного електричного диполя відіграє важливе значення. Результати такого дослідження можуть бути застосовані для вирішення важливих практичних задач [27]: дослідження електромагнітної сумісності бездротових інфокомунікаційних пристроїв, аналіз процесів, що відбуваються під час бездротового заряджання радіоелектронних пристроїв, дослідження впливу потоку електромагнітного випромінювання на здоров'я людини та багатьох інших.

На сьогоднішній день вимірювання інтенсивності електромагнітного випромінювання є актуальною задачею, що сприяє новому розвитку та вдосконаленню відомих методів і засобів вимірювання [27]. Водночас слід враховувати, що фактичну інтенсивність електромагнітного випромінювання неможливо розрахувати чи виміряти без аналізу та дослідження електромагнітного поля в ближній і проміжній областях джерела випромінювання [27]. Щільність потоку потужності залежить від потужності випромінювання бездротового інфокомунікаційного пристрою, відстані до точки спостереження, структури електромагнітного поля в цій точці та характеристик спрямованості антенного пристрою. Тому актуальною є розробка теоретичних основ та створення елементів математичних моделей фізичних процесів електромагнітного випромінювання ближньої та проміжної зон елементарного електричного диполя [27].

Робота [166] містить короткий огляд існуючих розробок у галузі моделей поширення радіохвиль для мереж 5G міліметрового діапазону в діапазоні частот електромагнітних хвиль 28 ГГц у міських макросередовищах. У роботі [166] описані основні фактори, які впливають на підсумковий рівень сигналу. Запропоновано узагальнене співвідношення втрат для каналів 5G міліметрового діапазону, щоб більш повно врахувати всі фактори: втрати в атмосферних газах, дощ і втрати від проникнення в приміщення ззовні. Модель, запропоновану в [166], можна застосувати до макросценаріїв мереж 5G, головним чином націлених на eMBB. Застосування запропонованої узагальненої моделі уможливить більш точно прогнозувати основні параметри мереж радіодоступу пристроїв мобільного зв'язку 5G [166].

У роботах [170, 171] на основі механізмів поширення радіохвиль досліджено ефект підвищення енергоефективності в інфокомунікаційних мережах стандарту LTE [170] і супутникового зв'язку [171]. Встановлено, що ефект пониження енергоефективності залежить від конкретної технології застосування та параметрів передавача [170]. Запропоновано модель підвищення енергоефективності терагерцевих систем радіозв'язку: вдосконалений алгоритм

багатопроменевого пошуку сигналу терагерцового діапазону в радіосистемах висотних літаків та імітаційну модель для прогнозування максимальної довжини терагерцевих систем бездротового зв'язку [170].

У роботах [172-174] представлені результати досліджень структури електромагнітного випромінювання базових станцій рухомого зв'язку. У роботі [172] представлено результати експериментальних досліджень рівня сигналів трьох базових станцій мережі рухомого зв'язку діапазону частот 945 МГц – 2340 МГц. Було встановлено, що багато факторів впливає на потужність радіочастотного сигналу, який випромінюється від базових станцій. Основними факторами є такі: напрямок головного променя, що залежить від нахилу антен та їх напрямку на верхній частині базової станції; висота підняття антени та висота щогли базової станції; кількість антен і відстань від джерел випромінювання [172]. До того ж, одним із факторів залишається шлях прямої видимості, який також суттєво впливає на рівень опромінення. Необхідно також врахувати наявність перешкод поширення радіохвиль, які складається з фізичних об'єктів, зокрема не лише будівлі та споруди, але і дерева, листя, рослинність, пагорби та інші природні та рослинні перешкоди вздовж напрямку поширення сигналу [172].

Результати досліджень поширення радіохвиль на частотах 28 ГГц і 38 ГГц в сучасних міських умовах представлені в роботах [173, 174]. У роботі [174] для вивчення фундаментальних компромісів (тобто eMBB, mMTC і URLLC), пов'язаних із спільним використанням бездротових ресурсів між трьома типами трафіку 5G запропоновано теоретичну модель зв'язку. Дослідження несправностей, проведені на частотах 28 ГГц і 38 ГГц, показали, що базові станції з радіусом стільника 200 метрів можуть досягти стабільного покриття 5G [173]. Однак результати, отримані в [172-174], стосуються лише дальнього випромінювання базових станцій телекомунікаційної системи і не враховують густину потоку електромагнітного випромінювання антен в ближній і проміжній зонах.

У роботі [27] автор здійснив подальший розвиток елементів математичної моделі елементарного електричного диполя та дослідив у ближній та проміжних

зонах густину потоку його електромагнітного випромінювання. Аналітичні дослідження у ближній та проміжних зонах структури поля випромінювання елементарного електричного диполя були проведені в роботах [175, 176]. Аналітичні співвідношення для розрахунку комплексних амплітуд складових електромагнітного поля в точці приймання при електромагнітному випромінюванні від елементарного електричного диполя мають вигляд [176, (1)-(3)]

$$\dot{E}_{mr} = \frac{I_m l k^2}{2\pi} \sqrt{\frac{\mu_a}{\varepsilon_a}} \cdot \sqrt{\left(\frac{1}{kr}\right)^4 + \left(\frac{1}{kr}\right)^6} \cdot e^{-j\left(kr + \arctg \frac{1}{kr}\right)} \cdot \cos \theta, \quad (4.1)$$

$$\dot{E}_{m\theta} = \frac{I_m l k^2}{4\pi} \sqrt{\frac{\mu_a}{\varepsilon_a}} \cdot \sqrt{\left[\frac{1}{kr} - \left(\frac{1}{kr}\right)^3\right]^2 + \left(\frac{1}{kr}\right)^4} \cdot e^{-j\left(kr + \arctg \frac{kr}{k^2 r^2 - 1} - \frac{\pi}{2}\right)} \cdot \sin \theta, \quad (4.2)$$

$$\dot{H}_{m\varphi} = \frac{I_m l k^2}{4\pi} \sqrt{\frac{\mu_a}{\varepsilon_a}} \cdot \sqrt{\left(\frac{1}{kr}\right)^2 + \left(\frac{1}{kr}\right)^4} \cdot e^{-j\left(kr + \arctg \frac{1}{kr} - \frac{\pi}{2}\right)} \cdot \sin \theta, \quad (4.3)$$

де $\dot{E}_{mr}$ і $\dot{E}_{m\theta}$ - комплексні амплітуди горизонтальної та вертикальної складових електричного поля відповідно; $\dot{H}_{m\varphi}$ - комплексна амплітуда горизонтальної складової магнітного поля; I_m - амплітудне значення електричного струму, що збуджує елементарний електричний диполь, який має довжину l (рис. 4.1,а); $k = \omega \sqrt{\mu_a \varepsilon_a} = 2\pi/\lambda$ - хвильове число; μ_a , ε_a - абсолютні магнітна та діелектрична проникності середовища відповідно, в якому розташований елементарний електричний диполь; r - відстань від елементарного електричного диполя до точки спостереження; λ - довжина хвилі; θ - вертикальна кутова координата (рис. 4.1, а-б). За умов вільного простору в горизонтальній площині елементарний електричний диполь, який розташований вертикально, буде ізотропно випромінювати. Отже, в горизонтальній площині елементарний електричний диполь спрямованими властивостями не володіє (рис. 4.1,в) [27].

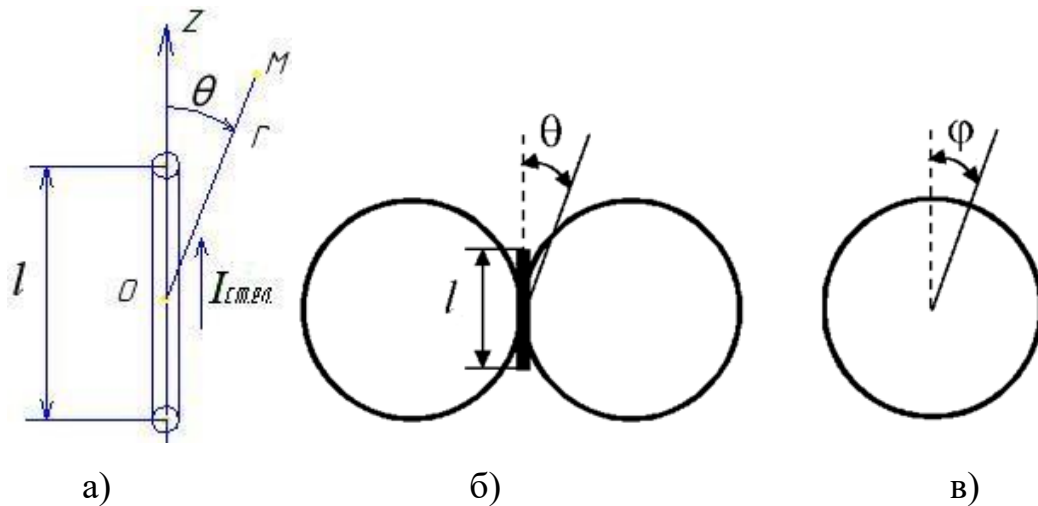


Рисунок 4.1 – Вигляд елементарного електричного диполя із введеною системою координат (а), нормовані діаграми його спрямованості по електричному полю у вертикальній (б) та в горизонтальній (в) площинах [27]

Густина потоку випромінювання фізично описується вектором Пойтінга [175, стор. 2; 177, стор. 1]. Радіальний вектор Пойтінга ($\dot{\vec{\Pi}}_r$) потоку електромагнітного випромінювання від елементарного електричного диполя має комплексний характер, тобто [176, стор. 3]

$$\dot{\vec{\Pi}}_r = \bar{\Pi}_{ar} + j\bar{\Pi}_{pr}, \quad (4.4)$$

де $\bar{\Pi}_{ar}$, $\bar{\Pi}_{pr}$ – відповідно активна частина та реактивна складові радіального вектора Пойтінга, які визначаються співвідношеннями [176, (7)-(8)]

$$\begin{aligned} \bar{\Pi}_{ar} = & \frac{I_m^2 l^2 k^4}{32\pi^2} \sqrt{\frac{\mu_a}{\varepsilon_a}} \sqrt{\left[\frac{1}{kr} - \left(\frac{1}{kr} \right)^3 \right]^2 + \left(\frac{1}{kr} \right)^4} \times \\ & \times \sqrt{\left(\frac{1}{kr} \right)^2 + \left(\frac{1}{kr} \right)^4} \cos\left(\arctg \frac{kr}{k^2 r^2 - 1} - \arctg \frac{1}{kr}\right) \sin^2 \theta, \end{aligned} \quad (4.5)$$

$$\begin{aligned} \bar{\Pi}_{pr} = & -\frac{I_m^2 l^2 k^4}{32\pi^2} \sqrt{\frac{\mu_a}{\varepsilon_a}} \sqrt{\left[\frac{1}{kr} - \left(\frac{1}{kr} \right)^3 \right]^2 + \left(\frac{1}{kr} \right)^4} \times \\ & \times \sqrt{\left(\frac{1}{kr} \right)^2 + \left(\frac{1}{kr} \right)^4} \sin(\arctg \frac{kr}{k^2 r^2 - 1} - \arctg \frac{1}{kr}) \sin^2 \theta. \end{aligned} \quad (4.6)$$

Вертикальна складова вектора Пойнтінга потоку електромагнітного випромінювання від елементарного електричного диполя, має лише реактивну складову [176, (9)]

$$\bar{\Pi}_{p\theta} = -\frac{I_m^2 l^2 k^4}{32\pi^2} \sqrt{\frac{\mu_a}{\varepsilon_a}} \sqrt{\left(\frac{1}{kr} \right)^4 + \left(\frac{1}{kr} \right)^6} \sqrt{\left(\frac{1}{kr} \right)^2 + \left(\frac{1}{kr} \right)^4} \sin 2\theta. \quad (4.7)$$

Густина потоку електромагнітного випромінювання є функцією кутових координат і має спрямовані властивості [177, стор. 1]. Подальші аналітичні дослідження потоку електромагнітного випромінювання від елементарного електричного диполя були проведені автором згідно методики [176, стор. 4-5]. З цією метою автором за аналогією з роботою [176, стор. 3] було введено амплітудний множник, який не залежить від кутових координат (θ, φ) та відстані r , є спільним для співвідношень (4.5)-(4.7) та має вигляд [27]

$$A_m = \frac{I_m^2 l^2 k^4}{32\pi^2} \sqrt{\frac{\mu_a}{\varepsilon_a}}. \quad (4.8)$$

З урахуванням амплітудного множника (4.8) рівняння складових вектора Пойтінга густини потоку випромінювання елементарного електричного диполя мають вигляд [176, (13)-(15)]

$$\begin{aligned} \Pi_{ar} = & A \sqrt{\left[\frac{1}{kr} - \left(\frac{1}{kr} \right)^3 \right]^2 + \left(\frac{1}{kr} \right)^4} \times \\ & \times \sqrt{\left(\frac{1}{kr} \right)^2 + \left(\frac{1}{kr} \right)^4} \cos(\arctg \frac{kr}{k^2 r^2 - 1} - \arctg \frac{1}{kr}) \sin^2 \theta, \end{aligned} \quad (4.9)$$

$$\begin{aligned} \Pi_{pr} = A \sqrt{\left[\frac{1}{kr} - \left(\frac{1}{kr} \right)^3 \right]^2 + \left(\frac{1}{kr} \right)^4} \times \\ \times \sqrt{\left(\frac{1}{kr} \right)^2 + \left(\frac{1}{kr} \right)^4} \sin \left(\arctg \frac{kr}{k^2 r^2 - 1} - \arctg \frac{1}{kr} \right) \sin^2 \theta, \end{aligned} \quad (4.10)$$

$$\Pi_{p\theta} = A \sqrt{\left(\frac{1}{kr} \right)^4 + \left(\frac{1}{kr} \right)^6} \sqrt{\left(\frac{1}{kr} \right)^2 + \left(\frac{1}{kr} \right)^4} \sin 2\theta. \quad (4.11)$$

Амплітудне значення вектора Пойтінга густини потоку випромінювання елементарного електричного диполя, у вигляді функції кутової координати θ , визначається співвідношенням [176, (16)]

$$\Pi = f(\theta) = \sqrt{\Pi_{ar}^2 + \Pi_{pr}^2 + \Pi_{p\theta}^2}. \quad (4.12)$$

У роботі [27] автором було здійснено математичне моделювання з використанням пакету програм MathCad 15.0. Математичну модель у ближній та проміжних зонах густини потоку випромінювання елементарного електричного диполя складають співвідношення (4.8)-(4.12). Для стандартів діапазонів частот LTE B8 і LTE B3 автор у роботі [27] побудував діаграми спрямованості густини потоку випромінювання у ближній та проміжних зонах елементарного електричного диполя для таких значень відстаней r - 2,5 см, 5,0 см, 7,5 см, 10,0 см, 12,5 см, 15,0 см, 30,0 см і 50,0 см. Автор у роботі [27] дослідив діаграми спрямованості у вертикальній площині густини потоку випромінювання елементарного електричного диполя у ближній та проміжній зоні, підставляючи у формулу (4.12) значення густин потоків потужності за виразами (4.9)-(4.11) з урахуванням амплітудного значення (4.8), яке для випадку стандарту LTE B8 має чисельне значення $A_m = 875,6$ [мкВт/см²] та для випадку стандарту LTE B3 має чисельне значення $A_m = 1592,1$ [мкВт/см²], що наведені на рис. 4.2 – рис. 4.3.

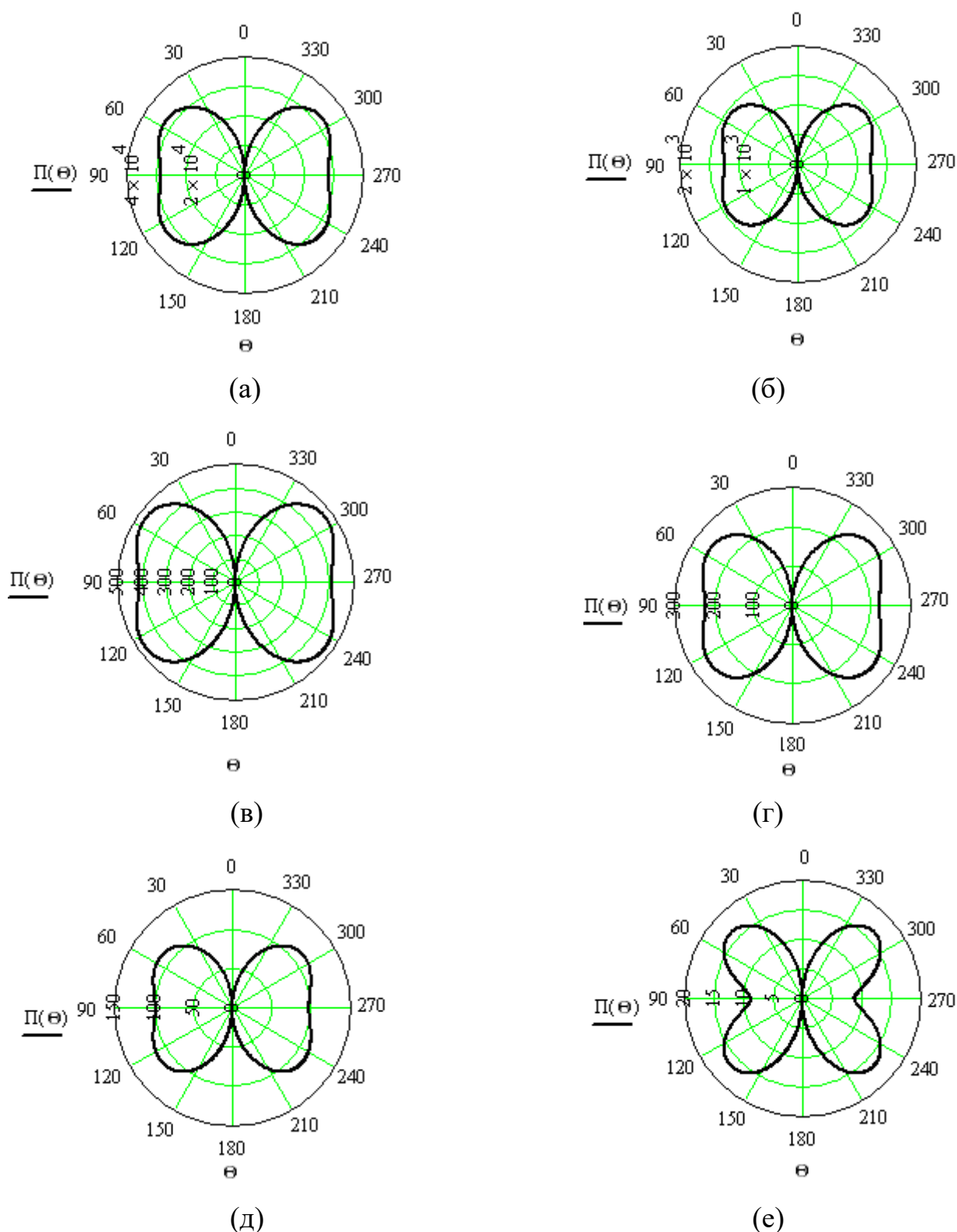
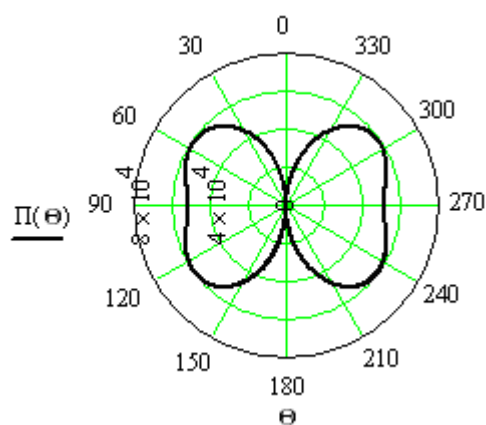
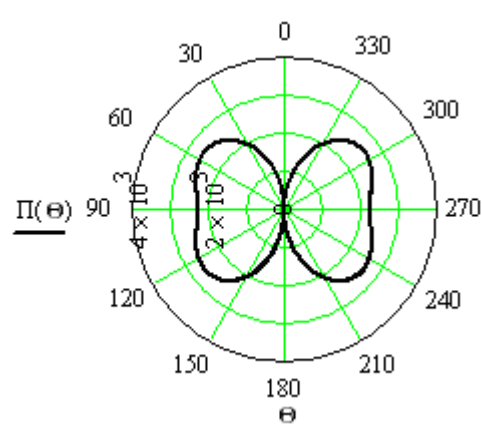


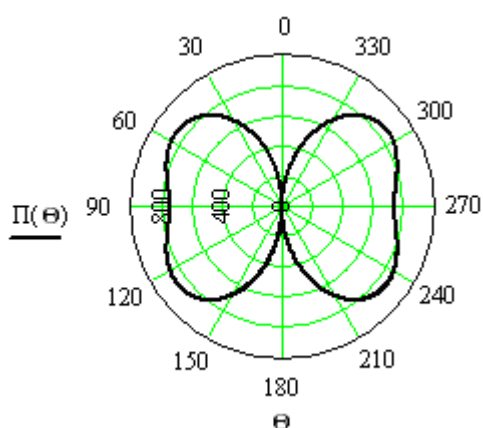
Рисунок 4.2 – Діаграми спрямованості у ближній та проміжних зонах густини потоку випромінювання елементарного електричного диполя у вертикальній площині для стандарту LTE B8 при: $r = 2,5$ см (а), $r = 5,0$ см (б), $r = 7,5$ см (в), $r = 10$ см (г), $r = 15$ см (д) та $r = 50$ см (е), отримані автором у роботі [27]



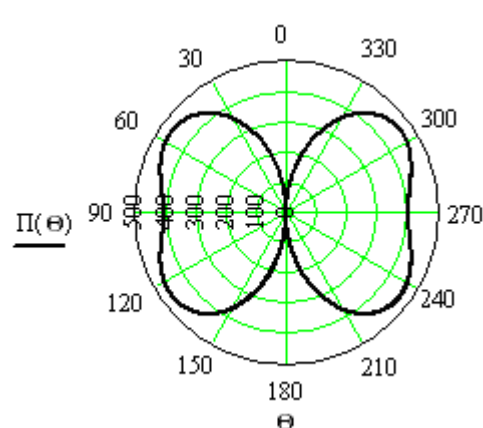
(a)



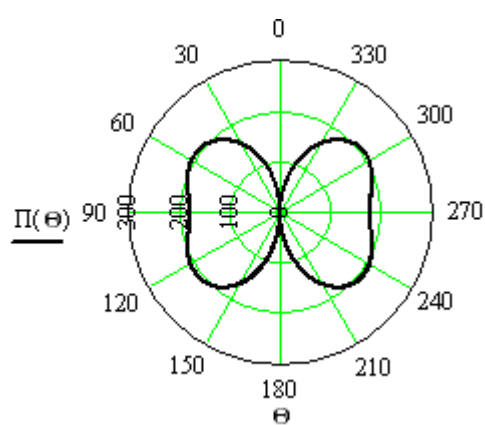
(б)



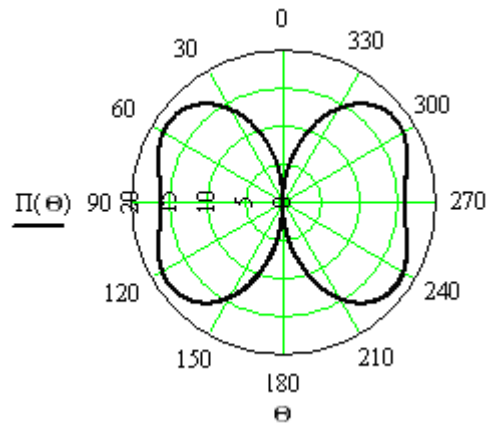
(в)



(г)



(д)



(е)

Рисунок 4.3 – Діаграми спрямованості у ближній та проміжних зонах густини потоку випромінювання елементарного електричного диполя у вертикальній площині для стандарту LTE V8 при: $r = 2,5$ см (а), $r = 5,0$ см (б), $r = 7,5$ см (в), $r = 10$ см (г), $r = 15$ см (д) та $r = 50$ см (е), отримані автором у роботі [27]

Для стандарту LTE B8 зазначені відстані у сантиметрах складають такі значення електричної довжини: $kr = 0,5$ (а), $kr = 1,0$ (б), $kr = 1,5$ (в), $kr = 2,0$ (г), $kr = 3,0$ (д) і $kr = 10,0$ (е) [27]. Для стандарту LTE B3 чисельні значення електричної довжини удвічі менші [27].

Як видно з рис. 4.2 і рис. 4.3 у ближній та проміжних зонах діаграми спрямованості густини потоку потужності випромінювання елементарного електричного диполя у вертикальній площині мають вигляд, який є відрізняється від теоретично відомої форми (рис. 4.1,б). Для стандарту LTE B8 у ближній та проміжних зонах вертикальної площини діаграми спрямованості густини потоку потужності випромінювання елементарного електричного диполя має «приплюснуту форму» [27]. Це можна пояснити розділенням двох напрямів випромінювання у близькій та проміжній зонах випромінювання (рис. 4.2,а-д) на чотири напрями випромінювання у проміжній зоні (рис. 4.2,е) [27]. Для стандарту LTE B3 при зазначених відстанях не спостерігається яркого вираження чотирьох напрямів випромінювання за рахунок удвічі меншої довжини хвилі (рис. 4.3,а-е) [27].

4.2 Гнучка дводіапазонна LTE антена для носимих бездротових пристроїв інфокомунікаційних мереж

Розвиток інформаційно-комунікаційних мереж 5G з високою швидкістю обміну даними, високою пропускнуою спроможністю та низькою затримкою призвів до стрімкого розвитку Інтернету речей (IoT) та сенсорних мереж, які широко використовуються в медичній та немедичній сферах [178, 179]. Більшість сучасних носимих інформаційно-комунікаційних пристроїв, що випускаються в масовому промисловому виробництві, є не медичними пристроями, а фітнес-браслетами та розумними годинниками [180, 181]. Вони встановлюють бездротове з'єднання зі смартфоном через WiFi або Bluetooth і обмінюються інформацією через це з'єднання. Це обмежує сферу їх медичного

або терапевтичного застосування та післяопераційного відновлення [178, 179]. Сучасні медичні інженерні інформаційні технології стрімко розвиваються. Застосування IoT та медичних сенсорних мереж, таких як WBAN (Wireless Body Area Network), сприяє створенню нових інформаційних комунікаційних пристроїв для медичних застосувань [31].

Випромінювальні пристрої, зокрема антени, є важливими компонентами обладнання бездротових інформаційно-комунікаційних і сенсорних систем [178-182]. Антени в таких системах можуть служити компонентами зв'язку або приймачами енергії [181]. Складна конструкція сучасного інфокомунікаційного обладнання, зокрема форми корпусів носимих бездротових пристроїв, часто вимагають, щоб антени були встановлені на криволінійних і вигнутих поверхнях [181, 182]. При розробленні носимих бездротових інфокомунікаційних пристроїв розробниками потрібно вирішити низку конструкторських задач, основною з яких є забезпечити електромагнітну сумісність радіoeлектронних блоків всередині корпусу малого за геометричними розмірами. Ця задача ускладнена тим, що в одному корпусі носимого бездротового пристрою необхідно розташувати декілька антен: 1) антену LTE/NB-IoT сигналів; 2) антену WiFi сигналів; 3) антену Bluetooth сигналів; 4) антену дистанційного електроживлення (для дистанційного заряджання акумулятора) [31].

Тому розроблення нових типів антен для носимих інфокомунікаційних пристроїв та їх дослідження є актуальним науково-прикладним завданням. Протягом останніх п'яти років було опубліковано багато друкованих праць, які містять результати розроблення та дослідження конструкцій антен для технологій радіодоступу носимих бездротових пристроїв інформаційно-комунікаційних і сенсорних мереж. Більшість європейських і світових фірм-виробників виконують інтенсивні дослідження з розроблення інформаційно-комунікаційної та радіо-частотної біомедичної інженерії, внаслідок значного попиту на медичні бездротові пристрої [31].

Напрямом сучасних досліджень функціональної електроніки є створення нових гнучких антен [178-184]. Гнучкі антени широко використовуються при розробленні носимих медичних бездротових пристроїв [178-184].

У роботі [178] наведені результати аналізу останніх досягнень методів виготовлення гнучких антен. На відміну від звичних чіп-антен і РСВ-антен гнучкі антени, які використовують для практичного застосування в носимих пристроях медичних мереж бездротових датчиків тіла, повинні мати такі властивості: гнучкість, пристосованість до тіла людини, надійність і простоту інтеграції. В роботі [178] наведені результати огляду гнучких антен, що використовуються на практиці у медичному обладнанні – вишитих на тканинах гнучких антен, інкапсульованих в полімерні композити антен, надруковані за допомогою 3-D друку антени, а також гнучкі антени, що створені струменевим друком на гнучких ламінатах, гнучкі антени, які виготовлені впорскуванням рідкого металу в мікроканали. Здійснений аналіз, наведені переваги і недоліки конкретних типів гнучких антен для мікрохвильового та міліметрового діапазонів хвиль. Також у [178] здійснено порівняння механічних і електричних параметрів пропонуваніх гнучких антен для їх практичного використання у медичних датчиках [31].

У роботі [179] описані результати досліджень технологій виготовлення антен для медичних імплантів. У роботі [179] узагальнені окремі існуючі методи проектування антен для медичних імплантів і висвітлені різновиди гнучких антен для медичних телеметричних застосувань. Детально розглянутий процес виготовлення антен, наведено опис процедур перевірки антен, включаючи випробування в природньому середовищі та в пробірці. Також у роботі [179] наведено опис систем живлення антен для медичних імплантів.

У роботі [180] представлено результати аналізу впливу вигинання і складання гнучких антен на їх частотні характеристики, зокрема S-параметри, відхилення резонансної частоти, а також узгодження імпедансу гнучких антен із лінією живлення та з гнучкою полімерною підкладкою. Основна увага досліджень у роботі [180] спрямована на аналіз впливу вигинання гнучкої антени

з полімерними підкладками на характеристики їх випромінювання. До того ж, у роботі [180] приведені результати порівняльного аналізу електричних, фізичних, термічних і хімічних параметрів гнучких полімерних матеріалів, які використовують як підкладки при виготовленні гнучких антен для носимих пристроїв IoT [31].

У роботі [181] приведені результати розроблення та дослідження гнучкої мікросмужкової антени із геометричними розмірами $65,55 \times 55,55 \times 1,2$ мм, яка надрукована на гнучкій підкладці NinjaFlex на 3D-принтері. Результати досліджень у [181] стверджують, що ця гнучка антена забезпечує високоякісне узгодження імпедансу для резонансної частоти 2,4 ГГц, а підсилення антени на рівні -2,78 дБі робить її придатною для застосування у додатках Wi-Fi і WiMAX, а також для мікрохвильового супутникового зв'язку.

У роботі [183] для смарт-годинника запропоновані три різні конструкції гнучкої антени. Гнучкі антени інтегровані у ремінець годинника. Діапазон робочих частот запропонованих в роботі [183] гнучкі антени 700 МГц - 2,7 ГГц. В роботі [184] запропонована надширокосмугова гнучка антена-браслет для бездротових пристроїв, що носять на зап'ясті. Гнучка антена створена на тонкому гнучкому матеріалі з каптону, що є зручним для будь-якої форми зап'ястя. Запропонована у [184] гнучка антена-браслет працює в усіх діапазонах частот LTE із шириною смуги пропускання 698 МГц - 2700 МГц при рівні зворотних втрат 26 дБ. Геометричні розміри гнучкої антени $127 \times 25 \times 0,13$ мм. При одяганні браслету на руку людини антена впевнено працює у діапазонах LTE 698 МГц - 960 МГц, 1710 МГц - 2170 МГц та 2500 МГц - 2700 МГц, при цьому вона має 78% корисної смуги пропускання по рівню зворотних втрат нижче 26 дБ. Запропонована гнучка антена призначена для виготовлення із застосуванням гібридної технології виготовлення друкованих плат з електричними схемами [31].

Важливим недоліком зазначених гнучких антен є їх великі геометричні розміри. Унаслідок цього складно вирішити завдання розроблення та проектування носимих на руці бездротових інфокомунікаційних пристроїв. Тому

виникла необхідність розробити і дослідити гнучку дводіапазонну LTE антену із меншими геометричними розмірами для використання всередині ремінця носимих на руці інфокомунікаційних пристроїв для діапазонів частот LTE B2 і B8. Щоб досягнути це автор вирішив такі задачі в роботі [31]: 1) розробив конструкцію гнучкої дводіапазонної LTE антени; 2) здійснив комп'ютерне моделювання спрямованих характеристик гнучкої дводіапазонної LTE антени; 3) виготовив досліджений зразок гнучкої дводіапазонної LTE антени та експериментально дослідив її хвильові параметри.

На практиці дизайн гнучкої дводіапазонної LTE антени та її геометричні розміри підбирають експериментальним шляхом [185] або з допомогою сучасних спеціалізованих програм [186, 187]. Автор у роботі [31] використав пакет програм HFSS ANSYS. За допомогою зазначеного пакету програм автор синтезував гнучку дводіапазонну LTE антену, досліджені її параметри і характеристики, а також виконав оптимізацію її геометричних розмірів.

На рис. 4.4 наведений скріншот робочого вікна програми HFSS ANSYS, що демонструє зовнішній вигляд гнучкої дводіапазонної LTE антени та оптимізацію режиму живлення у точці її збудження [31].

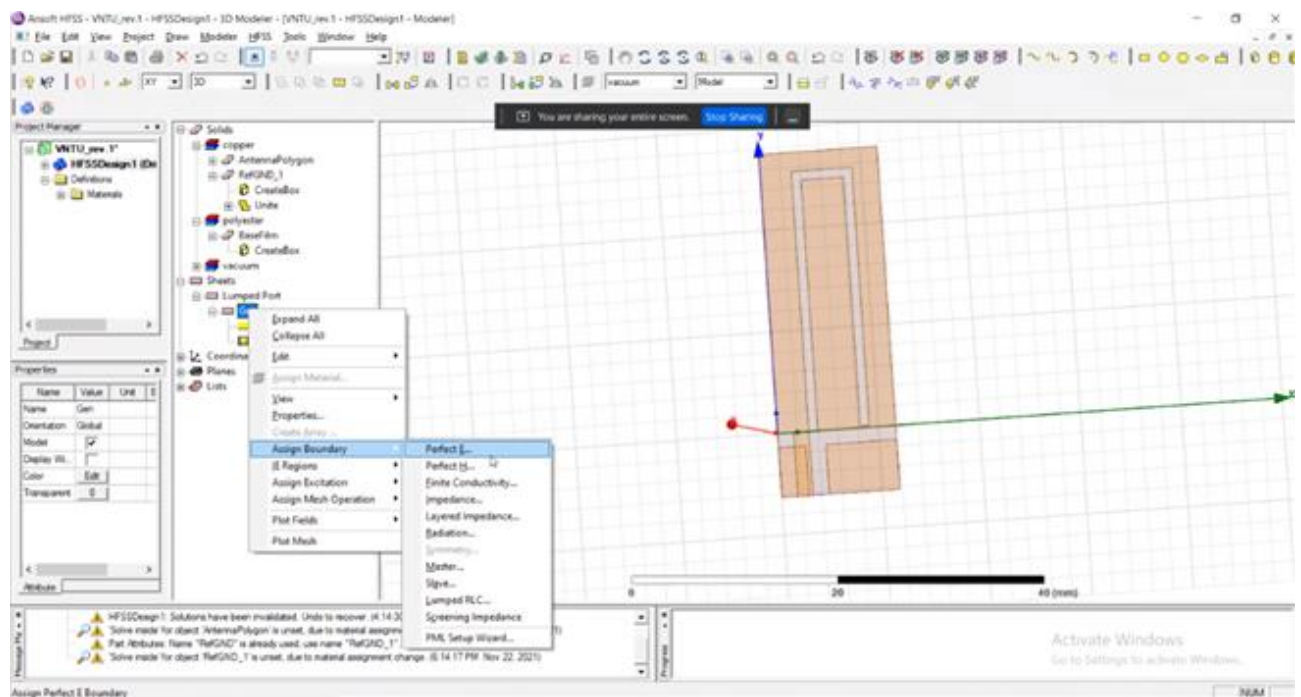


Рисунок 4.4 – Зовнішній вигляд гнучкої дводіапазонної LTE антени та задання параметрів для оптимізації режиму живлення у точці її збудження [31]

У роботі [31] автор обрав коефіцієнт стоячої хвилі як основний хвильовий параметр гнучкої дводіпазонної LTE антени для оптимізації її геометричних розмірів. Графік КСХ гнучкої дводіпазонної LTE антени показаний на рис. 4.5.

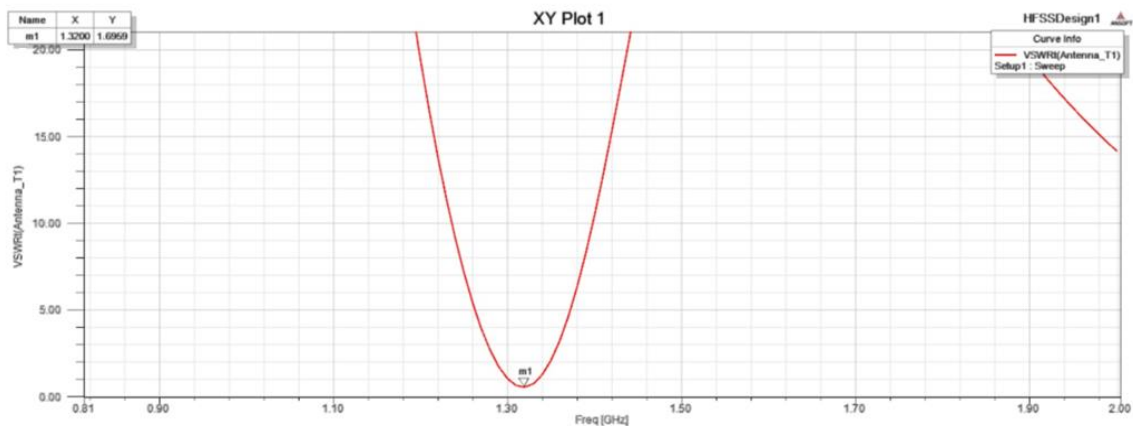


Рисунок 4.5 – Графік частотної залежності коефіцієнта стоячої хвилі гнучкої дводіпазонної LTE антени [31]

З рис. 4.5 слідує, що проектована гнучка дводіпазонна LTE антени є смуговою, а її робоча область частот зсунута верх по частоті ніж смуга частот В8, верхня частота якої 960 МГц. Також на рис. 4.5 спостерігається спадання графіку коефіцієнта стоячої хвилі в області частот вище 1,9 ГГц. У роботі [31] автор оптимізував геометричні розміри гнучкої дводіпазонної LTE антени з метою зсунення графіку її частотної характеристики вниз по частоті (рис. 4.6).

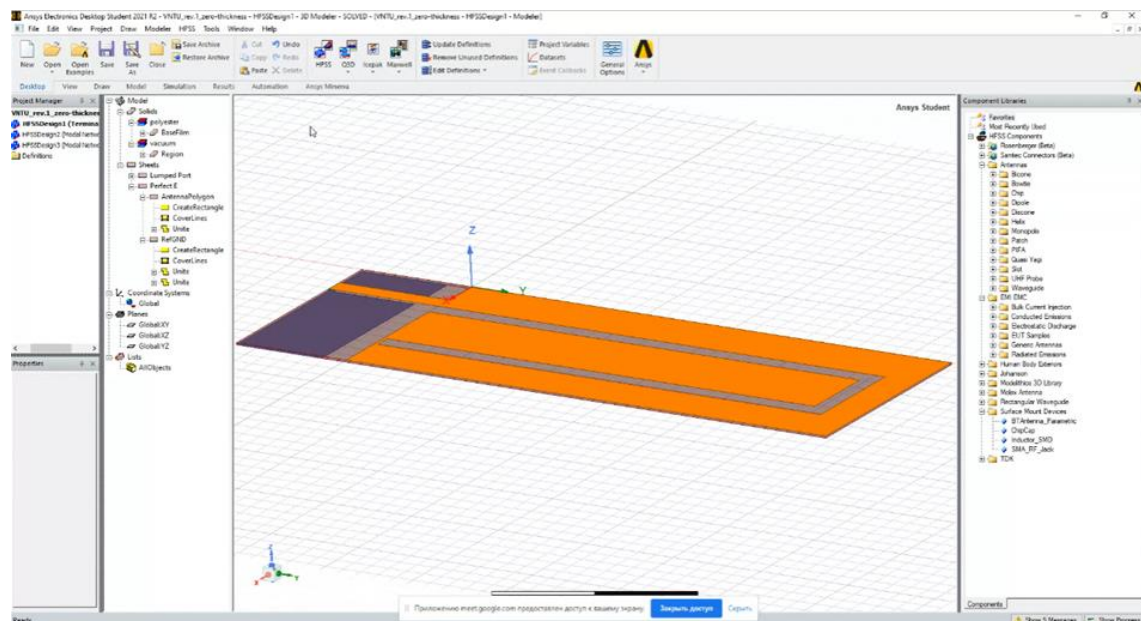
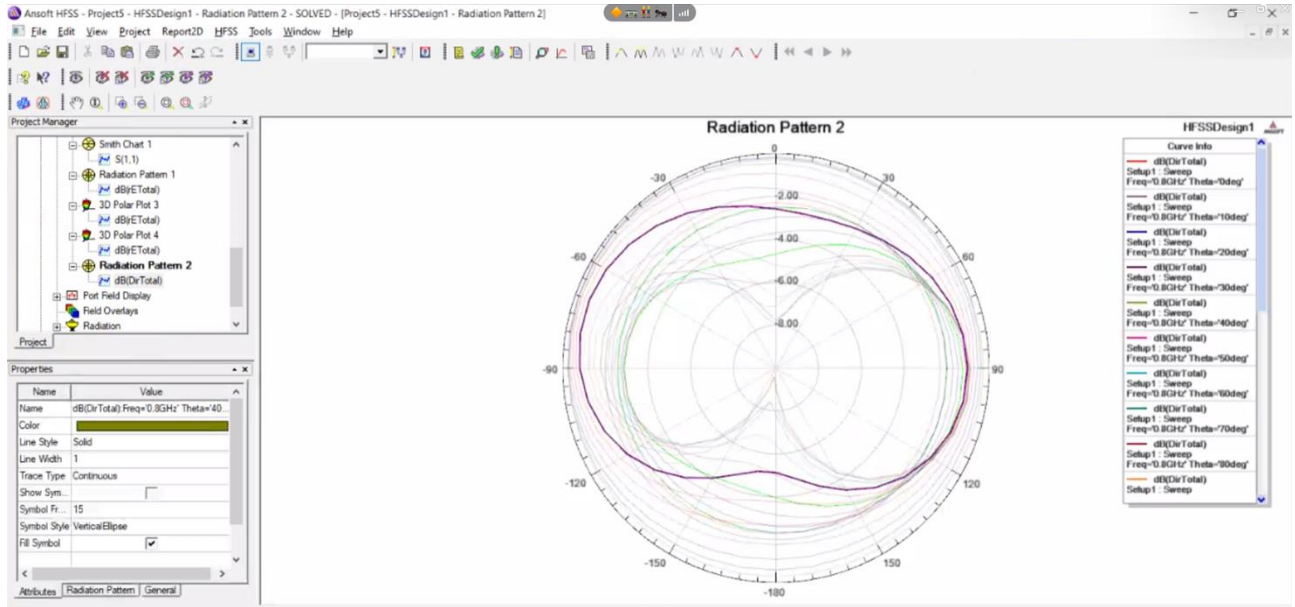
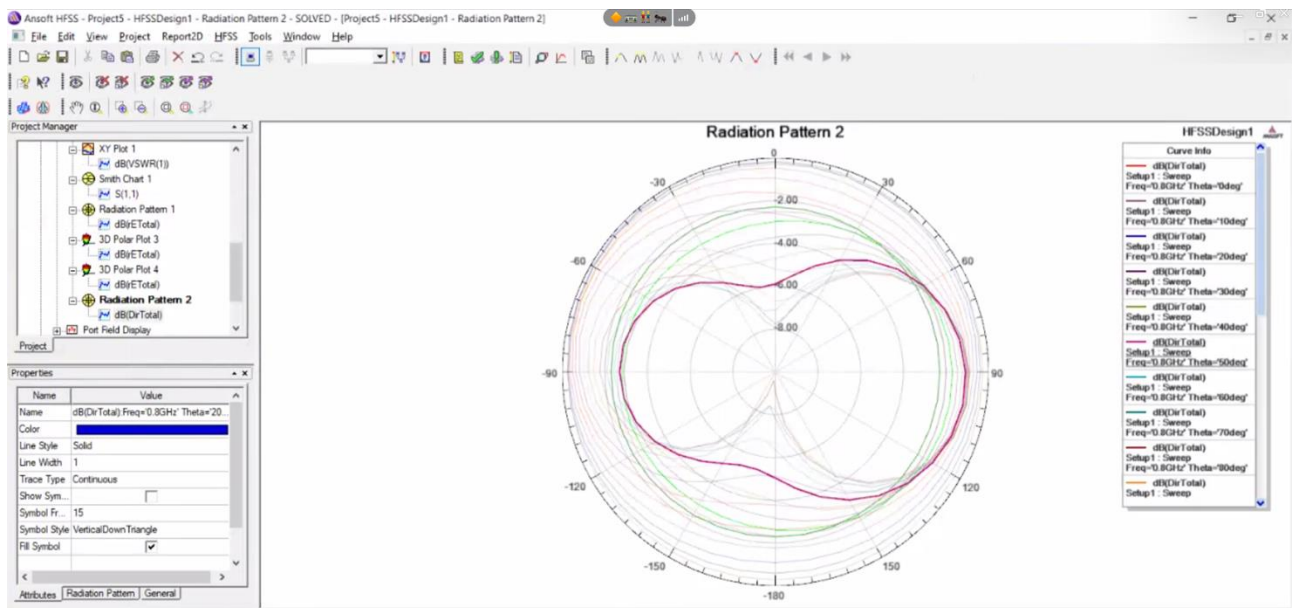


Рисунок 4.6 – Оптимізація геометричних розмірів гнучкої дводіпазонної LTE антени [31]

Далі у роботі [31] за допомогою програми HFSS ANSYS автор виконав комп'ютерне моделювання спрямованих властивостей гнучкої дводіапазонної LTE антени з уточненими геометричними параметрами. Результати цього моделювання наведено на рис. 4.7 – рис. 4.8.



а)

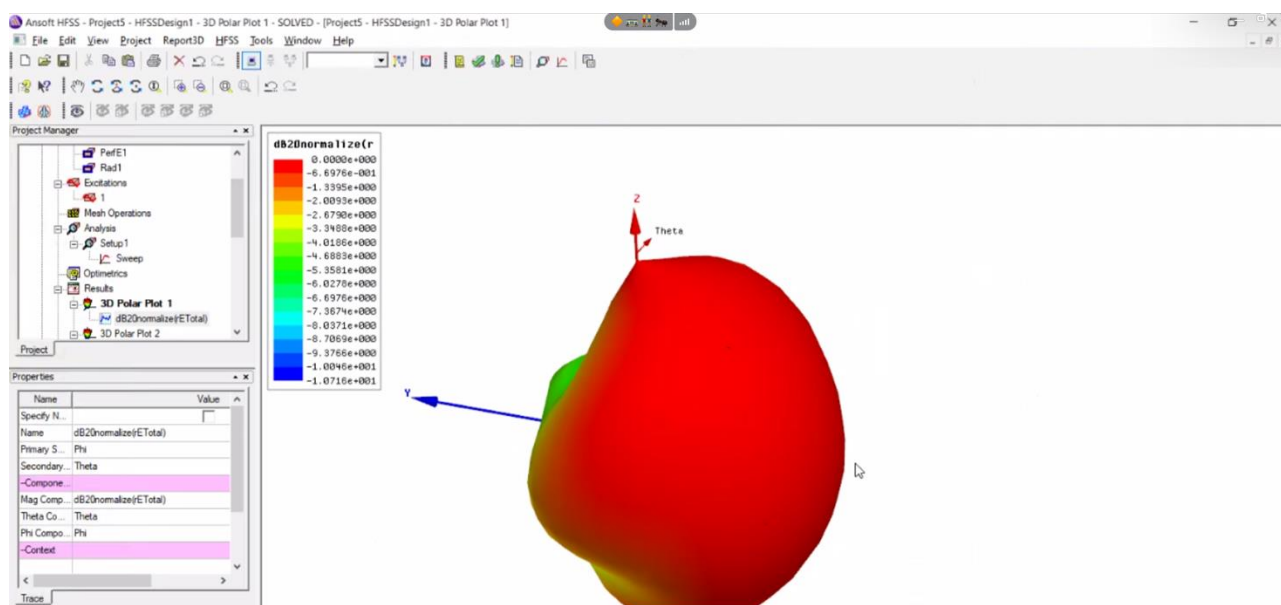


б)

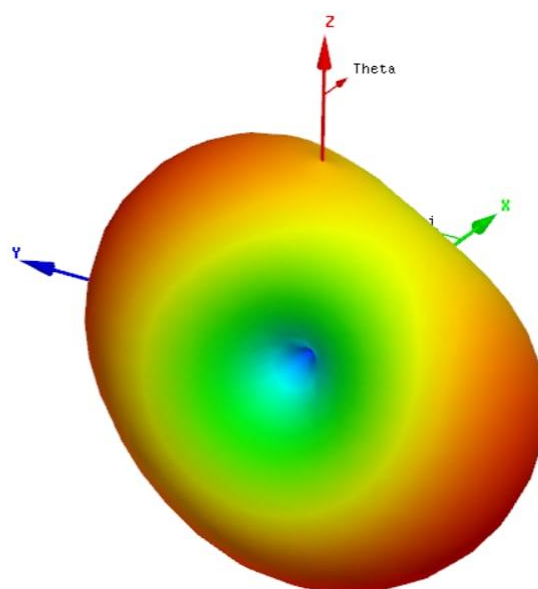
Рисунок 4.7 – Діаграми спрямованості гнучкої дводіапазонної LTE антени:

а) у вертикальній площині, б) в горизонтальній площині [31]

По уточнених розмірах гнучкої дводіапазонної LTE антени (рис. 4.9) автором було створено експериментальний зразок (рис. 4.10) [31].



(a)



(б)

Рисунок 4.8 – Діаграми спрямованості гнучкої дводіапазонної LTE антени:

а) просторова, б) її 3-D зображення

Автор використав поліетиленову плівку товщиною 30 мкм з відносною діелектричною проникністю 2,03 як діелектричний матеріал. Для формування рисунків металевих поверхонь гнучкої дводіапазонної LTE антени автор використав травлення металеві фольги товщиною 100 мкм. На рис. 4.10 наведені світлини верхньої (випромінювальної) та нижньої (екранувальної) поверхонь експериментального зразка гнучкої LTE антени.

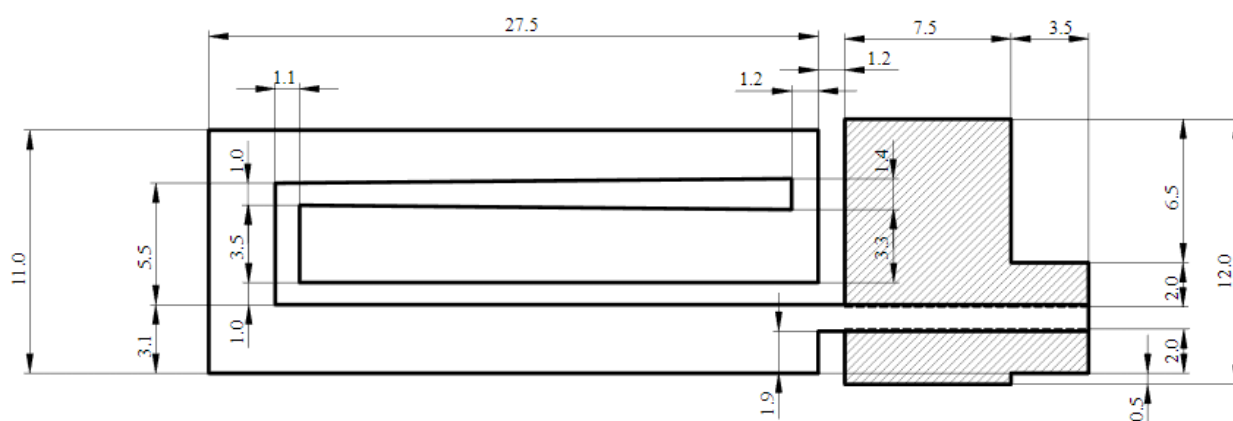
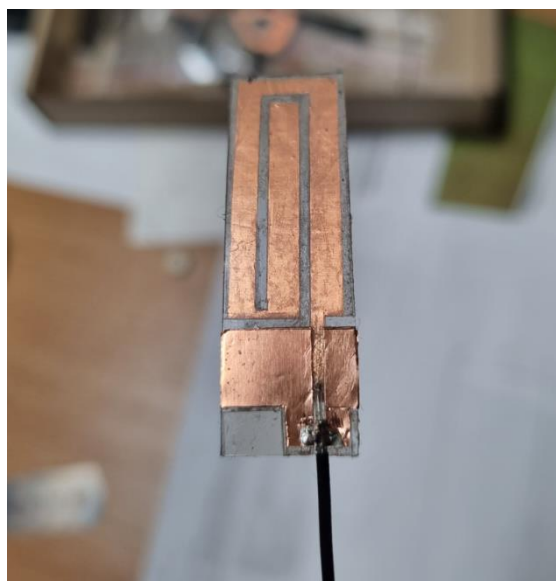


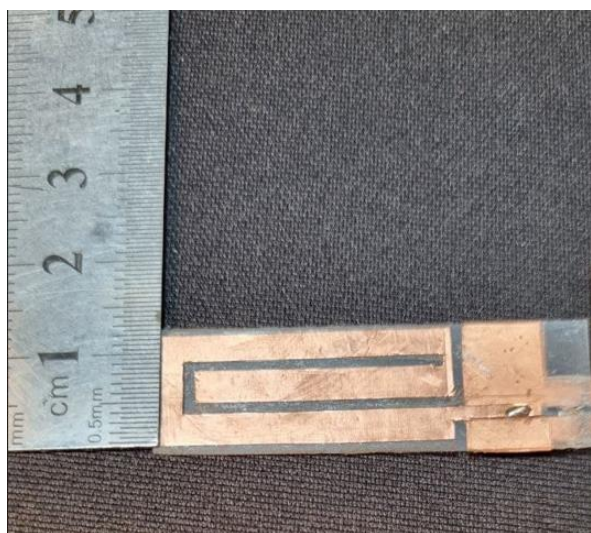
Рисунок 4.9 – Креслення гнучкої дводіапазонної LTE антени [31]



(а)



(б)



(в)



(г)

Рисунок 4.10 – Фото експериментального зразка гнучкої дводіапазонної LTE антени: а) вигляд згори, б) вигляд знизу, в) її ширина, у) її довжина [31]

У роботі [31] автор здійснив експериментальні дослідження хвильових параметрів гнучкої дводіапазонної LTE антени при її знаходженні у повітрі, а також при розташуванні гнучкої дводіапазонної LTE антени на бічній поверхні циліндричного тефлонового стакану, що має діаметр основи 60 мм (рис. 4.11). На рис. 4.12 наведено результати дослідження гнучкої дводіапазонної LTE антени у повітрі в плоскому горизонтальному положенні. Як видно з рис. 4.12 діапазон робочих частот по рівню КХС не більше 2,1 знаходиться в межах 950,15 МГц – 1000,50 МГц [31].



Рисунок 4.11 – Фото гнучкої дводіапазонної LTE антени на бічній поверхні циліндричного тефлонового стакану [31]

Результати експериментальних досліджень гнучкої дводіапазонної LTE антени у повітрі (рис. 4.12) підтвердили спад графіка КСХ в області високих частот, що було виявлено в ході моделювання. На рис. 4.13 наведені суміщені результати експериментальних досліджень КСХ гнучкої дводіапазонної LTE при її розташуванні в повітрі та на бічній поверхні тефлонового стакану.

При порівнянні результатів експериментальних досліджень на рис. 4.13 підтверджено зсув вниз по частоті графіка КСХ гнучкої дводіапазонної LTE. Графік КСХ суттєво зсувається вниз по частоті при опущенні в тефолоновий

стакан посередині вказівного пальця, що заповнений сухим атмосферним повітрям (рис. 4.14). Область робочих частот гнучкої дводіпазонної LTE антени збільшується і становить 881,68 МГц – 975,38 МГц. У верхній частині частотного діапазону відбувається зменшення рівня КСХ до величини 2,9 (рис. 4.14).



Рисунок 4.12 – Результати експериментальних досліджень гнучкої дводіпазонної LTE антени у повітрі, отримані автором у роботі [31]



Рисунок 4.13 – Суміщені результати експериментального дослідження гнучкої дводіпазонної LTE антени при її розташуванні у повітрі (синя лінія) та на поверхні тефлонового стакану (зелена лінія), отримані автором у роботі [31]

Графік КСХ зсувається ще далі донизу по частоті при заповненні тефлонового стакану мінеральною водою (рис. 4.15). Область робочих частот буде 810,81 МГц – 910,09 МГц. При цьому на високих частотах спостерігається суттєве зменшення рівня КСХ. Це підтверджує працездатність гнучкої дводіапазонної LTE антени в діапазоні частот 1848,65 МГц – 2000 МГц (рис. 4.15). Отже, на руці людини пропонована гнучка LTE антена є дводіапазонною.



Рисунок 4.14 – Суміщені результати експериментальних досліджень хвильових параметрів гнучкої дводіапазонної LTE антени при опущенні вказівного пальця в тефлоновий стакан по середині (зелена лінія) і гнучкої дводіапазонної LTE антени в повітрі (синя лінія), що отримані автором у роботі [31]

В результаті експериментальних досліджень, які були здійснені автором у роботі [31], встановлено, що при носінні на руці людини діапазон робочих частот гнучкої дводіапазонної LTE антени по рівню КСХ не більше 2,1 перебуває в межах 881,68 МГц – 975,38 МГц та 1848,65 МГц – 2000 МГц. Це уможливорює використання пропонованої гнучкої дводіапазонної LTE антени для практичного застосування в складі носимих на руці людини бездротових інфокомунікаційних пристроїв діапазонів частот LTE B2 і B8 [31].



Рисунок 4.15 – Суміщені результати експериментального дослідження хвильових параметрів гнучкої дводіпазонної LTE антени при заповненні тефлонового стакану мінеральною водою (зелена лінія) і гнучкої дводіпазонної LTE антени в повітрі (синя лінія), що отримані автором у роботі [31]

4.3 Гнучка широкосмугова LTE антена для носимих бездротових пристроїв інфокомунікаційних мереж

Розвиток мобільних мереж 5G з високою швидкістю передачі даних, широкою смугою пропускання та низькою затримкою зумовив швидке розгортання Інтернету речей (IoT) [188, 189]. До того ж, поширення інфекційних захворювань COVID-19 та OMICRON вимагає нових медичних пристроїв для дистанційного моніторингу стану здоров'я людей. Сучасні носимі пристрої, що випускаються промисловістю, це, в основному, не медичні прилади, а фітнес-браслети та смарт-годинники [190, 191]. Вони мають бездротовий зв'язок через Wi-Fi або Bluetooth зі смартфоном для обміну інформацією з ним. Це обмежує сферу їх медичного або терапевтичного застосування [188, 189]. Сучасні інформаційні технології медичної інженерії розвиваються дуже швидко.

Застосування Інтернету речей та медичних сенсорних мереж, таких як WBAN (Wireless Body Area Networks), спонукає до створення нових інформаційно-комунікаційних пристроїв медичного призначення.

Антени є надзвичайно важливим компонентом пристроїв у бездротових інформаційно-комунікаційних та сенсорних системах [188-192]. Антени в таких системах можуть використовуватись як компонент зв'язку або приймач енергії [191]. Складна конструкція сучасних інформаційно-комунікаційних пристроїв часто вимагає встановлення антен на криволінійних поверхнях [191, 192]. При проектуванні носимих пристроїв медичного призначення розробники стикаються з проблемою забезпечення електромагнітної сумісності блоків всередині пристрою. Проблема електромагнітної сумісності блоків носимого пристрою ускладнюється тим, що всередині корпусу носимого пристрою з малими геометричними розмірами необхідно розмістити такі антени: 1) LTE/NB-IoT; 2) GPS; 3) Bluetooth/WiFi; 4) антена для дистанційного живлення (для заряджання акумулятора).

Тому розробка та дослідження нових типів антен для носимих пристроїв інфокомунікаційних мереж є актуальною науково-технічною задачею. Сучасним напрямком функціональної електроніки є розробка гнучких антен [30, 188-193]. Гнучкі антени знаходять широке застосування в носимих інформаційно-комунікаційних пристроях для роботи в бездротових мережах LTE-M та вузькосмугового Інтернету речей (NB-IoT) [30, 188-193]. У цьому підрозділі автор представив результати розроблення та дослідження гнучкої широкосмугової LTE антени з малими геометричними розмірами для застосування в носимих інфокомунікаційних пристроях для діапазон частот LTE B20 та B3.

Для розроблення та оптимізації гнучкої LTE антени у п. 4.2 автор застосував пакет програм HFSS ANSYS (рис. 4.4 і рис. 4.6). В якості матеріалу для гнучкої антени на рис. 4.4 і рис. 4.6 були використані поліетиленова плівка товщиною 30 мкм з відносною діелектричною проникністю 2,03 та мідна фольга

товщиною 100 мкм. Спрямовані характеристики такої гнучкої антени були досліджені в пакеті програм HFSS ANSYS і представлені на рис. 4.7 і рис. 4.8.

Отримавши результати моделювання хвильових параметрів і характеристик спрямованості LTE гнучкої антени на двосторонньому провідниковому матеріалі в програмному пакеті HFSS ANSYS, були оптимізовані її геометричні розміри за критерієм мінімального значення коефіцієнта стоячої хвилі (КСХ). На рис. 4.16 наведено креслення широкосмугової гнучкої широкосмугової LTE антени зі зміщеною до краю мікросмужкою живлення.

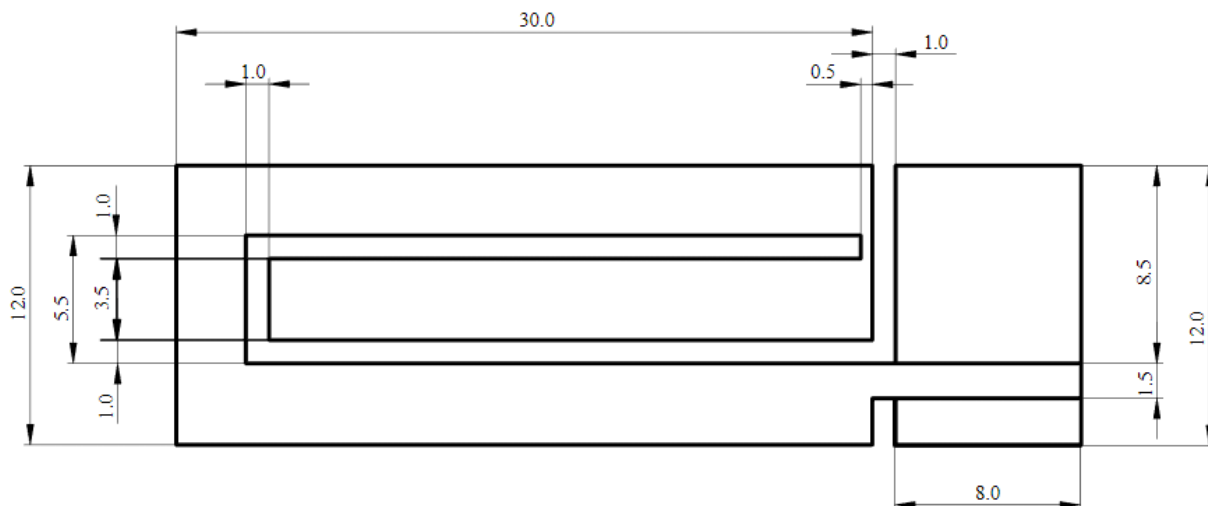


Рисунок 4.16 – Ескізне креслення розробленої гнучкої широкосмугової LTE антени зі зміщеною до краю мікросмужкою живлення

Широкосмугова гнучка LTE антена на рис. 4.16 має розміри 39×12 мм. Вона призначена для розміщення всередині гумового ремінця IoT-пристрою, що носить на руці (рис. 4.17). Як видно з рис. 4.17, розташування гнучкої антени не симетрично до центральної вісі друкованої плати пристрою є досить невдалим [193]. Гнучка антена LTE повинна розташовуватися по центру гумової стрічки [30, 194]. Тому було змінено геометрію лінії підведення мікросмужки в гнучкій антені (рис. 4.18). На рис. 4.18 показано загальний вигляд гнучкої антени в програмі Sprint-Layout 6.0. Як видно з рис. 4.18, широкосмугова гнучка антена LTE симетрична відносно точки подачі. На рис. 4.18 верхня (випромінювальна)

поверхня гнучкої антени LTE показана зеленим кольором, а нижня (екранувальна) - жовтим. Розміри гнучкої антени на рис. 4.18 становлять $49,5 \times 12,0$ мм.

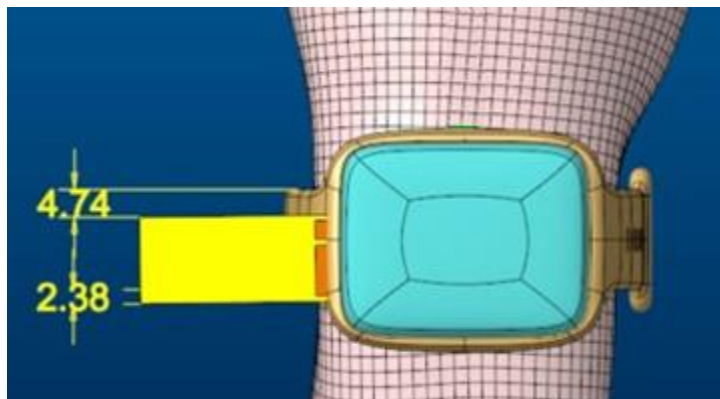


Рисунок 4.17 – Кріплення гнучкої широкосмугової антени LTE до друкованої плати та розташування гнучкої антени LTE всередині ремінця IoT-пристрою, що носить на руці

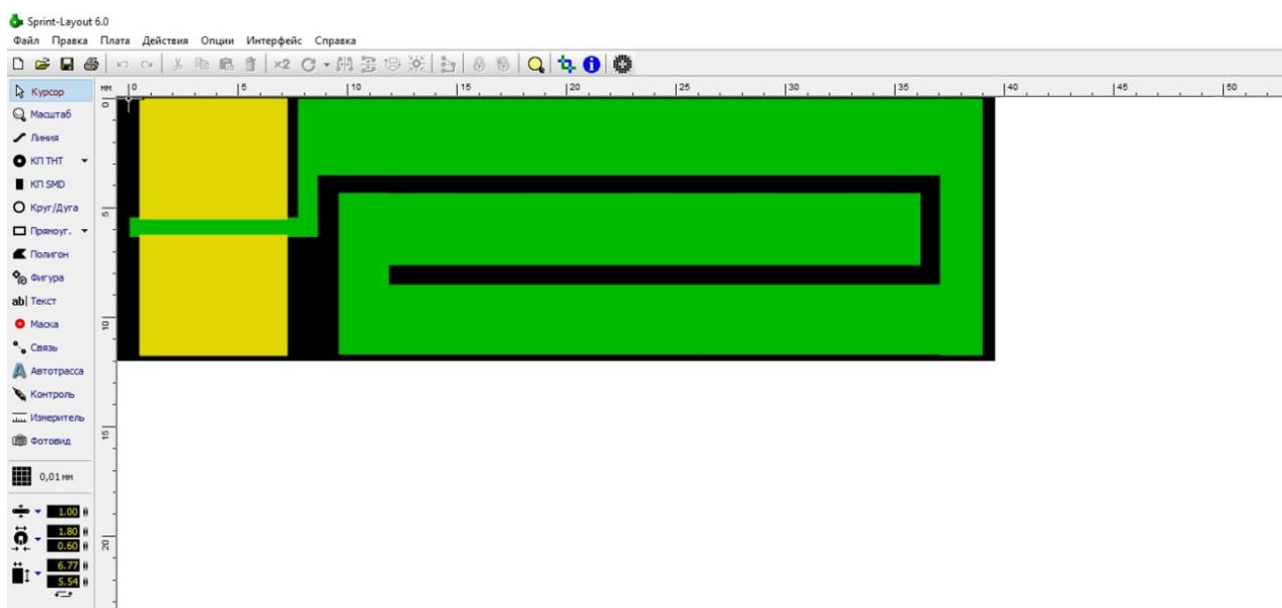


Рисунок 4.18 – Загальний вигляд у програмі Sprint-Layout 6.0 гнучкої широкосмугової антени LTE з центрованою мікросмужкою живлення

На рис. 4.19 показано фотографії експериментальних зразків гнучкої широкосмугової антени LTE, що були створені автором. Експериментальні зразки гнучкої широкосмугової антени LTE виготовлені з поліетиленової плівки товщиною 30 мкм з відносною діелектричною проникністю 2,03 та мідної фольги

товщиною 100 мкм. Було досліджено експериментальний зразок гнучкої широкосмугової антени LTE. Експеримент проводився для декількох варіантів розташування гнучкої антени LTE в просторі - в повітрі, на руці та на столі. Такі ж експерименти були проведені для дослідження гнучкої широкосмугової LTE антени при розміщенні всередині гумового ремінця (рис. 4.18).



Рисунок 4.19 – Фото експериментального зразка гнучкої широкосмугової LTE антени

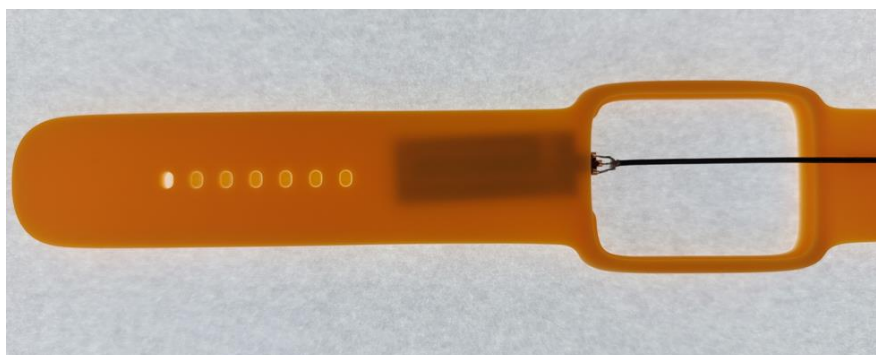
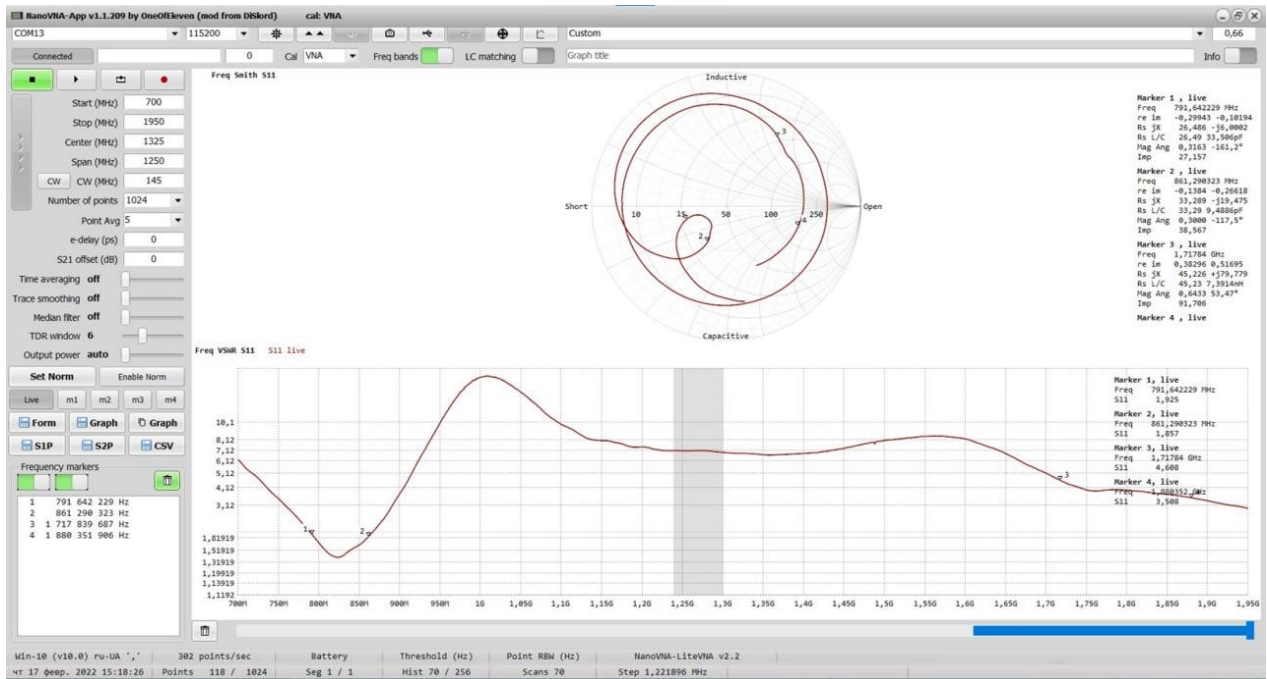


Рисунок 4.20 – Фотографія гнучкої широкосмугової LTE антени всередині гумового ремінця для експериментального дослідження

На рис. 4.21,а показано частотну характеристику коефіцієнта стоячої хвилі для гнучкої широкосмугової LTE антени, що розміщена всередині гумового ремінця, який лежить на столі. Результати експериментальних досліджень на рис. 4.21,а є задовільними для забезпечення необхідних хвильових параметрів гнучкої антени в діапазоні частот LTE B20. $VSWR = 1,925$ на частоті 791,6 МГц (точка 1) і $VSWR = 1,857$ на частоті 861,29 МГц (точка 2). Для частотного діапазону LTE B3 значення коефіцієнта стоячої хвилі є гіршими.

Експериментально встановлено, що $VSWR = 4,608$ для частоти 1717,84 МГц (точка 3) і $VSWR = 3,508$ для частоти 1880,352 МГц (точка 4).



(a)



(б)

Рисунок 4.21 – Діаграма Сміта (вгорі) і графік частотної характеристики КСХ (внизу), коли гнучка широсмугова LTE антена всередині гумового ремінця розміщена на столі (а) і коли гнучка широкосмугова LTE антена розміщена всередині гумового ремінця розміщена на зап'ясті людини (б)

При розміщенні гнучкої широкосмугової LTE антени всередині гумового ремінця на зап'ясті людини отримано такі результати експериментальних досліджень (рис. 4.21,б): для частотного діапазону LTE B20 - $VSWR = 1,724$ на частоті 791,6 МГц (точка 1) і $VSWR = 2,150$ на частоті 861,29 МГц (точка 2), для частотного діапазону LTE B3 - $VSWR = 5,489$ для частоти 1717,84 МГц (точка 3) і $VSWR = 2,952$ для частоти 1880,352 МГц (точка 4). Водночас для діапазону частот LTE B8 гнучка широкосмугова LTE антена має значення $VSWR = 2,737...12,15$ (рис. 4.21,б). Через це сигнали діапазону B8 послаблюються і мають слабкий вплив на сигнали сусіднього діапазону B20. На рис. 4.22 представлено фото експерименту з гнучкою антеною LTE всередині гумового ремінця на зап'ясті людини.

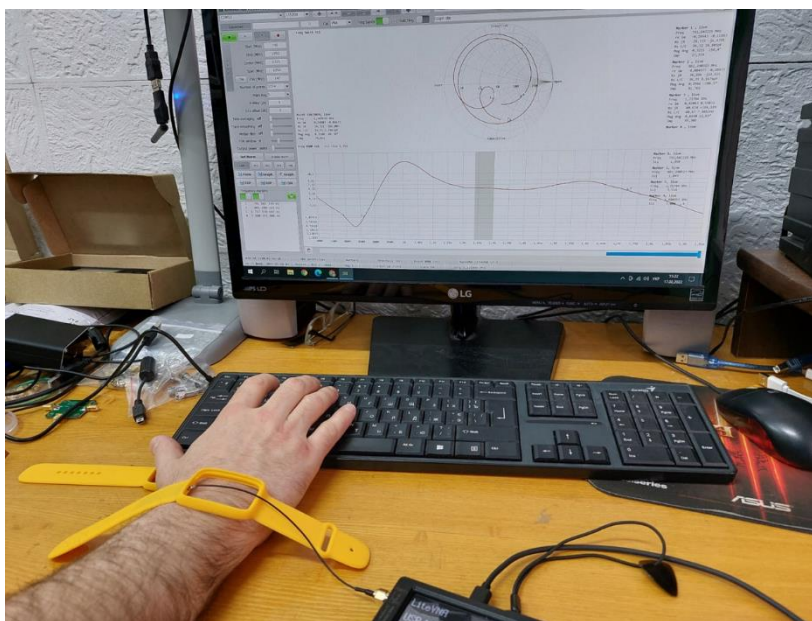


Рисунок 4.22 – Фотографія вимірювального обладнання для експериментального дослідження гнучкої широкосмугової LTE антени всередині гумового ремінця на зап'ясті людини

Для вимірювання параметрів узгодження гнучкої широкосмугової LTE антени з електричною схемою пристрою на друкованій платі вона була припаяна до монтажних точок на друкованій платі (рис. 4.23), а до відповідних виводів був припаяний високоякісний коаксіальний роз'єм для підключення векторного аналізатора.

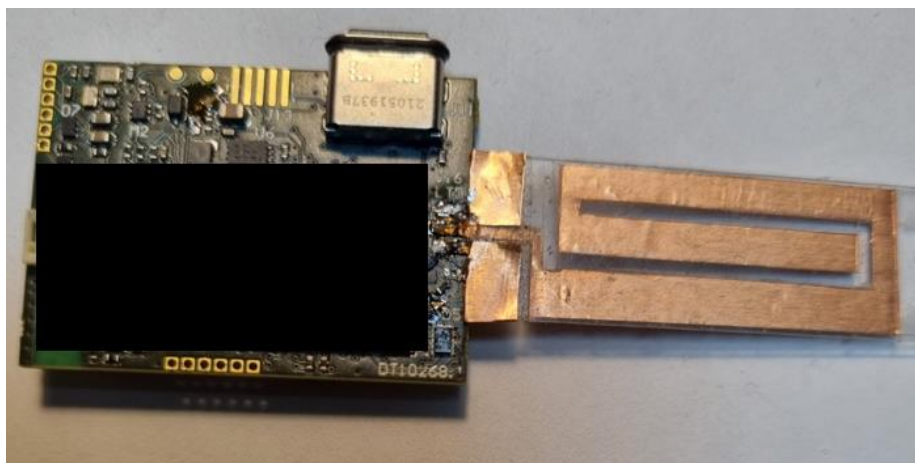


Рисунок 4.23 – Фото підключення гнучкої широкосмугової LTE антени до друкованої плати носимого пристрою для дослідження якості її узгодження

Для узгодження гнучкої широкосмугової LTE антени на імпеданс 50 Ом була використана проста Г-подібна індуктивна схема [194]. Графіки хвильових параметрів гнучкої широкосмугової LTE антени експериментальних досліджень якості її узгодження наведені на рис. 4.24.

З графіку на рис. 4.24,а встановлено такі значення хвильових параметрів гнучкої широкосмугової LTE антени: для діапазону частот B20 - VSWR = 11,001 при рівні зворотних втрат -1,1 дБ і частоті 787,88 МГц (точка 0), VSWR = 5,16 при рівні зворотних втрат -3,4 дБ і частоті 863,64 МГц (точка 1); для частотного діапазону B3 - VSWR = 11,001 при рівні зворотних втрат -1,3 дБ і частоті 1727,27 МГц (точка 2), VSWR = 10,78 при рівні зворотних втрат -1,6 дБ і частоті 1863,64 МГц (точка 3).

З графіку на рис. 4.24,б встановлено такі значення хвильових параметрів гнучкої широкосмугової LTE антени: для діапазону B20 - VSWR = 1,52 при рівні зворотних втрат -13,8 дБ і частоті 787,88 МГц (точка 0), VSWR = 9,68 при рівні зворотних втрат -1,8 дБ і частоті 863,64 МГц (точка 1); для частотного діапазону B3 - VSWR = 4,84 при рівні зворотних втрат -3,6 дБ і частоті 1727,27 МГц (точка 2), VSWR = 5,23 при рівні зворотних втрат -3,4 дБ і частоті 1863,64 МГц (точка 3).

З графіку на рис. 4.24,в встановлено такі значення хвильових параметрів гнучкої широкосмугової LTE антени: для діапазону частот B20 - VSWR = 2,32

при рівні зворотних втрат -8,0 дБ і частоті 787,88 МГц (точка 0), VSWR = 1,58 при рівні зворотних втрат -13,0 дБ і частоті 878. 79 МГц (точка 1); для частотного діапазону В3 - VSWR = 5,21 при рівні зворотних втрат -3,4 дБ і частоті 1727,27 МГц (точка 2), VSWR = 4,93 при рівні зворотних втрат -3,6 дБ і частоті 1863,64 МГц (точка 3).

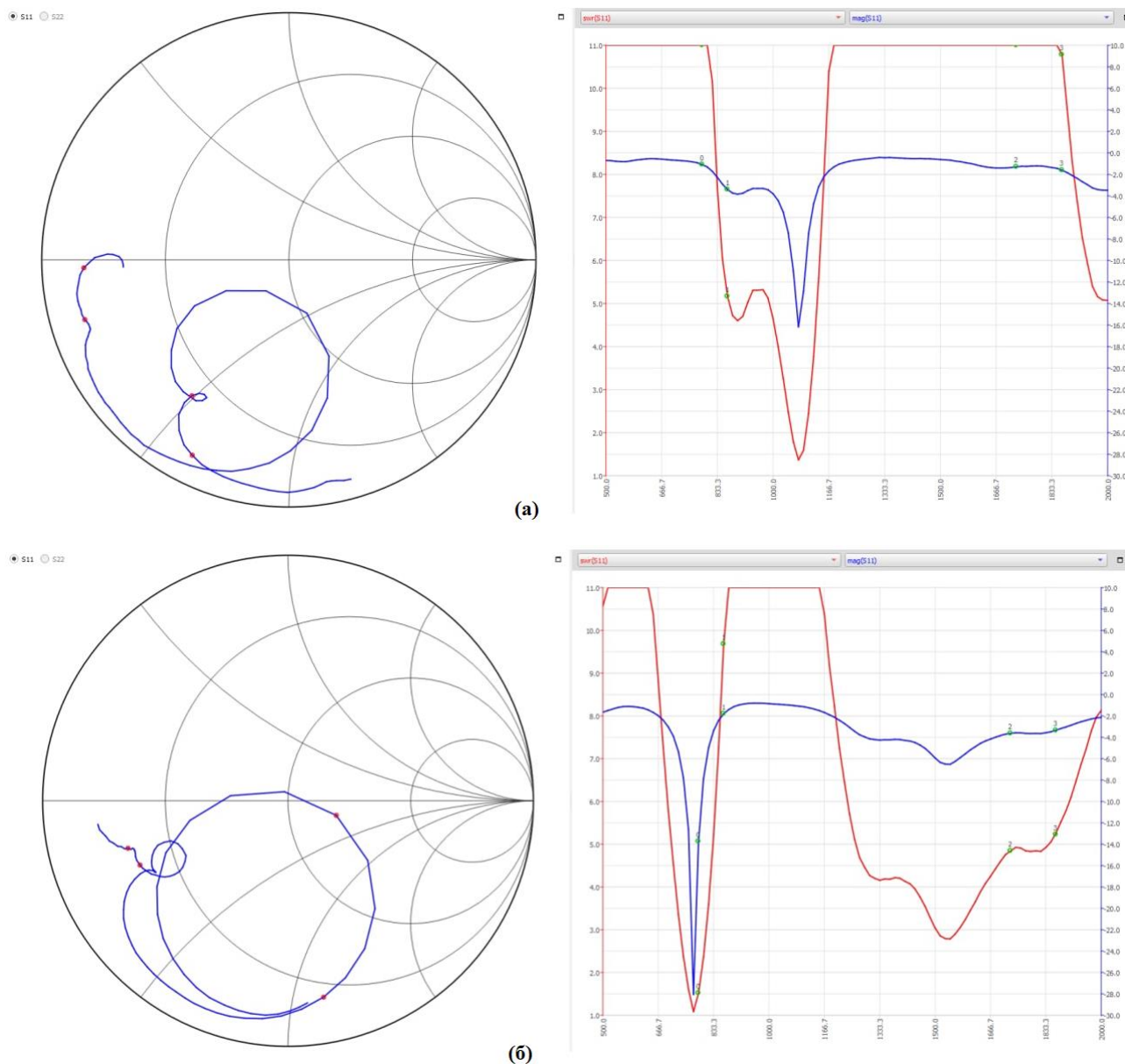


Рисунок 4.24 – Діаграма Сміта і частотні характеристики VSWR (червона лінія - шкала зліва в часах) і зворотних втрат (синя лінія - шкала справа в дБ) для неузгодженої гнучкої LTE антени, коли пристрій розміщено на столі (а) і на руці (б), а також для гнучкої широкопasmової LTE антени, узгодженої з індуктивністю 10,0 нГн, коли пристрій розміщено на столі (в) і на руці (г)

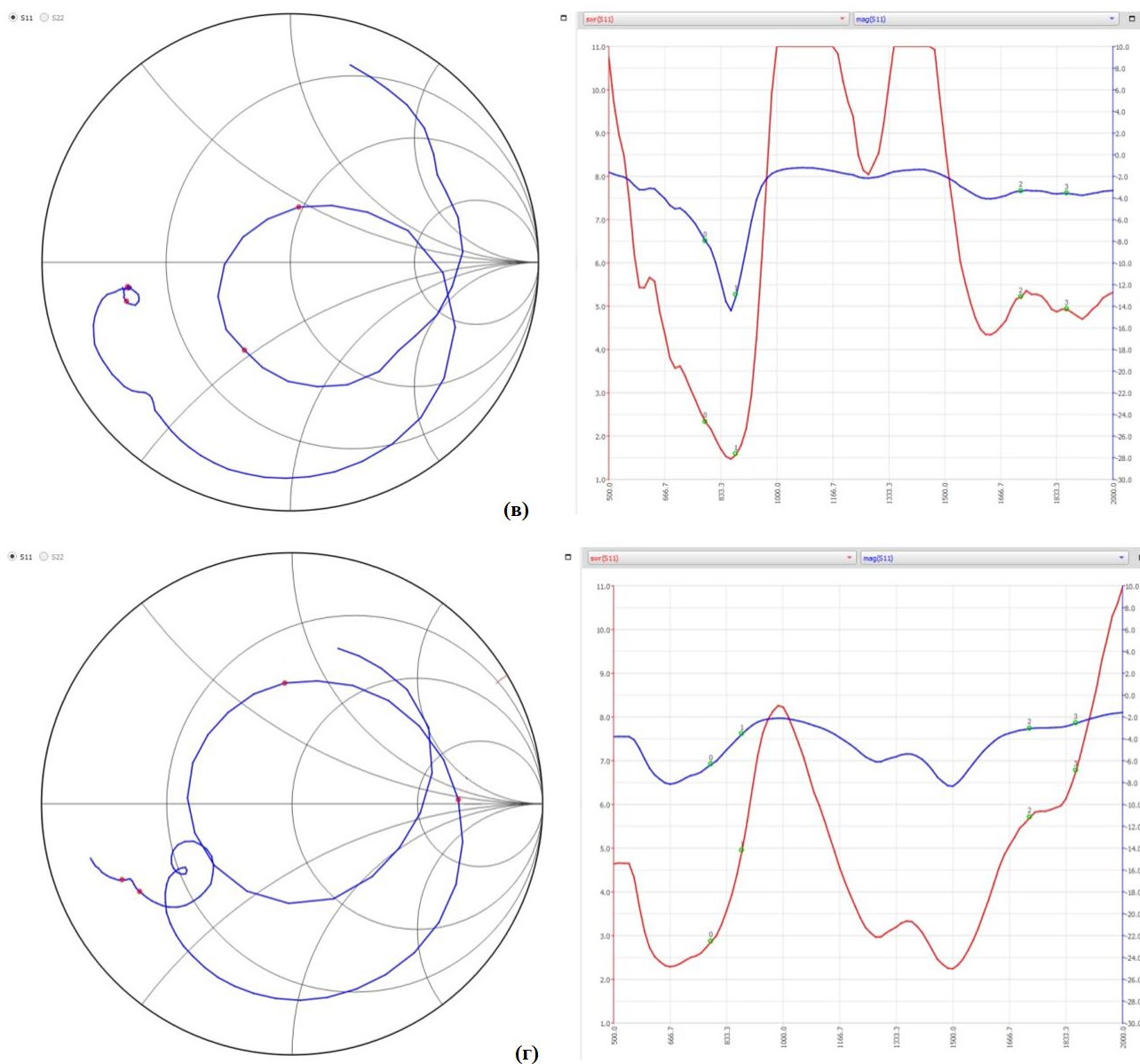


Рисунок 4.24 - (Продовження) Діаграма Сміта і частотні характеристики VSWR (червона лінія - шкала зліва в часах) і зворотних втрат (синя лінія - шкала справа в дБ) для неузгодженої гнучкої LTE антени, коли пристрій розміщено на столі (а) і на руці (б), а також для гнучкої LTE антени, узгодженої з індуктивністю 10,0 нГн, коли пристрій розміщено на столі (в) і на руці (г)

З графіку на рис. 4.24,г встановлено такі значення хвильових параметрів гнучкої антени: для діапазону частот В20 - VSWR = 2,82 при рівні зворотних втрат -6,3 дБ і частоті 787,88 МГц (точка 0), VSWR = 4,94 при рівні зворотних втрат -3,6 дБ і частоті 878. 79 МГц (точка 1); для частотного діапазону В3 - VSWR

= 5,70 при рівні зворотних втрат -3,1 дБ і частоті 1727,27 МГц (точка 2), VSWR = 6,77 при рівні зворотних втрат -2,6 дБ і частоті 1863,64 МГц (точка 3).

Як видно з рис. 4.24, числові значення хвильових параметрів гнучкої антени LTE, що підключена до друкованої плати, гірші за результати дослідження хвильових параметрів непідключеної до друкованої плати гнучкої антени LTE, що подані на рис. 4.21. Це можна пояснити впливом тіла людини на хвильові параметри гнучкої антени LTE [195]. Узгодження гнучкої антени LTE з електричними ланками пристрою сприяє зменшенню впливу тіла людини на її хвильові параметри. Хвильові параметри узгодженої гнучкої антени LTE при розміщенні пристрою на столі мають кращі значення, ніж при розміщенні пристрою на руці. Водночас смуга узгодження є надто вузькою, тому стабільна робота антени за наявності дестабілізуючих факторів може бути забезпечена лише частково.

4.4 Гнучка тридіапазонна LTE антени-браслет для носимих на руці бездротових пристроїв інфокомунікаційних мереж

Стрімкий розвиток бездротових інфокомунікаційних технологій стимулює розробку, виробництво та застосування нових видів носимих LTE пристроїв [179, 182]. В даний час широко використовуються системи стільникового зв'язку нового покоління NB-IoT, LTE-m1 [180]. Усі вони мають широкосмугову уніфіковану систему радіодоступу, що дозволяє передавати інформацію у реальному часі [179, 180, 182].

Одним із найважливіших завдань, що виникають при розробленні бездротових інфокомунікаційних пристроїв є розроблення форми антени, яка б вдало вписувалася в дизайн пристрою [178]. При цьому антена повинна забезпечити необхідний коефіцієнт підсилення, мати необхідні хвильові параметри та потрібну форми діаграми спрямованості [178]. Така антена повинна забезпечувати стійкий прийом радіохвиль з будь-якого ракурсу в умовах міської

забудови [30]. Розширення функціональних і сервісних можливостей інфокомунікаційних пристроїв призводить до необхідності збільшення числа робочих діапазонів частот. При цьому значно ускладнюється конструкція антен. Також ускладнюється процеси розрахунку та моделювання вбудованих антен.

На сьогоднішній день відома низка інфокомунікаційних пристроїв, які носять на руці [196]. Дизайн носимих на руці пристроїв складається з ремінця або браслету та корпусу самого пристрою. Найпростішим типом антен є друковані патч-антени [181]. Класичні підходи теорії антен вимагають щоб лінійні розміри антени були кратні довжині робочій довжині хвилі [30]. Відомі конструкції пів-хвильових і чверть-хвильових антен. Менш поширенні $\frac{1}{8}$ -хвильові антени. Зміна геометричних розмірів антени здійснює значний вплив на її хвильові параметри, зокрема імпеданс, та просторову діаграму спрямованості.

Складність проектування носимих на руці інфокомунікаційних пристроїв полягає у дотриманні вимог електромагнітної сумісності його блоків всередині корпусу. Розмір корпусу носимого на руці пристрою є малим [30]. А тому задачу забезпечення електромагнітної сумісності можна вирішити двома шляхами. Перший шлях – це використання спеціалізованих чіп-антен і багат шарових патч-антен які приймають радіосигнали різних стандартів. На сьогодні у світі серійно виготовляють LTE, Bluetooth/Wi-Fi/Zigbee чіп-антени у корпусному та SMD виконанні. Їх недоліками є висока вартість і необхідність проектування електронних кіл широкопasmового узгодження чіп-антен або багат шарових патч-антен з каскадами пристрою [30]. Другий шлях вирішення задачі електромагнітної сумісності – це розроблення конструкції LTE антени спеціальної форми для використання її зовні корпусу. Найкращим варіантом є застосування гнучкої LTE антени як ремінця носимого на руці пристрою [183, 184].

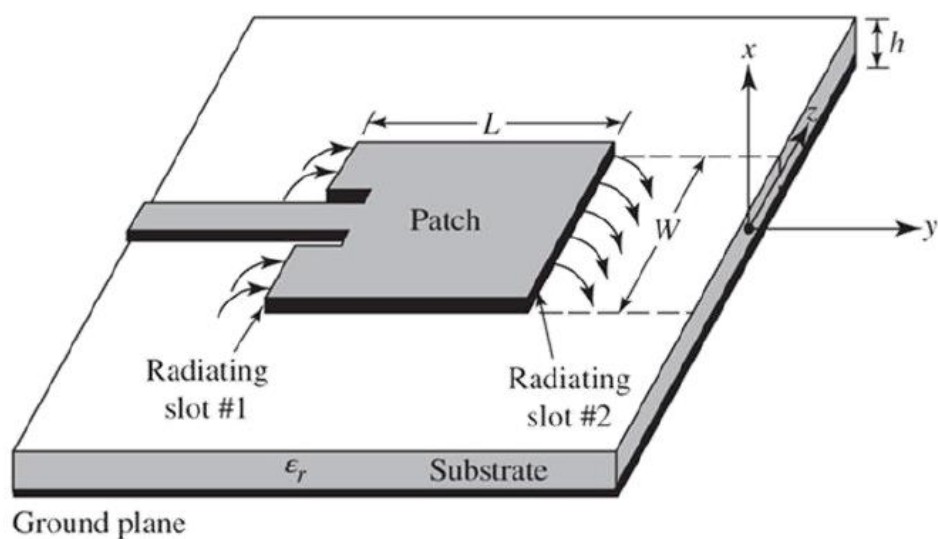
На сьогоднішній день стрімко розвивається галузь гнучкої електроніки. Це зумовлено високим попитом гнучких електронних компонентів для пристроїв Інтернету речей [197, 198]. Гнучкі електронні пристрої легші, простіше та дешевші [182]. Світовий ринок гнучкої електроніки стрімко розвивається [182].

Тому розроблення та дослідження пристроїв гнучкої електроніки є актуальним і сучасним напрямом [30].

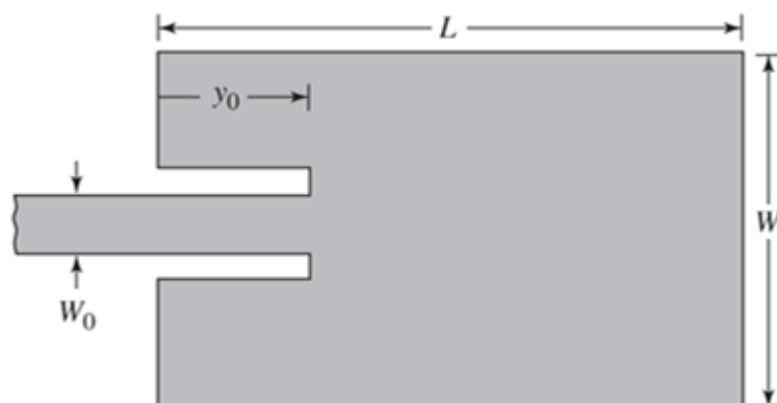
Стрімкий розвиток радіотехнологій доступу інтернету речей зумовив значний попит на вироби антенної техніки для застосування у носимих інфокомунікаційних пристроїв. Актуальним є напрям мініатюризації антен для носимих на тілі людини інфокомунікаційних пристроїв [183, 184]. Головною задачею досліджень є зменшення геометричних розмірів антени при роботі у заданому діапазоні робочих довжин електромагнітних хвиль. Перспективним шляхом вирішення цієї задачі є застосування гнучких антен [182, 178]. Гнучкі антени мають широке впровадження у пристроях Інтернету речей [180, 196], інфокомунікаційних мереж 4G і 5G [182, 183, 184, 197], бездротових сенсорних мереж [182, 178, 181] і телемедицини [178, 179, 198]. У цьому підрозділі наведені результати вирішення поставленої задачі дисертаційного дослідження – розроблення конструкції гнучкої тридіапазонної LTE антени-браслета з характеристичним опором 50 Ом з центральними частотами 880 МГц, 1720 МГц і 2620 МГц із такими електричними параметрами: пікова потужність випромінювання 23 дБм, коефіцієнт стоячої хвилі (VSWR) $\leq 3,5$, та коефіцієнтом корисної дії (59,5~96,3)%.

Для досягнення цієї мети автор у роботі [30] вирішив такі завдання: 1) здійснив чисельний розрахунок геометричних параметрів гнучкої LTE антени-браслету; 2) виконав комп'ютерне моделювання хвильових і спрямованих характеристик гнучкої LTE антени-браслету; 3) отримав результати експериментальних досліджень хвильових параметрів гнучкої тридіапазонної LTE антени-браслета.

Найпростішим варіантом виконання гнучкої тридіапазонної LTE антени-браслета є використання конструкції мікросмужкової патч-антени. Дизайн мікросмужкової патч-антени поданий на рис. 4.25,а. [199, fig.14.1] Для надійного функціонування патч-антени необхідно щоб її геометричні розміри задовольняли таким співвідношенням (4.13) [199]



(a)



(б)

Рисунок 4.25 – Будова мікросмушкової патч-антени [199, fig. 14.1] звичайної (класичної) конструкції (а) та геометричні розміри її форми для розрахунку [199, fig. 14.11] (б): L та W - відповідно довжина та ширина випромінювальної поверхні; h - товщина матеріалу діелектричної підкладки; y_0 - довжина врізання; W_0 - ширина смужки живлення

$$\begin{cases} \frac{\lambda_0}{3} < L < \frac{\lambda_0}{2}, \\ 0.003\lambda_0 \leq h \leq 0.05\lambda_0, \\ 2.2 \leq \epsilon_r \leq 12, \end{cases} \quad (4.13)$$

де λ_0 - довжина хвилі середньої частоти робочого діапазону частот, L - довжина випромінювальної частини патч-антени, h - товщина діелектричної підкладки, ε_r це відносна діелектрична проникність підкладки (рис. 4.25,а). Ширину патч-антени W обирають із міркування забезпечити потрібний імпеданс на її резонансній частоті [199]

$$W = \frac{1}{2f_r\sqrt{\mu_0\varepsilon_0}}\sqrt{\frac{2}{\varepsilon_r+1}} = \frac{c_0}{2f_r}\sqrt{\frac{2}{\varepsilon_r+1}}, \quad (4.14)$$

де c_0 - швидкість світла у вакуумі, f_r - частота резонансу. Ефективну діелектричну проникність матеріалу підкладки розраховують за формулою [199]

$$\varepsilon_{\text{eff}} = \frac{\varepsilon_r+1}{2} + \frac{\varepsilon_r-1}{2} \frac{1}{\sqrt{1+12\frac{h}{W}}}. \quad (4.15)$$

Ефективна довжина патч-антени [199]

$$L_{\text{eff}} = L + \Delta L, \quad (4.16)$$

де

$$\Delta L = 0.412h \frac{(\varepsilon_{\text{eff}} + 0.3)\left(\frac{W}{h} + 0.264\right)}{(\varepsilon_{\text{eff}} - 0.258)\left(\frac{W}{h} + 0.8\right)}. \quad (4.17)$$

Резонансна частота для основного режиму TM_{010} [199]

$$f_{r_{010}} = \frac{1}{2L\sqrt{\varepsilon_r}\sqrt{\mu_0\varepsilon_0}} = \frac{c_0}{2L\sqrt{\varepsilon_r}}. \quad (4.18)$$

Враховуючи ефективну довжину патч-антени, її резонансна частота обчислюється за формулою [199]

$$f_{rc_{010}} = \frac{1}{2L_{eff} \sqrt{\varepsilon_{reff}} \sqrt{\mu_0 \varepsilon_0}} = q \frac{c_0}{2L \sqrt{\varepsilon_r}}, \quad (4.19)$$

де

$$q = \frac{f_{rc_{010}}}{f_{r_{010}}}. \quad (4.20)$$

Провідність і вхідний опір прямокутної патч-антени розраховують за формулами [199]

$$\begin{aligned} Y_1 &= G_1 + jB_1, \\ G_1 &= \frac{W}{120\lambda_0} \left[1 - \frac{1}{24} (k_0 h)^2 \right], \quad \frac{h}{\lambda_0} < \frac{1}{10}, \\ B_1 &= \frac{W}{120\lambda_0} [1 - 0.636 \ln(k_0 h)], \quad \frac{h}{\lambda_0} < \frac{1}{10}, \end{aligned} \quad (4.21)$$

де

$$k_0 = \frac{2\pi}{\lambda_0}.$$

Вхідний опір мікросмужкової патч-антени розраховують за формулою [199]

$$R_{in} = \frac{1}{2(G_1 + G_{12})}, \quad (4.22)$$

де провідність G_{12} [199]

$$G_{12} = \frac{1}{120\pi^2} \int_0^\pi \left[\frac{\sin\left(\frac{k_0 W}{2} \cos(\theta)\right)}{\cos(\theta)} \right]^2 J_0(k_0 L \sin(\theta)) \sin^3(\theta) d\theta,$$

де J_0 - функція Бесселя першого роду нульового порядку [199].

Зменшити вхідний опір мікросмушкової патч-антени відносно точки живлення можна шляхом врізання смужки живлення довжиною y_0 в прямокутник (рис. 4.25,б) [199, fig. 14.11]. Тоді вхідний опір [199]

$$R_{in(y=y_0)} = R_{in(y=0)} = \cos\left(\frac{\pi}{L} y_0\right). \quad (4.23)$$

Хвильовий опір мікросмушкової лінії живлення шириною W_0 (рис. 4.25,б) [199]

$$Z_c = \begin{cases} \frac{60}{\sqrt{\varepsilon_{reff}}} \ln\left[\frac{8h}{W_0} + \frac{W_0}{4h}\right], & \frac{W_0}{4} \leq 1, \\ \frac{120\pi}{\sqrt{\varepsilon_{reff}} \left[\frac{W_0}{h} + 1.393 + 0.667 \ln\left(\frac{W_0}{h} + 1.444\right)\right]}, & \frac{W_0}{h} > 1. \end{cases} \quad (4.24)$$

Рівняння діаграми спрямованості мікросмушкової патч-антени мають такий вигляд [199]:

- у просторі

$$f(\theta, \varphi) = \frac{\sin\left[\frac{kW}{2} \sin(\theta) \sin(\varphi)\right]}{\frac{kW}{2} \sin(\theta) \sin(\varphi)} \cos\left(\frac{kL}{2} \sin(\theta) \cos(\varphi)\right), \quad (4.25)$$

- у площині E ($\varphi = 0^\circ$)

$$F_E(\theta) = \cos\left(\frac{kL}{2} \sin(\theta)\right), \quad (4.26)$$

- у площині H ($\varphi = 90^\circ$)

$$F_H(\theta) = \cos(\theta) \frac{\sin\left(\frac{kW}{2} \sin(\theta)\right)}{\frac{kW}{2} \sin(\theta)}. \quad (4.27)$$

Коефіцієнт спрямованої дії мікросмужкової патч-антени для випадку $k_0 h \ll 1$ розраховується за формулою [199]

$$D_0 = \frac{U_{\max}}{U_0} = \frac{4\pi U_{\max}}{P_{rad}}, \quad (4.28)$$

де

$$U_{\max} = \frac{|V_0|^2}{2\eta_0 \pi^2} \left(\frac{\pi W}{\lambda_0} \right)^2, \quad (4.29)$$

$$P_{rad} = \frac{|V_0|^2}{2\eta_0 \pi^2} \int_0^\pi \left[\frac{\sin\left(\frac{k_0 W}{2} \cos(\theta)\right)}{\cos(\theta)} \right]^2 \sin^3(\theta) d\theta. \quad (4.30)$$

Сумарна добротність мікросмужкової патч-антени визначається сумарними втратами [199]

$$\frac{1}{Q_t} = \frac{1}{Q_{rad}} + \frac{1}{Q_c} + \frac{1}{Q_d} + \frac{1}{Q_{sw}}, \quad (4.31)$$

де Q_t - це сумарна добротність, Q_{rad} - це добротність із урахуванням втрат на випромінювання, Q_c - це добротність з урахуванням втрат на провідність (омічні втрати), Q_d - це добротність з урахуванням втрат у діелектрику, Q_{sw} - це добротність з урахуванням втрат енергії на поверхневі електромагнітні хвилі (при врахуванні поверхневих струмів провідності і скін-ефекту) [185]. За умови $k_0 \ll h$ складові сумарної добротності розраховують відповідно по формулах [199]

$$Q_c = h\sqrt{\pi f \mu \sigma}, \quad Q_d = \frac{1}{\tan(\delta)}, \quad Q_{rad} = \frac{2\omega \varepsilon_r}{h G_t / l} K,$$

де для режиму електромагнітної хвилі TM_{010} [199]

$$K = \frac{L}{4}, G_t = G_{rad} \frac{l}{W}.$$

Величина сумарної добротності мікросмушкової патч-антени має значний вплив на ширину її смуги пропускання. Відносна ширина смуги пропускання мікросмушкової патч-антени [199]

$$\frac{\Delta f}{f_0} = \frac{f_{\max} - f_{\min}}{f_0},$$

розраховується за формулою [199]

$$\frac{\Delta f}{f_0} = \frac{1}{Q_t}, \quad (4.32)$$

де $f_{\max}$ і $f_{\min}$ - максимальна та мінімальна частоти робочого діапазону частот відповідно, f_0 - середня частота робочого діапазону частот [199]

$$f_0 = \frac{f_{\max} - f_{\min}}{2}.$$

$$\frac{\Delta f}{f_0} = \frac{VSWR - 1}{Q_t \sqrt{VSWR}}. \quad (4.33)$$

Наближене рівняння пропускної здатності при $VSWR \leq 2$ та $|\Gamma| \leq 1/3$ [199]

$$\Delta f = 3.771 \left[\frac{\varepsilon_r - 1}{(\varepsilon_r)^2} \right] \frac{h}{\lambda_0} \left(\frac{W}{L} \right). \quad (4.34)$$

Співвідношення (4.13) – (4.34) у сукупності формують математичну модель гнучкої тридіапазонної LTE антени-браслета. З використанням співвідношень

(4.13) – (4.34) автором у роботі [30] були проведені електричні та конструкторські розрахунки гнучкої тридіапазонної LTE антени-браслета. Фото експериментального зразка гнучкої тридіапазонної LTE антени-браслета з лінійними геометричними розмірами наведений на рис. 4.26.

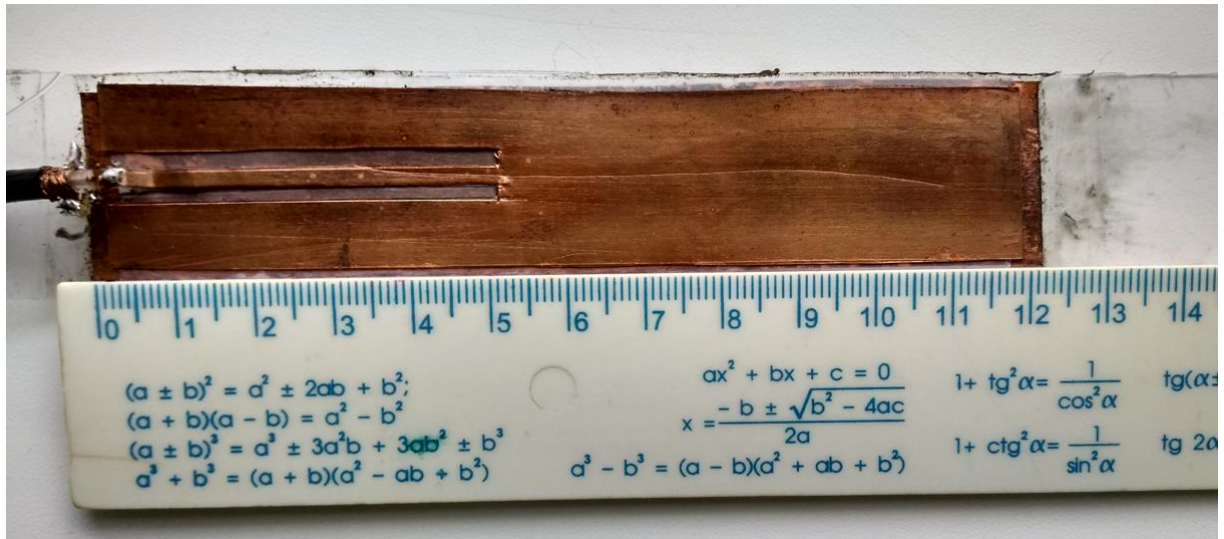
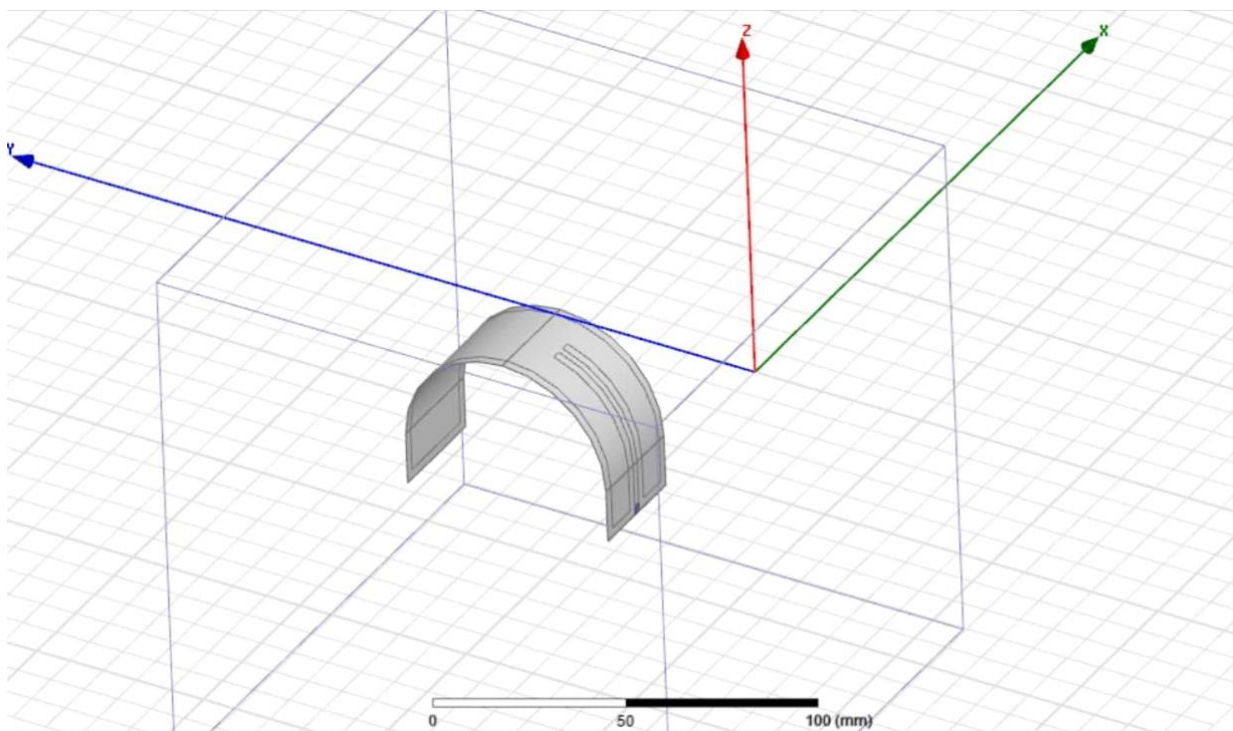
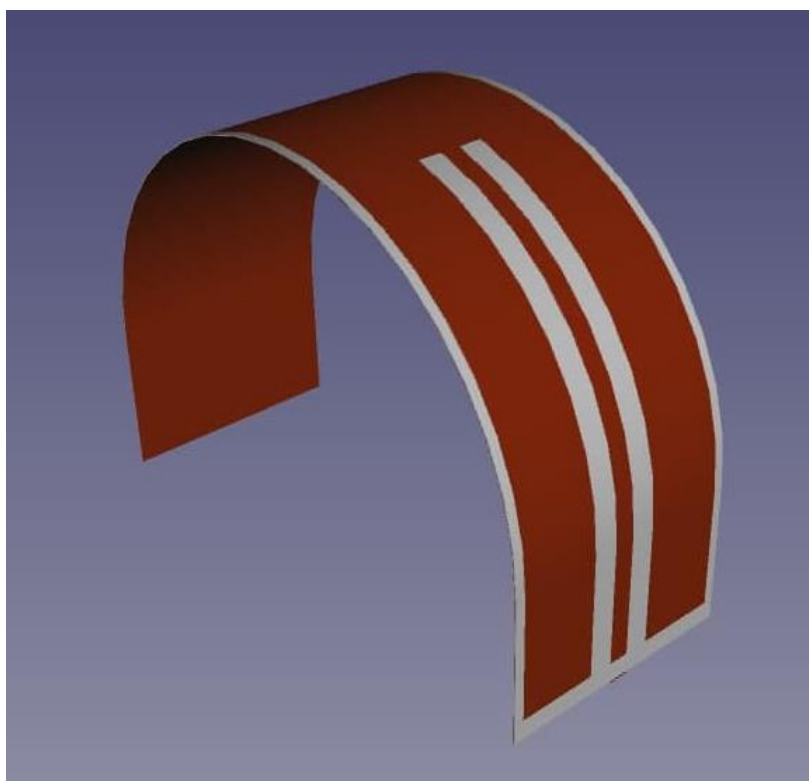


Рисунок 4.26 – Фото експериментального зразка гнучкої тридіапазонної LTE антени-браслету

Автор здійснив в пакеті програм ANSYS HFFS комп'ютерне моделювання гнучкої тридіапазонної LTE антени-браслета. Створення проекту гнучкої тридіапазонної LTE антени-браслета в пакеті програм ANSYS HFFS наведено на рис. 4.27. Підключення «точки живлення» до гнучкої тридіапазонної LTE антени-браслета наведено на рис. 4.28. У результаті моделювання автор дослідив просторову діаграму спрямованості гнучкої тридіапазонної LTE антени-браслета у робочому діапазоні частот. На рисунку 4.29 наведені просторові діаграми спрямованості гнучкої тридіапазонної LTE антени-браслета на частоті 800 МГц (рис. 4.29,а) і на частоті 1800 МГц (рис. 4.29,б). На рисунку 4.30 наведений результат моделювання частотної залежності коефіцієнта стоячої хвилі (VSWR) гнучкої тридіапазонної LTE антени-браслета.



(a)



(б)

Рисунок 4.27 – Створення проекту гнучкої тридіапазонної LTE антени-браслета в пакеті програм ANSYS HFSS: введення системи координат (б) і наочний вигляд антени (б)

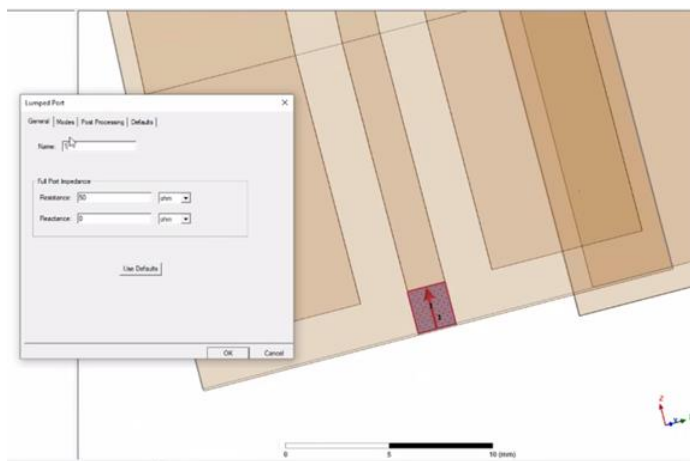
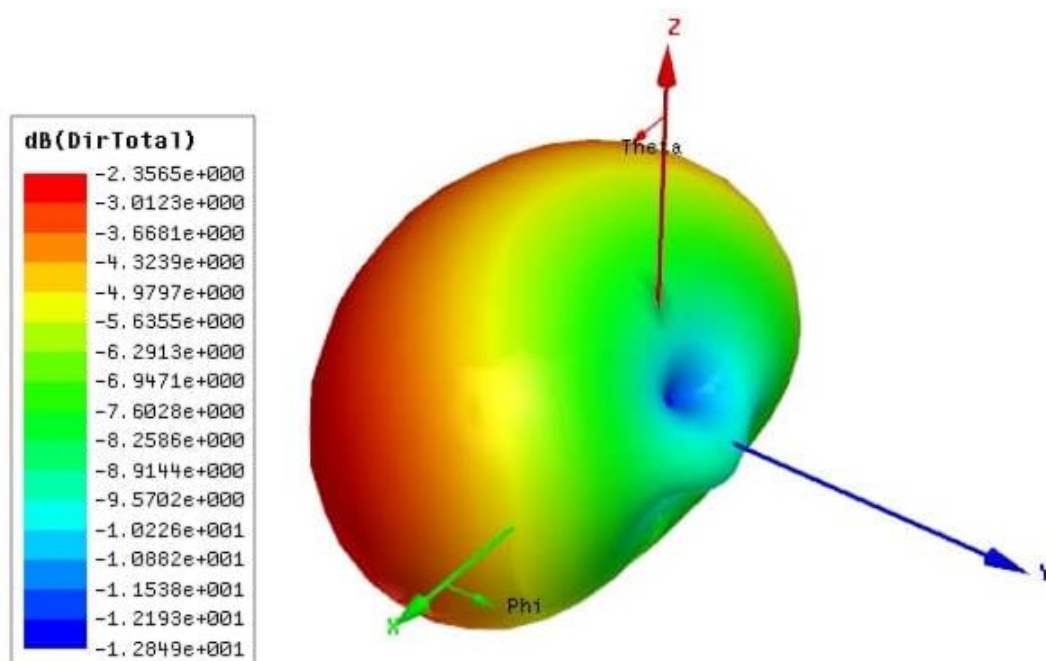


Рисунок 4.28 – Підключення «точки живлення» до гнучкої тридіапазонної LTE антени-браслету та задання її параметрів

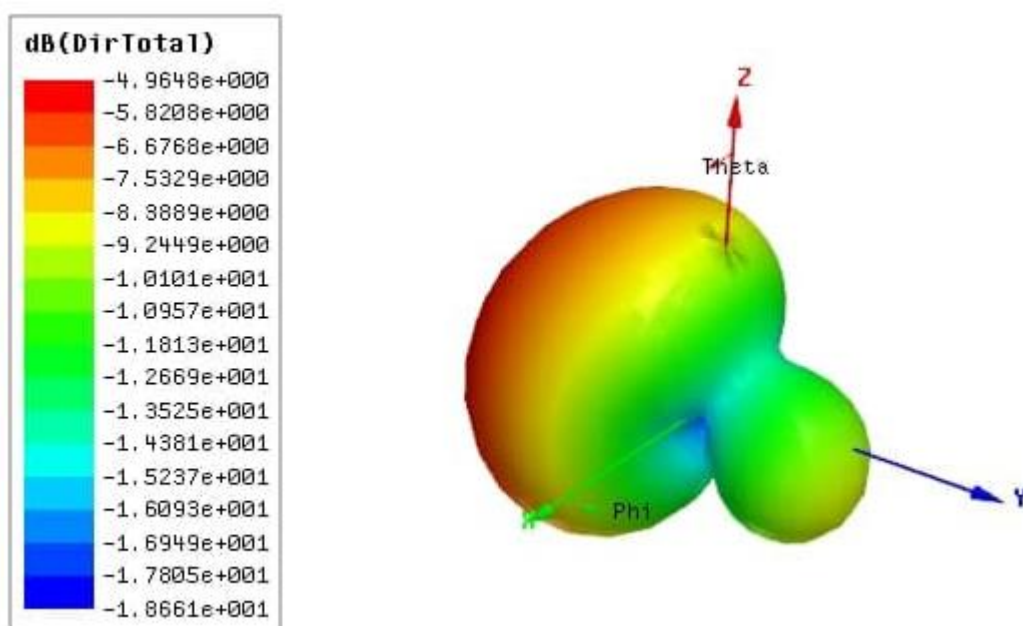
Автор розробив експериментальний зразок гнучкої тридіапазонної LTE антени-браслету (рис. 4.31). Як матеріал металевої поверхні була використана мідна фольга товщиною 50 мкм. Як матеріал гнучкого діелектрика була використана поліетиленова плівка товщиною 30 мкм із відносною діелектричною проникністю 2,05.

На рис. 4.32,а наведено фото підключення експериментального зразка гнучкої тридіапазонної LTE антени-браслету до вимірювального обладнання для дослідження частотної залежності VSWR. На рис. 4.32,б наведено фото підключення експериментального зразка гнучкої антени-браслету до вимірювального обладнання для дослідження її просторової діаграми спрямованості. Як видно з рис. 4.32 при дослідженнях гнучка антена-браслет була у зігнутому положенні та встановлена на тefлоновому стакані. Дослідження хвильових і спрямованих характеристик гнучкої антени-браслету були проведені при заповненні повітрям і мінеральною водою тefлонового стакану. Заповнення тefлонового стакану мінеральною водою є імітація одягання гнучкої антени-браслету на руку людини. Результати експериментальних досліджень антени при заповненні мінеральною водою тefлонового стакану наведені на рис. 4.33.

Фото гнучкої тридіапазонної LTE антени-браслету в зігнутому положенні на руці людини наведене на рис. 4.34.



(a)



(б)

Рисунок 4.29 – Просторова діаграма спрямованості гнучкої тридіапазонної LTE антени-браслету на частоті 800 МГц (а) і на частоті 1800 МГц (б)

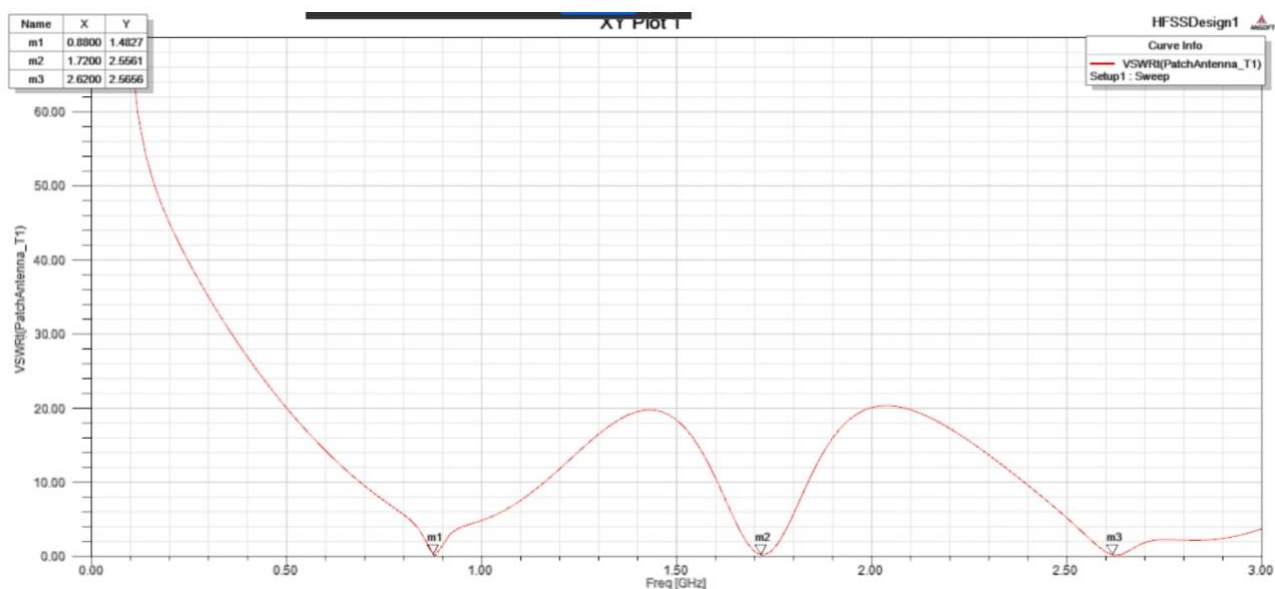


Рисунок 4.30 – Результат моделювання частотної залежності коефіцієнта стоячої хвилі (VSWR) гнучкої тридіапазонної LTE антени-браслета



Рисунок 4.31 – Фото експериментального макета гнучкої тридіапазонної LTE антени-браслета та її геометричні розміри



(a)



(б)

Рисунок 4.32 – Фото підключення гнучкої тридіапазонної LTE антени-браслета до обладнання для вимірювання коефіцієнта стоячої хвилі (а) та діаграми спрямованості (б)



Рисунок 4.33 – Результати експериментальних досліджень гнучкої тридіапазонної LTE антени-браслета



Рисунок 4.34 – Фото гнучкої тридіапазонної LTE антени-браслету в зігнутому положенні на руці людини

У таблиці 4.1 наведені результати експериментальних досліджень електричних параметрів розроблених гнучких антен LTE.

Таблиця 4.1 – Електричні параметри розроблених гнучких антен LTE

Тип гнучкої антени	Смуга частот, МГц	Ширина смуги, МГц	Коеф. перекр. по частоті	КСХ	ККД, %
Тридіапазонна	850 .. 910	60	1,07	1,48 .. 3,5	69,1 .. 96,3
	1675 .. 1765	90	1,05	2,55 .. 4,5	59,5 .. 81,6
	2570 .. 2710	140	1,05	2,56 .. 4,5	59,5 .. 81,6
Дводіапазонна	881,68 .. 975,38	93,7	1,11	1,12 .. 2,05	88,9 .. 99,7
	1848,65 .. 2000,0	151,35	1,08	1,98 .. 3,4	69,1 .. 89,2
Широкосмугова	650,5 .. 940,5	290	1,45	1,41 .. 8,12	39,5 .. 97,2
	1125 .. 1956	831	1,74	3,0 .. 8,12	39,5 .. 75,0

4.5 Висновки до 4-го розділу

1) Автор отримав нові результати математичного моделювання потоку електромагнітної потужності у ближній та проміжних зонах при випромінюванні елементарним електричним диполем сигналів діапазонів частот LTE B8 і B20. Досліджені спрямовані властивості густини потоку потужності випромінювання у ближній та проміжних зонах при збудженні елементарного електричного диполя квазігармонічними сигналами діапазонів частот LTE B8 і B20 зі сталими амплітудою та фазою. Просторова діаграма спрямованості густини потоку випромінювання у ближній та проміжних зонах елементарного електричного диполя відрізняється по формі від теоретичної. Має місце «розщеплення» двох головних напрямів випромінювання у ближній та проміжних зонах випромінювання елементарного електричного диполя на чотири напрями з діленням потужності випромінювання. У проміжній зоні форма діаграми спрямованості густини потоку випромінювання елементарного електричного диполя значно залежить від відстані до точки спостереження. Отримані автором результати досліджень є корисними для моніторингу стану випромінювання базовими станціями сигналів діапазонів частот LTE B8 і B20, а також при дослідженні розподілу густини потоку випромінювання від елементарного електричного диполя при збудженні його багаточастотними сигналами.

2) Автором запропонована нова конструкція гнучкої дводіапазонної LTE антени для використання в носимих на руці інфокомунікаційних пристроях. Запропонована гнучка антена є двосторонньою і має габаритні розміри $39,7 \times 12,0$ мм. Верхня сторона є випромінювальною поверхнею і має геометричні розміри $27,5 \times 11,0$ мм із мікросмужковою лінією живлення довжиною 12,2 мм і шириною 1,9 мм. Нижня сторона є екранувальною поверхнею і має геометричні розміри $12,2 \times 12,0$ мм із вирізаною частиною розмірами $3,5 \times 6,5$ мм для встановлення гнучкої антени на друковану плату. Отримано нові результати модельних та експериментальних досліджень гнучкої дводіапазонної LTE антени у зігнутому положенні. Оцінений вплив руки людини на хвильові параметри та

характеристики гнучкої дводіапазонної LTE антени. Області робочих частот гнучкої дводіапазонної LTE антени по рівню КСХ не більше 2,1 становлять 881,68 МГц – 975,38 МГц та 1848,65 МГц – 2000 МГц. Запропонована гнучка дводіапазонна LTE антена призначена для застосування в носимих інфокомунікаційних пристроїв діапазонів частот LTE B8 (Uplink 880 МГц – 915 МГц, Downlink 925 МГц – 960 МГц) і B2 (Uplink 1850 – 1910 МГц, Downlink 1930 – 1990 МГц). Запропонована гнучка дводіапазонна LTE антена має значення ККД 88,9% .. 99,7% для діапазону частот LTE B8 і значення ККД 69,1 % .. 89,2% для діапазону частот LTE B2.

3) Автором розроблено та досліджено гнучку широкосмугову LTE антену для носимих на руці людини IoT-пристроїв. Гнучка широкосмугова LTE антена є двосторонньою, має геометричні розміри 39,5×12,0 мм і розміщується всередині гумового браслета пристрою, що носить на руці. Верхня поверхня антени є випромінювальною, а нижня - екранувальною. Антена має слабкі спрямовані властивості для зменшення енергії електромагнітного випромінювання в напрямку тіла людини та призначена для використання у частотних діапазонах 650,5 МГц – 940,5 МГц і 1125 – 1966 МГц. Коли антена розміщена на руці людини, її ефективний робочий діапазон частот становить 787,88 МГц - 863,64 МГц і 1717,84 МГц - 1880,352 МГц. Виготовлені експериментальні зразки антени мають задовільні хвильові параметри, які забезпечать якісну роботу пристрою в частотних діапазонах LTE: B20 (Uplink 832 МГц – 862 МГц, 791 МГц – 821 МГц), B26 (Uplink 814 МГц – 849 МГц, Downlink 859 МГц – 894 МГц), B5 (Uplink 824 МГц – 849 МГц, Downlink 869 МГц – 894 МГц), B3 (Uplink 1710 МГц – 1785 МГц, Downlink 1805 МГц – 1880 МГц) і B2 (Uplink 1850 МГц – 1910 МГц, Downlink 1930 МГц – 1990 МГц). Для частотного діапазону LTE B8 (Uplink 880 МГц – 915 МГц, Downlink 925 МГц – 960 МГц) гнучка широкосмугова LTE антена має значення VSWR в діапазоні 2,737...12,15. Через це сигнали діапазону B8 послаблюються і слабо впливають на сигнали сусіднього діапазону B20. Запропонована гнучка широкосмугова LTE

антена має значення ККД у межах 39,5% .. 97,2% у смугі частот 650,5 МГц – 1956,0 МГц.

4) Автор запропонував нову конструкцію гнучкої тридіапазонної LTE антени-браслету для носимих на руці інфокомунікаційних пристроїв стандарту LTE. Гнучка тридіапазонна LTE антена-браслет призначена для використання у мережах LTE-m1 або NB-IoT. Запропонована гнучка тридіапазонна LTE антена-браслет дуже проста у виготовленні та має такі геометричні параметри випромінювальної металевої частини: $W = 23,0$ мм, $L = 121,7$ мм, $\varepsilon = 2,05$, $y_0 = 51,6$ мм, $h = 0,03$ мм. Загальні геометричні розміри гнучкої тридіапазонної LTE антени-браслета 124,7×25 мм. Антена підключається до пристрою шляхом припаювання або за допомогою міні-коаксіального кабелю 0,81 і має ефективність випромінювання 38,6%. Запропонована гнучка тридіапазонна LTE антена-браслет має спрямовані властивості в горизонтальній площині та вертикальній площині, що дозволяє зменшити рівень електромагнітного випромінювання в напрямку тіла людини. Запропонована гнучка тридіапазонна LTE антена-браслет проста у виготовленні та має малу вартість. Вона може одночасно працювати в декількох робочих діапазонах частот LTE і має широкую смугу частот. Також вона помітно послаблює радіосигнали поза смугою робочих частот. Оригінальна конструкція гнучкої тридіапазонної LTE антени-браслета та її оптимальне узгодження з носимим на руці інфокомунікаційним пристроєм забезпечують: 1) зменшення впливу ємності та опору антени при надяганні браслета на руку; 2) зменшення зміни просторової діаграми спрямованості антени при згинанні браслета; 3) мінімізацію впливу параметрів навколишнього середовища на роботу гнучкої широкосмугової антени LTE; 4) забезпечення надійного зв'язку пристрою в мережі LTE (або NB IoT). Запропонована гнучка тридіапазонна LTE антена-браслет має значення ККД 69,1% .. 96,3% для діапазону частот 850 МГц .. 910 МГц і значення ККД 59,5% .. 81,6% для діапазонів частот 1675 МГц .. 1765 МГц і 2570 МГц .. 2710 МГц.

5) Основні наукові та практичні результати розділу, отримані автором, опубліковані в роботах [21, 27, 30, 31].

ВИСНОВКИ

Дисертаційне дослідження присвячено розв'язанню актуального науково-прикладного завдання, яке полягає в розширенні діапазону частот і підвищенні коефіцієнта корисної дії радіотехнічних пристроїв генерування та випромінювання сигналів динамічного хаосу при електричному перелаштуванні робочих параметрів у широкому діапазоні частот.

Проведений аналіз публікацій, які присвячені методам і способам реалізації транзисторних генераторів динамічного хаосу. Визначено перспективні способи побудови генераторів динамічного хаосу на основі нелінійних властивостей транзисторних схем з від'ємним диференціальним опором.

У науковій роботі досягнуто мету, яка полягає у підвищенні коефіцієнта корисної дії, забезпеченні електричного керування динамікою та розширенні діапазону робочих частот пристроїв генерування та випромінювання хаотичних сигналів за рахунок розробки нових та удосконалення існуючих радіотехнічних пристроїв шляхом використання нелінійних властивостей транзисторних схем з від'ємним диференціальним опором і хвильових ефектів випромінюючих структур.

Основні результати досліджень дисертаційної роботи полягають у такому:

1. Здійснений аналіз схемотехнічних і топологічних особливостей одностранзисторних генераторів динамічного хаосу, які побудовані за схемою Колпітца і за схемою Хартлі з несиметричним живленням. На основі порівняння результатів аналізу хаотичної динаміки одностранзисторних генераторів динамічного хаосу встановлено, що хаотичні сигнали генератора за схемою Колпітца мають кращі частотні параметри та характеристики у порівнянні з генератором за схемою Хартлі. Також отримано результати аналізу схемотехнічних і топологічних особливостей двотранзисторних генераторів динамічного хаосу, які підтверджують розширення функціональних можливостей генерування хаотичних сигналів із використанням нелінійних і реактивних властивостей транзисторних схем з від'ємним диференціальним опором.

2. Досліджені режими роботи генераторів хаотичних сигналів на основі транзисторних схем з від'ємним диференціальним опором при широкосмуговому перелаштуванні частоти генерації. Застосування транзисторних схем з від'ємним диференціальним опором компенсує загасання сигналу в автоколивальній системі генератора, що уможливорює підвищити еквівалентну добротність і розширити діапазон робочих частот. Компенсування від'ємним диференціальним опором активних втрат в автоколивальній системі транзисторних генераторів динамічного хаосу підвищує їх енергоефективність.

3. Запропоноване нове схемне рішення генератора динамічного хаосу Колпітца на основі МДН транзистора з несиметричним живленням. Удосконалено математичну модель, яка, на відміну від відомих, використовує кусково-лінійну апроксимацію прохідної ВАХ МДН транзистора, що дало змогу дослідити ширший динамічний діапазон генерованих хаотичних коливань при зміні напруги живлення та параметрів автоколивальної системи генератора. Результати математичного моделювання не підтвердили можливість синтезу генератора динамічного хаосу за схемою Колпітца на основі МДН транзистора з постійною спектральною густиною потужності у широкій робочій смузі частот.

4. Отримав подальший розвиток компенсаційний метод генерування хаотичних коливань, який на відміну від класичного, принцип дії і теоретичні основи якого базуються на використанні приладів з від'ємним диференціальним опором із нелінійністю N-типу та нелінійністю Λ -типу, було застосовано до транзисторних схем з від'ємним диференціальним опором із нелінійністю S-типу.

5. Удосконалено математичну модель генератора релаксаційних електричних коливань на основі біполярної транзисторної схеми з від'ємним диференціальним опором зі статичною ВАХ S-типу, яку було використано для дослідження режиму динамічного хаосу. Шляхом комп'ютерного схемотехнічного моделювання було підтверджено працездатність досліджуваної схеми генератора динамічного хаосу на основі біполярної транзисторної схеми з від'ємним диференціальним опором зі статичною ВАХ S-типу. Отримані нові результати досліджень фазових портретів генератора, амплітудо-частотних

спектрів і часових характеристик сигналів динамічного хаосу. Здійснено статистичне оброблення результатів комп'ютерного схемотехнічного моделювання.

6. Розроблені нові електричні схеми та конструкції генераторів динамічного хаосу на основі біполярних, біполярно-польових і польових транзисторних схем з від'ємним диференційним опором. Головними технічними результатами запропонованих нових електричних схем і конструкцій генераторів динамічного хаосу є забезпечення електричного керування динамікою генерованих електричних коливань, розширення діапазону робочих частот, підвищення коефіцієнта корисної дії та покращення їх енергоефективності.

7. Розроблена нова конструкція гнучкої тридіапазонної LTE антени-браслета із загальними геометричними розмірами $124,7 \times 25$ мм для носимих на руці інфокомунікаційних пристроїв стандарту LTE. Вперше запропоновано математичну модель гнучкої тридіапазонної LTE антени-браслету на основі патч-антени нестандартної форми, довжина верхнього шару поверхні випромінювання якої значно більша за її ширину (у 5-6 разів), а нижній металевий шар, що виконує функцію рефлектора, має геометричні розміри наближено рівні геометричним розмірам верхнього шару, використання якої уможливило розширити смуги частот у 2,06 разів і збільшення ефективності випромінювання в 1,544 рази. Отримані нові результати експериментальних досліджень. Запропонована гнучка тридіапазонна LTE антена-браслет має значення ККД 69,1% .. 96,3% для діапазону частот 850 МГц .. 910 МГц і значення ККД 59,5% .. 81,6% для діапазонів частот 1675 МГц .. 1765 МГц і 2570 МГц .. 2710 МГц.

8. Запропонована нова конструкція гнучкої дводіапазонної LTE антени для використання в носимих на руці інфокомунікаційних пристроях із загальними геометричними розмірами $39,7 \times 12,0$ мм. Верхня сторона є випромінювальною поверхнею і має геометричні розміри $27,5 \times 11,0$ мм із мікросмужковою лінією живлення довжиною 12,2 мм і шириною 1,9 мм. Нижня сторона є екранувальною поверхнею і має геометричні розміри $12,2 \times 12,0$ мм із вирізаною частиною

розмірами $3,5 \times 6,5$ мм для встановлення гнучкої антени на друковану плату. Отримані нові результати модельних і експериментальних досліджень спрямованих і хвильових параметрів гнучкої дводіапазонної LTE антени. Запропонована гнучка дводіапазонна LTE антена призначена для застосування в носимих інфокомунікаційних пристроїв діапазонів частот LTE B8 (Uplink 880 МГц – 915 МГц, Downlink 925 МГц – 960 МГц) і B2 (Uplink 1850 – 1910 МГц, Downlink 1930 – 1990 МГц) і має значення ККД 88,9% .. 99,7% та 69,1 % .. 89,2% відповідно.

9. Вперше запропоновано математичну модель гнучкої тридіапазонної LTE антени-браслету на основі патч-антени нестандартної форми, довжина верхнього шару поверхні випромінювання якої значно більша за її ширину (у 5-6 разів), а нижній металевий шар, що виконує функцію рефлектора, має геометричні розміри наближено рівні геометричним розмірам верхнього шару, використання якої уможливило розширення смуги частот у 2,06 разів і збільшення ефективності випромінювання в 1,544 рази.

10. Розроблено та досліджено гнучку широкосмугову LTE антену, яка має геометричні розміри $39,5 \times 12,0$ мм і розміщується всередині гумового браслета носимих на руці людини IoT-пристроїв. Антена має слабкі спрямовані властивості для зменшення енергії електромагнітного випромінювання в напрямку тіла людини та призначена для використання у діапазонах частот 650,5 МГц – 940,5 МГц і 1125 – 1966 МГц зі значенням ККД 39,5% .. 97,2%. Експериментальні дослідження хвильових параметрів гнучкої широкосмугової LTE антени підтвердили її якісну роботу в частотних діапазонах LTE: B20 (Uplink 832 МГц – 862 МГц, 791 МГц – 821 МГц), B26 (Uplink 814 МГц – 849 МГц, Downlink 859 МГц – 894 МГц), B5 (Uplink 824 МГц – 849 МГц, Downlink 869 МГц – 894 МГц), B3 (Uplink 1710 МГц – 1785 МГц, Downlink 1805 МГц – 1880 МГц) і B2 (Uplink 1850 МГц – 1910 МГц, Downlink 1930 МГц – 1990 МГц).

Достовірність теоретичних положень і висновків підтверджена збіжністю з результатами модельних і експериментальних досліджень. Результати дисертаційної роботи впроваджені у ТОВ «LEDUA» м. Вінниця, у ТОВ

«Подільський проектний інститут» м. Вінниця, а також у Вінницькому національному технічному університеті. Отримані в дисертаційній роботі нові наукові та практичні результати є корисними для розроблення, серійного виготовлення та експлуатації широкосмугових і багатодіапазонних пристроїв генерування і випромінювання хаотичних сигналів, для науково-дослідної роботи та навчального процесу з підготовки фахівців галузі 17 «Електроніка, автоматизація та електронні комунікації» у вищих навчальних закладів.

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. N. Zugno, F. Brandonisio, T. Niederfriniger, A. Bevilacqua. On the Design Challenges of Class-C Oscillators in Ultra-Scaled CMOS Technologies. *2023 18th Conference on Ph.D Research in Microelectronics and Electronics (PRIME)*, Valencia, Spain, 2023, pp. 129-132. DOI: <https://doi.org/10.1109/PRIME58259.2023.10161908>
2. P. Zhou, P. Yan, J. Chen, Z. Chen, W. Hong. A 40–50 GHz RF Front-End with Integrated Local Oscillator Leakage Calibration. *Micromachines*, vol. 14, no. 11. MDPI AG, p. 2105, Nov. 16, 2023. DOI: <https://doi.org/10.3390/mi14112105>
3. K. Banerjee, M. Joshi, C. Sarkar, S. Biring. Correction: Low-Frequency Resistorless Electronically Tunable Quadrature Oscillator Based on an EX-CCCII. *Journal of Electronic Materials*, Springer Science and Business Media LLC, Dec. 22, 2023. DOI: <https://doi.org/10.1007/s11664-023-10879-9>
4. Y. Jo et al. A Wideband LO Generator for 5G FR1 Bands Using a Single LC-VCO-Based Subsampling PLL and a Ring-VCO-Based Fractional-Resolution Frequency Multiplier. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 58, no. 12, pp. 3338–3350, Dec. 2023. DOI: <https://doi.org/10.1109/JSSC.2023.3321837>
5. F. Asadi. Oscillator Circuits. *Digital Circuits Laboratory Manual*. Springer Nature Switzerland, pp. 223–240, Aug. 31, 2023. DOI: https://doi.org/10.1007/978-3-031-41516-6_10
6. A. P. Chavan, R. Aradhya. Design of 5.1 GHz ultra-low power and wide tuning range hybrid oscillator. *International Journal of Electrical and Computer Engineering (IJECE)*, vol. 13, no. 4. Institute of Advanced Engineering and Science, p. 3778, Aug. 01, 2023. DOI: <https://doi.org/10.11591/ijece.v13i4.pp3778-3787>
7. K. Alhassoon, Y. Malallah, F. N. Alsunaydih, F. Alsaleem. Three-Dimensional Printed Annular Ring Aperture-Fed Antenna for Telecommunication and Biomedical Applications. *Sensors*, vol. 24, no. 3. MDPI AG, p. 949, Feb. 01, 2024. DOI: <https://doi.org/10.3390/s24030949>

8. D. S. S. Raja et al. A compact dual-feed wide-band slotted antenna for future wireless applications. *Analog Integrated Circuits and Signal Processing*. Springer Science and Business Media LLC, Jan. 12, 2024. DOI: <https://doi.org/10.1007/s10470-023-02233-0>
9. V. Bhatt, A. Ranjan, M. Joshi, CCCCTA-based Chua's Circuit for Chaotic Oscillation. *Circuits, Systems, and Signal Processing*, Springer Science and Business Media LLC, Jan. 06, 2024. DOI: <https://doi.org/10.1007/s00034-023-02579-w>
10. M. Sadia, P. S. Paul, Md. S. Hasan. Compact Analog Chaotic Map Designs Using SOI Four-Gate Transistors. *IEEE Access*, vol. 11. Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), pp. 64782–64795, 2023. DOI: <https://doi.org/10.1109/access.2023.3290133>
11. D. Cirjulina, R. Babajans, F. Capligins, D. Kolosovs, A. Litvinenko. Experimental Study on Colpitts Chaotic Oscillator-Based Communication System Application for the Internet of Things. *Applied Sciences*, vol. 14, no. 3. MDPI AG, p. 1180, Jan. 31, 2024. doi: <https://doi.org/10.3390/app14031180>
12. D. T. Nguyen, G. Picco, P. Ourednik, C. Spudat, M. Feiginov, Impact of Slot Width on Performance of Symmetrical-Slot-Antenna Resonant-Tunneling-Diode Oscillators. *IEEE Transactions on Terahertz Science and Technology*, vol. 14, no. 1. Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), pp. 29–38, Jan. 2024. DOI: <https://doi.org/10.1109/tthz.2023.3329460>
13. Z. Kang, M. Yang, J. Yin, L. Wu. A Multiband Standing Wave Oscillator With Wave Pattern Tailoring for Selective Mode Excitation. *IEEE Microwave and Wireless Technology Letters*. DOI: <https://doi.org/10.1109/LMWT.2024.3351133>
14. A. Sid, P.-Y. Cresson, N. Joly, F. Braud, T. Lasri. Bio-based substrate for flexible electronics - application to a 2.45 GHz wearable patch antenna. *Materials Today Electronics*, vol. 5. Elsevier BV, p. 100049, Sep. 2023. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.mtelec.2023.100049>
15. P. Shasidharan, J. Rajendran, S. Mariappan, N. Kumar, M. Othman. CMOS High Swing and Q Boosted Dual Core Voltage Controlled Oscillator for 5G New Radio

Application. *The Applied Computational Electromagnetics Society Journal (ACES)*. River Publishers, Nov. 15, 2023. DOI: <https://doi.org/10.13052/2023.aces.j.380610>

16. M. Ikram, K. Sultan, A. T. Mobashsher, M. Moosazadeh, A. Abbosh. Wide-Angle Beam Steering Closed-Form Pillbox Antenna Fed by Substrate-Integrated Waveguide Horn for On-the-Move Satellite Communications. *Sensors*, vol. 24, no. 3. MDPI AG, p. 732, Jan. 23, 2024. DOI: <https://doi.org/10.3390/s24030732>

17. A. A. Musaed, S. S. Al-Bawri, W. M. Abdulkawi, K. Aljaloud, M. T. Islam. High gain metamaterial-based 3D cross-shaped THz 16-port massive MIMO antenna array for future wireless network. *Optical and Quantum Electronics*, vol. 56, no. 1. Springer Science and Business Media LLC, Nov. 23, 2023. DOI: <https://doi.org/10.1007/s11082-023-05584-0>

18. N. Srinivassane, A. Saïd, F. Hameau, R. Vauché, F. Podevin, S. Bourdel. Oscillator Based Bio-Sensor for Skin Sweating Detection: A Feasibility Survey. *2023 18th Conference on Ph.D Research in Microelectronics and Electronics (PRIME)*, Valencia, Spain, 2023, pp. 109-112, doi: <https://doi.org/10.1109/PRIME58259.2023.10161783>

19. Semenov A. O., Stalchenko O. V., Khloba A. A., Pinaiev, B. O., Krystoforov, A. V. Multi-band graphic equaliser based on gyrators. *Systems and Technologies*, 66(2), 2023, C 117-124. DOI: <https://doi.org/10.32782/2521-6643-2023.2-66.13>

20. Semenov A.O., Pinaiev B.O., Khloba A.A., Shurkhal M.Yu., Olkhovych V.M. Multiband graphic equalizer based on amplifying stages with the inclusion of a bandpass filter in the feedback loop. *Вчені записки Таврійського національного університету імені В.І. Вернадського. Серія: Технічні науки*, Том 34(73), № 6, 2023. C. 31-38. DOI: <https://doi.org/10.32782/2663-5941/2023.6/06>

21. Waldemar Wojcik, Zinovii Nytrebych, Oksana Malanchuk, Maria Vistak, Liubov Kravchenko, Bogdan Pinaev, Saule Rakhmetullina, Ainur Toigozhinova. Modelling of the processes in electrical systems by two-point problem for nonhomogeneous telegraph equation. *Przegląd Elektrotechniczny*, Volume 2021, Issue 9, Pages 54 – 57, 2021. DOI: <https://doi.org/10.15199/48.2021.09.12>

22. Gennadiy G. Bortnyk, Vasyl M. Kychak, Mikola V. Vasylykivskyi, Bogdan Pinaiev, Ryszard S. Romaniuk, Gayni Karnakova. The method of improving the dynamic range of jitter analyzers in optical-fiber transmission systems. *Proceedings of SPIE - The International Society for Optical Engineering*, Volume 10808, Photonics Applications in Astronomy, Communications, Industry, and High-Energy Physics Experiments 2018, 108080K (1 October 2018); <https://doi.org/10.1117/12.2501499>

23. Viktoriia V. Voitko, Svitlana V. Bevz, Sergii M. Burbelo, Pavlo V. Stavytskyi, Bogdan Pinaiev, Zbigniew Omiotek, Doszhon Baitussupov, Aigul Bazarbayeva. Automated system of audio components analysis and synthesis. *Proceedings of SPIE - The International Society for Optical Engineering*, Volume 11045, Optical Fibers and Their Applications 2018, 110450V (15 March 2019); <https://doi.org/10.1117/12.2522313>

24. A. Semenov, O. Semenova, A. Rudyk, O. Voznyak, B. Pinaiev, R. Kulias. Mathematical Model of Microwave Devices on Resonant Tunneling Diodes for Practical Application in Radar and Electronic Systems. *Proceedings of the 2020 IEEE Ukrainian Microwave Week (UkrMW)*, Kharkiv, Ukraine, 21 – 25 September 2020. Volume 2 on 2020 IEEE 6th International Symposium on Microwaves, Radar and Remote Sensing (MRRS), 2020, pp. 272-277. ISBN 978-1-7281-7312-2. DOI: <https://doi.org/10.1109/UkrMW49653.2020.9252673>

25. Семенов А.О., Семенова О.О., Пінаєв Б.О., Куляс Р.О., Шпильовий О.О. Математичне моделювання режиму динамічного хаосу електричних коливань в генераторі Колпітца на основі МДН транзистора. *Вчені записки ТНУ імені В.І. Вернадського. Серія: Технічні науки*, Том 33 (72) № 2 2022. С. 40-47. DOI: <https://doi.org/10.32838/2663-5941/2022.2/07>

26. Семенов Андрій, Пінаєв Богдан, Хльоба Антон, Шурхал Михайло, Ольхович Владислав. Мікроелектронний генератор детермінованого хаосу на основі біполярної транзисторної структури з від'ємним диференційним опором. *Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах*, (3), 2023, 206–217. DOI: <https://doi.org/10.31891/2219-9365-2023-75-24>

27. Семенов А.О., Семенова О.О., Пінаєв Б.О., Білик О.В., Шпильовий О.О. Дослідження густини потоку електромагнітного випромінювання від елементарного електричного випромінювача у ближній та проміжних зонах. *Вчені записки ТНУ імені В.І. Вернадського. Серія: Технічні науки*, Том 33 (72), № 3, 2022, С. 13-19. DOI: <https://doi.org/10.32838/2663-5941/2022.3/03>

28. Andriy Semenov, Olena Semenova, Bogdan Pinaiev, Dmytro Kozin, Oleksandr Shpylovyyi. Study of the radiation pattern of a rectangular horn antenna in the operation of multimode propagation of electromagnetic waves. *Technology Audit and Production Reserves*, № 2/2(64), 2022, pp. 50-55. DOI: <https://doi.org/10.15587/2706-5448.2022.256560>

29. Семенов А.О., Семенова О.О., Пінаєв Б.О., Козін Д.О., Кристофоров А.В. Широкопasmовога прямокутна рупорна антена з діелектричною лінзою для бездротового зв'язку «точка-точка». *Системи та технології*, Том 64, №2, 2022, С. 38-47. DOI: <https://doi.org/10.32782/2521-6643-2022.2-64.5>

30. Andriy Semenov, Olena Semenova, Bogdan Pinaiev, Roman Kulias, Oleksandr Shpylovyyi. Development of a flexible antenna-wristband for wearable wrist-worn infocommunication devices of the LTE standard. *Technology Audit and Production Reserves*, № 3/1(65), 2022, pp. 20-26. DOI: <https://doi.org/10.15587/2706-5448.2022.261718>

31. Семенов А.О., Семенова О.О., Пінаєв Б.О., Куляс Р.О., Шпильовий О.О. Гнучка двохпasmовога LTE антена для радіочастотних технологій доступу носимих пристроїв бездротових інфокомунікаційних і сенсорних мереж. *Вчені записки ТНУ імені В.І. Вернадського. Серія: Технічні науки*. Том 33 (72) № 4 2022. Частина 1. С. 32-38. DOI: <https://doi.org/10.32838/2663-5941/2022.4/07>

32. Патент на корисну модель 149936 МПК H03B 29/00. Транзисторний генератор динамічного хаосу / Семенов А.О., Семенова О.О., Пінаєв Б.О., Ільчук Д.Р., Козін Д.О., Куляс Р.О. // Номер заявки u202104166, дата подання заявки 16.07.2021, Опубл. 15.12.2021, бюл. № 50. 5 с.

33. Патент на корисну модель № 149937 МПК H03B 29/00. Транзисторний генератор динамічного хаосу з мультиатрактором / Семенов А.О., Семенова

О.О., Пінаєв Б.О., Ільчук Д.Р., Козін Д.О., Куляс Р.О. // Номер заявки u202104167, дата подання заявки 16.07.2021, Опубл. 15.12.2021, бюл. № 50. 5 с.

34. Патент на корисну модель № 152228 по класу МПК H03B 29/00. Транзисторний генератор детермінованого хаосу / Семенов А.О., Семенова О.О., Козін Д.О., Пінаєв Б.О., Ільчук Д.Р., Куляс Р.О. // Дата подання заявки 16.07.2021. Реєстраційний номер заявки u202104165. Опубл. 11.01.2023, бюл. № 2. 5 с.

35. Патент України на корисну модель 154121, МПК (2023.01) H03B 29/00. Хаотичний генератор з електричним регулюванням частоти генерації / Семенов А.О., Семенова О.О., Ільчук Д.Р., Пінаєв Б.О. // Номер заявки: u 2023 01400, Дата подання заявки: 03.04.2023, Опубл 11.10.2023, Бюл. № 41. 3 с.

36. Семенов А.О., Куляс Р.О., Пінаєв Б.О. Математичне моделювання автоколивної системи генератора Чуа. *Тези доповідей X Міжнародної науково-технічної конференції «Інформаційно-комп'ютерні технології – 2019»*, 18–20 квітня 2019 р., Житомир, ЖДТУ, 2019, С. 147–148. ISBN 978-966-683-522-5

37. Семенов А.О., Пінаєв Б.О., Сесь Р.О. Радіовимірювальні перетворювачі електричних величин на основі генераторів детермінованого хаосу. *Матеріали I Міжнародної науково-технічної конференції «Сучасні проблеми інфокомунікацій, радіоелектроніки та наносистем (СПРН-2019)»*, м. Вінниця, ВНТУ, 14-16 листопада 2019 р., Вінниця: ВНТУ, 2019. С. 59-60.

38. Семенов А. О., Куляс Р. О., Пінаєв Б. О. Дослідження характеристик базових логічних пристроїв мікрохвильового діапазону на основі резонансно-тунельних діодів. *Тези доповідей XI Міжнародної науково-технічної конференції «Інформаційно-комп'ютерні технології – 2020 (ІКТ-2020)»*, м. Житомир, 09 - 11 квітня 2020 р., Житомир: Житомирська політехніка, 2020. С. 167–168.

39. Семенов А. О., Куляс Р. О., Пінаєв Б. О. Простий безіндуктивний RC-генератор детермінованого хаосу на двох біполярних транзисторах. *Всеукраїнська науково-практична Інтернет-конференція студентів, аспірантів та молодих науковців «Молодь в науці: дослідження, проблеми, перспективи»*,

18-29 травня 2020 р., Вінниця, ВНТУ, 2020. С. 1-5. [Електронний ресурс]. URL: <https://conferences.vntu.edu.ua/index.php/mn/mn2020/paper/viewFile/10571/8826>

40. Пінаєв Б.О., Білик О.В., Семенов А.О. Дослідження динамічної N-системи Спротта. *8-а Міжнародна науково-практична конференція «Сучасні проблеми інфокомунікацій, радіоелектроніки та наносистем» (СПРН-2021)*, 03-05 листопада 2021 р., Вінниця, ВНТУ. С. 1-3. [Електронний ресурс]. URL: <https://conferences.vntu.edu.ua/index.php/spirn/spirn2021/paper/viewFile/13885/11758>

41. Семенов А.О., Тріска М.В., Садлій Ю.О. Математичне моделювання автоколивної системи генератора Лоренца. *Тези доповідей X Міжнародної науково-технічної конференції «Інформаційно-комп'ютерні технології – 2019»*, 18–20 квітня 2019 р. Житомир: ЖДТУ, 2019. С. 157–158. ISBN 978-966-683-522-5

42. Семенов А.О., Суржко В.В., Доброленський О.О. Математичне моделювання автоколивної системи генератора Ресслера. *Тези доповідей X Міжнародної науково-технічної конференції «Інформаційно-комп'ютерні технології – 2019»*, 18–20 квітня 2019 р. Житомир: ЖДТУ, 2019. С. 151–152. ISBN 978-966-683-522-5

43. A. Semenov, O. Osadchuk, O. Semenova, O. Bisikalo, O. Vasilevskyi, O. Voznyak. Signal Statistic and Informational Parameters of Deterministic Chaos Transistor Oscillators for Infocommunication Systems. *2018 International Scientific-Practical Conference Problems of Infocommunications. Science and Technology (PIC S&T)*, 2018, pp. 730-734. DOI <https://doi.org/10.1109/INFOCOMMST.2018.8632046>

44. J.C. Sprott. Some simple chaotic flows. *Physical Review E*, Vol. 50, pp. R647-650, 1994. URL: <https://journals.aps.org/pre/abstract/10.1103/PhysRevE.50.R647>

45. Sprott Systems Circuits - Glen's Stuff. URL: <http://www.glensstuff.com/sprottsystems/sprottsystems.htm>

46. J.C. Sprott. Some simple chaotic flows. *Physical Review B*, Vol. 50, No 2, pp. 50-52, 1994.

47. V. Ulansky, A. Raza, H. Oun. Electronic Circuit with Controllable Negative Differential Resistance and its Applications. *Electronics*, vol. 8, no. 409, pp. 1–20, 2019. DOI: <https://doi.org/10.3390/electronics8040409>
48. V.S. Osadcuk, A.V. Osadchuk, Y.A. Yushchenko. Radiomeasuring thermal flowmeter of gas on the basis of transistor structure with negative resistance. *Elektronika ir Elektrotechnika*, vol. 4, 2000, pp. 89–93.
49. A.S. Elwakil, A. Agambayev, A. Allagui, K.N. Salama. Experimental demonstration of fractional-order oscillators of orders 2.6 and 2.7. *Chaos, Solitons & Fractals*, vol. 96, 2017, pp. 160–164. DOI <https://doi.org/10.1016/j.chaos.2017.01.017>
50. A. Semenov, A. Osadchuk. Experimental research of the deterministic chaos oscillator based on a bipolar transistor structure with negative differential resistance. *2017 4th International Scientific-Practical Conference Problems of Infocommunications. Science and Technology (PIC S&T)*, Kharkov, Ukraine, 2017, pp. 34–27. DOI: <https://doi.org/10.1109/INFOCOMMST.2017.8246343>
51. S. A. Maas, A. Crosmun. Modeling the gate I/V characteristic of a GaAs MESFET for Volterra-series analysis. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 37, no. 7, pp. 1134–1136, Jul. 1989. DOI: <https://doi.org/10.1109/22.24559>
52. M. M. Elsherbini, M. F. Elkordy, A. M. Gomaa. Design and Simulation for UHF oscillator using SAWR with different schematics. *Indonesian Journal of Electrical Engineering and Computer Science*, vol. 1, no. 2, pp. 294–299, Feb. 01, 2016. DOI: <https://doi.org/10.11591/ijeecs.v1.i2.pp294-299>
53. A. Grebennikov, RF and Microwave Transistor Oscillator Design. John Wiley & Sons, 2007, 441 p.
54. J.G. Freire, J.A.C. Gallas. Cyclic organization of stable periodic and chaotic pulsations in Hartley's oscillator. *Chaos, Solitons & Fractals*, vol. 59, 2014, pp. 129–134. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.chaos.2013.12.007>
55. M. Varan, A. Akgül, E. Güleriyüz, K. Serbest. Synchronisation and Circuit Realisation of Chaotic Hartley System. *Zeitschrift für Naturforschung A*, vol. 73, no. 6, 2018, pp. 521–531. DOI: <https://doi.org/10.1515/zna-2018-0027>

56. A.S. Elwakil, M.P. Kennedy, A low-voltage, a low-power, chaotic oscillator, derived from a relaxation oscillator. *Microelectronic Journal*, vol. 31, 2002, pp. 459–468.
57. V.S. Anishchenko, T.E. Vadivasova, G.I. Strelkova. *Deterministic Nonlinear Systems. A Short Course*. Switzerland: Springer International Publishing, 2014, 294 p.
58. A. Semenov. Numerical researching the radiofrequency Chua's oscillator based on a device with negative differential resistance. *2017 International Conference on Information and Telecommunication Technologies and Radio Electronics (UkrMiCo)*, Odessa, Ukraine, 2017, pp. 1-6. DOI: <https://doi.org/10.1109/UkrMiCo.2017.8095376>
59. Z.G. Shi. Microwave chaotic Colpitts oscillator: design, implementation and applications. *Journal of Electromagn. Waves and Appl.*, vol. 20, no. 10, 2006, pp. 1335–1349.
60. K. Peter. Chaos in Hartley's oscillator. *International Journal of Bifurcation and Chaos*, vol. 12, no. 10, 2002, pp. 2229–2232. DOI: <https://doi.org/10.1142/S0218127402005777>
61. L. Minati, M. Frasca, P. Oświęcimka, L. Faes, S. Drożdż. Atypical transistor-based chaotic oscillators: Design, realization, and diversity. *Chaos*, vol. 27, 073113, 2017. DOI: <https://doi.org/10.1063/1.4994815>
62. A. Semenov, D. Havrilov, A. Volovik, S. Baraban, A. Savytskyi, O. Zviahin. Simulation of the Chaotic Dynamics of the Deterministic Chaos Transistor Oscillator based on the Hartley Circuit. *2020 IEEE 15th International Conference on Advanced Trends in Radioelectronics, Telecommunications and Computer Engineering (TCSET)*, Feb. 2020. DOI: <https://doi.org/10.1109/tcset49122.2020.235384>
63. R. Tchitnga, H.B. Fotsin, B. Nana, P.H.L. Fotso, P. Woafu. Hartley's oscillator: The simplest chaotic two-component circuit. *Chaos, Solitons & Fractals*, vol. 45, no. 3, 2012, pp. 306–313. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.chaos.2011.12.017>
64. A. Grebennikov. *RF and Microwave Transmitter Design*. John Wiley & Sons, Inc., Hoboken, New Jersey, 2011, 821 p.
65. A. Agambayev, A. Kartci, A.H. Hassan, N. Herencsar, H. Bagci, K.N. Salama. Fractional-Order Hartley Oscillator. *2018 14th Conference on Ph.D. Research in*

Microelectronics and Electronics (PRIME), 2-5 July 2018, Prague, Czech Republic, pp. 45–48. DOI: <https://doi.org/10.1109/PRIME.2018.8430336>

66. I. Chlis, D. Pepe, D. Zito. Analysis of Phase Noise in 28 nm CMOS LC Oscillator Differential Topologies: Armstrong, Colpitts, Hartley and Common-Source Cross-Coupled Pair. *Journal of Circuits, Systems, and Computers*, Vol. 24, No. 4, 2015, 1550052, 18 p. DOI: <https://doi.org/10.1142/S0218126615500528>

67. Andriy Semenov, Olena Semenova, Oleksandr Osadchuk, Iaroslav Osadchuk, Kostyantyn Koval, Serhii Baraban, Mariia Baraban. Pulse and Multifrequency Van der Pol Generators Based on Transistor Structures with Negative Differential Resistance for Infocommunication System Facilities. In: Ageyev D., Radivilova T., Kryvinska N. (eds) *Data-Centric Business and Applications. Lecture Notes on Data Engineering and Communications Technologies*, 2021, volume 69, pp. 127-158. Springer, Cham. DOI: https://doi.org/10.1007/978-3-030-71892-3_6

68. Keuninckx L., Van der Sande G., Danckaert J. Simple Two-Transistor Single-Supply Resistor–Capacitor Chaotic Oscillator. *IEEE Trans. Circuits Syst. II: Exp. Briefs*, vol. 62, no. 9, pp. 891–895, Sept. 2015. DOI: <https://doi.org/10.1109/TCSII.2015.2435211>

69. L. Fortuna, M. Frasca. Experimental synchronization of single-transistor-based chaotic circuits. *Chaos: An Interdisciplinary Journal of Nonlinear Science*, vol. 17, no. 4. AIP Publishing, Nov. 20, 2007. DOI: <https://doi.org/10.1063/1.2803882>.

70. P. Louodop, E. Ngouonkadi, P. Muruganandam, H. Cerdeira. Synchronization Dynamics of Modified Relay-coupled Chaotic Systems. *Journal of Applied Nonlinear Dynamics*, vol. 7, no. 1, pp. 11–24, 2018. DOI: <https://doi.org/10.5890/JAND.2018.03.002>

71. P. Louodop, S. Saha, R. Tchitnga, P. Muruganandam, S. Dana, H. Cerdeira. Coherent motion of chaotic attractors. *Physical Review E*, vol. 96, no. 4, pp. 1–9, 2017. DOI: <https://doi.org/10.1103/PhysRevE.96.042210>

72. Irfan Ahmad, Banlue Srisuchinwong. A simple two-transistor 4D chaotic oscillator and its synchronization via active control. *2017 IEEE 26th International*

Symposium on Industrial Electronics (ISIE), 2017. DOI: <https://doi.org/10.1109/ISIE.2017.8001424>

73. V. Kozlov, D. Vovchuk, P. Ginzburg. Radar Range Deception With Time-Modulated Scatterers. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 71, no. 5, pp. 4486–4491, May 2023. DOI: <https://doi.org/10.1109/tap.2023.3255108>.

74. V. Shcherbakov, K. Lukin. Generation of binary pseudo-random sequences with quasi-perfect periodic and inverse periodic autocorrelations for radar systems. *2017 18th International Radar Symposium (IRS)*, Prague, Czech Republic, 2017. DOI: <https://doi.org/10.23919/IRS.2017.8008136>

75. J. Moskvichova, M. Duk, V. Kucheruk, P. Kulakov, V. Mankovska. Resistance-temperature detector based on the RL-diode generator of deterministic-chaotic oscillations. *Proceedings of SPIE, Photonics Applications in Astronomy, Communications, Industry, and High-Energy Physics Experiments 2018*, vol. 10808, 1 Oct. 2018. DOI: <https://doi.org/10.1117/12.2501664>

76. V. Kucheruk et al. Deterministic chaos in RL-diode circuits and its application in metrology. *Proceedings of SPIE, Photonics Applications in Astronomy, Communications, Industry, and High-Energy Physics Experiments 2016*, vol. 10031, 28 Sept. 2016. DOI: <https://doi.org/10.1117/12.2249253>

77. S. Pidchenko, A. Taranchuk, A. Yanenko. The efficiency of combining the stabilization and measurement functions of a quartz multi-frequency oscillation system. *2017 International Conference on Information and Telecommunication Technologies and Radio Electronics (UkrMiCo)*, 2017. DOI: <https://doi.org/10.1109/UkrMiCo.2017.8095370>

78. M. Kushnir, D. Vovchuk, S. Haliuk, P. Ivaniuk, R. Politanskyi. Approaches to Building a Chaotic Communication System. *Lecture Notes on Data Engineering and Communications Technologies*, Vol. 48, Springer International Publishing, pp. 207–227, Jun. 21, 2020. DOI: https://doi.org/10.1007/978-3-030-43070-2_11.

79. F. Corinto, O. V. Krulikovskiy, S. D. Haliuk. Memristor-based chaotic circuit for pseudo-random sequence generators. *2016 18th Mediterranean Electrotechnical*

Conference (MELECON), Lemesos, Cyprus, 18-20 April 2016. DOI: <https://doi.org/10.1109/melcon.2016.7495319>.

80. V. Bulakh, L. Kirichenko, T. Radivilova. Time Series Classification Based on Fractal Properties. *2018 IEEE Second International Conference on Data Stream Mining & Processing (DSMP)*, Lviv, Ukraine, 21-25 August 2018. DOI: <https://doi.org/10.1109/DSMP.2018.8478532>

81. L. Kirichenko, T. Radivilova, A. Tkachenko. Comparative Analysis of Noisy Time Series Clustering. *CEUR Workshop Proceedings*, vol. 2362, paper 17, pp. 184–196, 2019.

82. T. Radivilova, L. Kirichenko, D. Ageiev, V. Bulakh. The Methods to Improve Quality of Service by Accounting Secure Parameters. *Advances in Intelligent Systems and Computing*, vol. 938, Springer, Cham, pp. 346–355, 2020. DOI: https://doi.org/10.1007/978-3-030-16621-2_32

83. L. Kirichenko, T. Radivilova, V. Bulakh. Classification of Fractal Time Series Using Recurrence Plots. *2018 International Scientific-Practical Conference Problems of Infocommunications. Science and Technology (PIC S&T)*, Kharkiv, Ukraine, 09-12 October 2018. DOI: <https://doi.org/10.1109/INFOCOMMST.2018.8632010>

84. S. Haliuk, O. Krulikovskiy, D. Vovchuk, F. Corinto. Memristive Structure-Based Chaotic System for PRNG. *Symmetry*, vol. 14, no. 1. MDPI AG, p. 68, Jan. 04, 2022. DOI: <https://doi.org/10.3390/sym14010068>.

85. V. Ulansky, A. Raza, H. Oun. Electronic Circuit with Controllable Negative Differential Resistance and its Applications. *Electronics*, vol. 8, no. 4, p. 409, 2019. DOI: <https://doi.org/10.3390/electronics8040409>

86. V. Osadchuk, A. Osadchuk, A. Semenov, E. Semenova. Experimental research and simulation of microwave oscillator based on structure of static inductance transistor with negative resistance. *2010 20th International Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology"*, 2010, pp. 187-188. DOI: <https://doi.org/10.1109/CRMICO.2010.5632543>

87. A. Semenov, A. Savytskyi, O. Semenova, M. Huz. Numerical Simulation of the Chua's Oscillator Based on a MOSFET Structure with a Cubic Nonlinearity. *2018*

9th International Conference on Ultrawideband and Ultrashort Impulse Signals (UWBUSIS), Odessa, Ukraine, 2018, pp. 144-149. DOI: <https://doi.org/10.1109/UWBUSIS.2018.8520001>.

88. A. Semenov, O. Osadchuk. Modeling the deterministic chaos microelectronic oscillator based on the bipolar transistor structure with negative resistance. *2017 IEEE First Ukraine Conference on Electrical and Computer Engineering (UKRCON)*, Kyiv, Ukraine, 2017, pp. 704-708. DOI: <https://doi.org/10.1109/UKRCON.2017.8100335>

89. P. Louodop, H. Fotsin, M. Kountchou, E. Ngouonkadi, H. Cerdeira, S. Bowong. Finite-time synchronization of tunnel-diode-based chaotic oscillators. *Physical Review E*, vol. 89, no. 3, 2014. DOI: <https://doi.org/10.1103/PhysRevE.89.032921>

90. A. Riaz, M. Ali. Chaotic Communications, their applications and advantages over traditional methods of communication. *2008 6th International Symposium on Communication Systems, Networks and Digital Signal Processing*, Graz, Austria, 2008, pp. 21-24. DOI: <https://doi.org/10.1109/CSNDSP.2008.4610808>

91. Andriy O. Semenov, Anton Yu. Savytskyi, Oleg V. Bisikalo, Pavlo I. Kulakov. Mathematical Modeling of the Two-Stage Chaotic Colpitts Oscillator. *Proceedings of 14th International Conference on Advanced Trends in Radioelectronics, Telecommunications and Computer Engineering (TCSET)*. Lviv-Slavske, Ukraine, Feb. 20-24, 2018, pp. 835-839. DOI: <https://doi.org/10.1109/TCSET.2018.8336327>

92. Семенов А. О. Транзисторні генератори детермінованого хаосу за схемою Копитця. *Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах*. 2017. №1. С. 223–232.

93. Семенов А. О. Модельне дослідження динамічних процесів у генераторі детермінованого хаосу за схемою Колпитця з двотранзисторним активним елементом. *Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах*. 2017. №2. С. 91–96.

94. A. Semenov. Mathematical Simulation of the Chaotic Oscillator Based on a Field-Effect Transistor Structure with Negative Resistance. *Proc. of the 2016 IEEE*

36th International Conference on Electronics and Nanotechnology (ELNANO), Kyiv, Ukraine, 2016, pp. 52–56. DOI: <https://doi.org/10.1109/ELNANO.2016.7493008>

95. Семенов А. О. Генератор детермінованого хаосу Кияшко-Піковського-Рабіновича на основі біполярної транзисторної структури з від'ємним опором. *Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах*. 2017. №3. С. 76–82.

96. Andriy O. Semenov. The deterministic chaos oscillator based on a field-effect transistor structure with negative resistance for telecommunications systems. *Journal of Informational and Telecommunication Sciences*. 2016. №2. pp. 46–53. DOI: <https://doi.org/10.20535/2411-2976.22016.46-53>

97. Andriy Semenov. The Additive White Gaussian Noise Impact on the Deterministic Chaos Oscillator Based on a Field-Effect Transistor Structure with Negative Resistance. *IEEE Conference Publications 2016 International Conference Radio Electronics & Info Communications (UkrMiCo)*. September 11-15, 2016, Kyiv, Ukraine, pp. 1–5, DOI: <https://doi.org/10.1109/UkrMiCo.2016.7739614>

98. A. Semenov, O. Osadchuk, O. Semenova, K. Koval, S. Baraban, A. Savytskyi. A Deterministic Chaos Ring Oscillator Based on a MOS Transistor Structure with Negative Differential Resistance. *2019 IEEE International Scientific-Practical Conference Problems of Infocommunications, Science and Technology (PIC S&T)*, 2019, pp. 709-714, DOI: <https://doi.org/10.1109/PICST47496.2019.9061330>.

99. P. Glendinning. Milnor attractors and topological attractors of a piecewise linear map. *Nonlinearity*, vol. 14, no. 2, IOP Publishing, pp. 239–257, Dec. 19, 2000. DOI: <https://doi.org/10.1088/0951-7715/14/2/304>.

100. Andriy Semenov. Radiofrequency Deterministic Chaos Oscillator Based on a Transistor Structure with Negative Resistance. Numerical Researching. *2017 XI International Conference on Antenna Theory and Techniques (ICATT)*. Kyiv, Ukraine. May 24, 2017 – May 27, 2017, pp. 343-347. DOI: <https://doi.org/10.1109/ICATT.2017.7972659>

101. Василюшин Т.В., Гой Т. П., Федак І.В. Інтегральні рівняння : навчальний посібник. Івано-Франківськ : Сімик, 2014. 222 с.

102. Raoul BlaiseWafo Tekam, Jacques Kengne, Germaine Djuidje Kenmoe. High frequency Colpitts' oscillator: A simple configuration for chaos generation. *Chaos, Solitons & Fractals*. 2019. Volume 126, pp. 351-360. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.chaos.2019.07.020>

103. M. P. Kennedy. Chaos in the Colpitts oscillator. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications*. 1994. Vol. 41, no. 11, pp. 771-774. DOI: <https://doi.org/10.1109/81.331536>

104. M. P. Kennedy. On the relationship between the chaotic Colpitts oscillator and Chua's oscillator. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications*. 1995. Vol. 42, no. 6, pp. 376-379. DOI: <https://doi.org/10.1109/81.390276>

105. G. M. Maggio, O. De Feo, M. P. Kennedy, "Nonlinear analysis of the Colpitts oscillator and applications to design," in *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications*, vol. 46, no. 9, pp. 1118-1130, Sept. 1999. DOI: <https://doi.org/10.1109/81.788813>

106. Ludovico Minati, Giacomo Innocenti, Gorana Mijatovic, Hiroyuki Ito, Mattia Frasca. Mechanisms of chaos generation in an atypical single-transistor oscillator. *Chaos, Solitons & Fractals*. 2022. Volume 157, Paper ID 111878. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.chaos.2022.111878>

107. R. Zebaze Nanfa'a, R. Tchitnga, P.H. Louodop Fotso, R. Kengne, F.C.Talla, B. Nana, F.B. Pelap. Non periodic oscillations, bistability, coexistence of chaos and hyperchaos in the simplest resistorless Op-Amp based Colpitts oscillator. *Heliyon*. 2020. Vol. 6, Issue 2, e03482. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.heliyon.2020.e03482>

108. Ludovico Minati, Korkut Kaan Tokgoz, Hiroyuki Ito. Distributed sensing via the ensemble spectra of uncoupled electronic chaotic oscillators. *Chaos, Solitons & Fractals*. 2022. Vol. 155, 111749. <https://doi.org/10.1016/j.chaos.2021.111749>

109. B. K. Rhea, R. C. Harrison, F. T. Werner, E. Perkins, R. N. Dean. Approximating an Exactly Solvable Chaotic Oscillator Using a Colpitts Oscillator Circuit. *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*. 2021. Vol. 68, no. 3, pp. 1028-1032. DOI: <https://doi.org/10.1109/TCSII.2020.3024147>

110. R. Tchitnga, T. Nguazon, P. H. Louodop Fotso, J. A. C. Gallas. Chaos in a Single Op-Amp–Based Jerk Circuit: Experiments and Simulations. *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*. 2016. Vol. 63, no. 3, pp. 239-243. DOI: <https://doi.org/10.1109/TCSII.2015.2483218>

111. K. Mayaram, "Output voltage analysis for the MOS Colpitts oscillator," in *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications*, vol. 47, no. 2, pp. 260-263, Feb. 2000. DOI: <https://doi.org/10.1109/81.828582>.

112. Пилипенко А.М., Тарасенко Г.В. Чисельний аналіз динаміки генератора хаотичних коливань для надширокосмугового зв'язку. *Scientific Researches and Their Practical Application. Modern State and Ways of Development '2014. 1-12 October 2014, Одеса, Україна, вид-во SWorld*. С. 1-11.

113. Wang Chun-Hua, Xu Hao, Wan Zhao, Hu Yan. A Colpitts chaotic oscillator based on metal oxide semiconductor transistors and its synchronizaiton research. *Acta Phys. Sin.* 2013, 62(20): 208401. DOI: <https://doi.org/10.7498/aps.62.208401>

114. A. Semenov. Mathematical model of the microelectronic oscillator based on the BJT-MOSFET structure with negative differential resistance. *2017 IEEE 37th International Conference on Electronics and Nanotechnology (ELNANO)*, 2017, pp. 146-151, doi: <https://doi.org/10.1109/ELNANO.2017.7939736>.

115. Andriy Semenov, Oleksandr Osadchuk, Olena Semenova, Serhii Baraban, Oleksandr Voznyak, Andrii Rudyk, Kostyantyn Koval. Research of Dynamic Processes in the Deterministic Chaos Oscillator Based on the Colpitts Scheme and Optimization of Its Self-oscillatory System Parameters. *Lecture Notes on Data Engineering and Communications Technologies*, vol. 48. Springer, Cham. 21 June 2020, pp. 181-205. https://doi.org/10.1007/978-3-030-43070-2_10

116. Осадчук В. С. Генератори електричних коливань на основі транзисторних структур з від'ємним опором : монографія / В. С. Осадчук, О. В. Осадчук, А. О. Семенов. Вінниця: ВНТУ, 2009. 184 с.

117. Осадчук В. С., Осадчук О. В., Семенов А. О., Коваль К. О. Функціональні вузли радіовимірювальних приладів на основі реактивних

властивостей транзисторних структур з від'ємним опором : монографія. Вінниця: ВНТУ, 2011. 336 с.

118. Elwakil AS, Kennedy MP. Towards a methodology for designing autonomous chaotic oscillators. *Proceedings of the 6th International Specialist Workshop on Nonlinear Dynamics of Electronic Systems NDES'98*, Budapest, 1998; 79–82.

119. Elwakil A. S., Kennedy M. P. Chaotic oscillator configuration using a frequency dependent negative resistor. *Proceedings of the 1999 IEEE International Symposium on Circuits and Systems VLSI (Cat. No.99CH36349). ISCAS'99*. 1999. DOI: <https://doi.org/10.1109/iscas.1999.777593>

120. Elwakil A., Kennedy M. Chua's circuit decomposition: A systematic design approach for chaotic oscillators. 2000. *Journal of the Franklin Institute*, 337 (2), 251-265. [https://doi.org/10.1016/S0016-0032\(00\)00019-3](https://doi.org/10.1016/S0016-0032(00)00019-3)

121. Семенов А.О. Експериментальне дослідження малопотужного транзисторного генератору детермінованого хаосу засобами вимірювання National Instruments Multisim. *Матеріали XVII міжнародної науково-технічної конференції. Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах (БОТПП_17_2017)*, 8 – 13 червня 2017 р. С. 211-213.

122. Lars Keuninckx, Guy Van der Sande, Jan Danckaert. 2014 *International Symposium on Nonlinear Theory and its Applications NOLTA2014*, Luzern, Switzerland, September 14-18, 2014, pp. 490–493.

123. Keuninckx L., Van der Sande G., Danckaert J. Simple Two-Transistor Single-Supply Resistor–Capacitor Chaotic Oscillator. *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, 2015, vol. 62, no. 9, pp. 891–895. DOI: <https://doi.org/10.1109/TCSII.2015.2435211>

124. James Harrison. Characterisation of the Chaotic Behaviour of a Simple TwoTransistor Single-Supply Resistor-Capacitor Circuit, *The Journal of Science Extension Research*, Vol. 2, 2023. [Електронний ресурс]. URL: https://issuu.com/doecurriculum/docs/journal_of_science_extension_research_vol_2_2023/s/21047025

125. Build a Chaos Generator in 5 Minutes! [Электронный ресурс]. URL: <https://www.instructables.com/id/A-Simple-Chaos-Generator/>
126. Mirhoseini S. M., Sharifi M.J., Bahrepour D. New three-input XOR and xnor gates based on mobile and application to a full adder. *International Journal of Recent Trends in Engineering*. 2009. Vol 2, No. 5. Pp. 234–238.
127. Figueiredo J., Romeira B., Slight T., Ironside C. Resonant tunnelling optoelectronic circuits. Chapter 10. Pp. 173–206. In: *Advances in optical and photonic devices*, Book edited by: Ki Young Kim, Croatia: INTECH, January 2010, 352 p. ISBN 978-953-7619-76-3
128. H. Maanane et al. Reliability study of Power RF LDMOS for Radar Application. *Microelectronics Reliability*, vol. 44, is. 9–11, pp. 1449–1454, 2004. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.microrel.2004.07.038>
129. V.V. Brajlovskyj, A.D. Veryga, Z.J. Gotra, N.Y. Kushnir. Simulation of circuit of autodyne sensor with field-controlled transistor. *Radioelectronics and Communications Systems*, Vol. 53, Is. 10, pp. 550–554, Oct. 2010. DOI: <https://doi.org/10.3103/S0735272710100055>
130. Koichi Maezawa. A New Generation of Negative-Resistance Devices – New Developments in Ultrahigh-Frequency Applications Based on Resonant Tunneling Elements. *Electronics and Communications in Japan, Part II: Electronics*, vol. 89, no. 4, pp. 29–38, 2006. DOI: <https://doi.org/10.1002/ecjb.20202>
131. S. A. Maas, A. Crosmun. Modeling the gate I/V characteristic of a GaAs MESFET for Volterra-series analysis. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 37, no. 7, pp. 1134-1136, July 1989. DOI: <https://doi.org/10.1109/22.24559>
132. A.V. Osadchuk, A.A. Semenov, S.V. Baraban, E.A. Semenova, K.O. Koval. Noncontact infrared thermometer based on a self-oscillating lambda type system for measuring human body's temperature. *2013 23rd International Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology"*, 8-14 Sept. 2013, Sevastopol, Ukraine, pp. 1069–1070.

133. S. Lukin, O. Zemlyaniy, V. Palamarchuk, D. Tatyanko, K. Lukin, V. Pascazio. Methods for Generation of Probing Signals in Software Defined Noise Radar. *2018 19th International Radar Symposium (IRS)*, Bonn, 2018, pp. 1–9. DOI: <https://doi.org/10.23919/IRS.2018.8448097>
134. J. P. Sun, G.I. Haddad, P. Mazumder, J.N. Schulman. Resonant tunneling diodes: models and properties. *Proceedings of the IEEE*, vol. 86, is. 4, pp. 641–660, April 1998. DOI: <https://doi.org/10.1109/5.663541>
135. A. Sellai, H. Al-Hadhrami, S. Al-Harthy, M. Henini. Resonant Tunneling Diode Circuits Using PSPICE. *Microelectronics Journal*, Vol. 34, IS. 5–8, pp. 741–745, 2003. DOI: [https://doi.org/10.1016/S0026-2692\(03\)00116-2](https://doi.org/10.1016/S0026-2692(03)00116-2)
136. P. Boriskov, A. Velichko. Switch Elements with S-Shaped Current-Voltage Characteristic in Models of Neural Oscillators. *Electronics*, 8(9), 922, 2019. DOI: <https://doi.org/10.3390/electronics8090922>
137. J. Nagumo, S. Arimoto, S. Yoshizawa. An Active Pulse Transmission Line Simulating Nerve Axon. *Proceedings of the IRE*, vol. 50, is. 10, Oct. 1962, p. 2061–2070. DOI: <https://doi.org/10.1109/JRPROC.1962.288235>
138. B. Romeira, J. M. L. Figueiredo, C. N. Ironside, T. Slight. Chaotic Dynamics in Resonant Tunneling Optoelectronic Voltage Controlled Oscillators. *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 21, is. 24, Dec. 2009, pp. 1819–1821. DOI: <https://doi.org/10.1109/LPT.2009.2034129>
139. A. Semenov. The Van der Pol's mathematical model of the voltage-controlled oscillator based on a transistor structure with negative resistance. *2016 13th International Conference on Modern Problems of Radio Engineering, Telecommunications and Computer Science (TCSET)*, 2016, pp. 100–104. DOI: <https://doi.org/10.1109/TCSET.2016.7451982>
140. J. Núñez, M. J. Avedillo, J. M. Quintana. Bifurcation diagrams in MOS-NDR frequency divider circuits. *2012 19th IEEE International Conference on Electronics, Circuits, and Systems (ICECS 2012)*, Seville, 2012, pp. 480–483. DOI: <https://doi.org/10.1109/ICECS.2012.6463558>

141. Lee J.N., Cho Y.K., Jung J.H., Hyun S.B. High-gain sub-terahertz lens horn antenna with a metal guide. *Electronics Letters*. Vol. 56, Issue 14, 2020, pp. 689–691. DOI: <https://doi.org/10.1049/el.2020.0860>
142. Wang J., Lin H., Yang F., Xu G., Ge J. Design of 94GHz Dual-Polarization Antenna Fed by Diagonal Horn for Cloud Radars. *IEEE Access*. Vol. 10, 2022, pp. 22480–22486. DOI: <https://doi.org/10.1109/access.2022.3154483>
143. He Y., Zhao X., Zhao L., Fan Z., Wang J.-K., Zhang L., Ni C., Wu W.-J. Design of Broadband Double-Ridge Horn Antenna for Millimeter-Wave Applications. *IEEE Access*. Vol. 9, 2021, pp. 118919–118926. DOI: <https://doi.org/10.1109/access.2021.3107914>
144. Huang S., Chan K. Y., Wang Y., Ramer R. High Gain SIW H-Plane Horn Antenna with 3D Printed Parasitic E-Plane Horn. *Electronics*, Vol. 10, Issue 19, 2021, p. 2391. DOI: <https://doi.org/10.3390/electronics10192391>
145. Wang P., Wu Q., He R.-B., Luo W. Gain and Radiation Pattern Enhancement of the H-Plane Horn Antenna Using a Tapered Dielectric Lens. *IEEE Access*. Vol. 7, 2019, pp. 69101–69107. DOI: <https://doi.org/10.1109/access.2019.2915934>
146. Chang C., Zhu X., Liu G., Fang J., Xiao R., Chen C., Shao H., Li J., Huang H., Zhang Q., Zhang Z.-Q. Design and experiments of the GW high-power microwave feed horn. *Progress in Electromagnetics Research*, Vol. 101, 2010, pp. 157–171. DOI: <https://doi.org/10.2528/pier10010202>
147. Jacobs B., Odendaal J. W., Joubert J. An Improved Design for a 1–18 GHz Double-Ridged Guide Horn Antenna. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. Vol. 60, Issue 9, 2012, pp. 4110–4118. DOI: <https://doi.org/10.1109/tap.2012.2207043>
148. Wang J., Yao Y., Yu J., Chen X. Broadband compact smooth horn with flat-top radiation pattern. *Electronics Letters*. Vol. 55, Issue 3, 2019, pp. 119–120. DOI: <https://doi.org/10.1049/el.2018.7541>
149. Teber A. Beamforming Radiation Properties of Absorbing/Transparent Zones-Added Horn Antenna. *Gazi University Journal of Science*. Vol. 33, Issue 2, 2020, pp. 355–363. DOI: <https://doi.org/10.35378/gujs.602204>

150. Tomaz A., Barroso J.J., Hasar U.C. Side Lobe Reduction in an X-Band Horn Antenna Loaded by a Wire Medium. *Journal of Aerospace Technology and Management*. Vol. 7, Issue 3, 2015, pp. 307–313. DOI: <https://doi.org/10.5028/jatm.v7i3.468>

151. Kasahara Y. et al. The Plasma Wave Experiment (PWE) on board the Arase (ERG) satellite. *Earth, Planets and Space*. Vol. 70, Issue 1, 2018. Springer. DOI: <https://doi.org/10.1186/s40623-018-0842-4>

152. Soltane A., Andrieu G., Perrin E., Decroze C., Reineix A. Antenna Radiation Pattern Measurement in a Reverberating Enclosure Using the Time-Gating Technique. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*. Vol. 19, Issue 1, 2020, pp. 183–187. DOI: <https://doi.org/10.1109/lawp.2019.2957428>

153. Delgado H.J., Thursby M.H. Implementation of the pyramidal-horn antenna radiation-pattern equations using Mathcad(R). *IEEE Antennas and Propagation Magazine*. Vol. 41, Issue 5, 1999, pp. 96–99. DOI: <https://doi.org/10.1109/74.801520>

154. Semenov A., Havrilov D., Volovyk A., Stalchenko O., Kulias R., Ilchuk D. Single-Mode and Multimode Operation of the Rectangular Waveguide with a Spherical Ferrite Probe. *2021 IEEE 3rd Ukraine Conference on Electrical and Computer Engineering (UKRCON)*, Lviv, Ukraine, 26-28 August 2021. DOI: <https://doi.org/10.1109/ukrcon53503.2021.9575750>

155. Piltyay S., Bulashenko A., Herhil Y., Bulashenko O. FDTD and FEM Simulation of Microwave Waveguide Polarizers. In *2020 IEEE 2nd International Conference on Advanced Trends in Information Theory (ATIT)*. Kyiv, Ukraine, 25-27 November 2020. DOI: <https://doi.org/10.1109/atit50783.2020.9349339>

156. Piltyay S.I., Bulashenko A.V., Bykovskyi O.V., Bulashenko O.V. Estimation of Fem and FDTD Methods for Simulation of Electromagnetic Characteristics of Polarization Transforming Devices With Diaphragms. *Radio Electronics, Computer Science, Control*, Issue 4, 2022, pp. 34–48. DOI: <https://doi.org/10.15588/1607-3274-2021-4-4>

157. Broadband TEM Horn Antenna TEMH 6000. URL: http://schwarzbeck.de/Datenblatt/m_temh6000.pdf

158. High-power horn antennas PowerLOG ®PRO series. URL: https://downloads.aaronia.com/datasheets/antennas/PowerLOG/PowerLOG_PRO_Horn_Antennas_Quad_only.pdf
159. 3164-06 Open Boundary Quad-Ridged Horn. URL: <https://www.ets-lindgren.com/datasheet/antennas/open-boundary-quad-ridged-horn/4003/400303>
160. 3164-08 Open Boundary Quad-Ridged Horn. URL: <https://www.ets-lindgren.com/datasheet/antennas/open-boundary-quad-ridged-horn/4003/400304>
161. The horn antennas of the PowerLOG® PRO series. URL: <https://aaronia.com/antennas/powerlog-pro-series-horn/>
162. Zhang Z.-Y., Lu K., Leung K. W. Gain Enhancement of Horn Antenna Using a Metal Lens. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. 2022. pp. 1–1. DOI: <https://doi.org/10.1109/tap.2022.3228631>
163. Patel A., Vala A., Mahant K., Bhatt P., Chaudhari J., Mewada H. Performance Analysis of Corrugated Horn Antenna for Liquid Level Measurement Application. In: Dhavse, R., Kumar, V., Monteleone, S. (eds) *Emerging Technology Trends in Electronics, Communication and Networking. Lecture Notes in Electrical Engineering*, 2023, vol. 952. Springer, Singapore. DOI: https://doi.org/10.1007/978-981-19-6737-5_6
164. A. Bulashenko, S. Piltyay, A. Polishchuk, O. Bulashenko. New Traffic Model of M2M Technology in 5G Wireless Sensor Networks. *2020 IEEE 2nd International Conference on Advanced Trends in Information Theory (ATIT)*, 25-27 Nov. 2020, Kyiv, Ukraine, pp. 125-131. DOI: <https://doi.org/10.1109/ATIT50783.2020.9349305>
165. S. Piltyay, A. Bulashenko, I. Demchenko. Wireless Sensor Network Connectivity in Heterogeneous 5G Mobile Systems. *2020 IEEE International Conference on Problems of Infocommunications. Science and Technology (PIC S&T)*, 6-9 Oct. 2020, Kharkiv, Ukraine, pp. 625-630. DOI: <https://doi.org/10.1109/PICST51311.2020.9468073>
166. D. Makoveyenko, S. Siden, V. Pyliavskyi. Generalized 5G mmWave Propagation Model in an Urban Macro Environment. *2020 IEEE International*

Conference on Problems of Infocommunications. Science and Technology (PIC S&T), 6-9 Oct. 2020, Kharkiv, Ukraine, pp. 472-476. DOI: <https://doi.org/10.1109/PICST51311.2020.9468030>

167. D. Makoveyenko, O. Osharovska, S. Siden, V. Pyliavskiy. The Effect of Interference Evaluation Between LTE Mobile Stations and McWill Technology. 2020 *IEEE International Conference on Problems of Infocommunications. Science and Technology (PIC S&T)*, 6-9 Oct. 2020, Kharkiv, Ukraine, pp. 122-126. DOI: <https://doi.org/10.1109/PICST51311.2020.9468080>

168. M. Shafi et al. 5G: A Tutorial Overview of Standards, Trials, Challenges, Deployment, and Practice. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2017, vol. 35, no. 6, pp. 1201-1221. DOI: <https://doi.org/10.1109/JSAC.2017.2692307>

169. T. S. Rappaport, Y. Xing, G. R. MacCartney, A. F. Molisch, E. Mellios, J. Zhang. Overview of Millimeter Wave Communications for Fifth-Generation (5G) Wireless Networks—With a Focus on Propagation Models. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 65, no. 12, pp. 6213-6230, Dec. 2017. DOI: <https://doi.org/10.1109/TAP.2017.2734243>

170. A. Bulashenko, S. Piltyay, I. Demchenko. Energy Efficiency of the D2D Direct Connection System in 5G Networks. 2020 *IEEE International Conference on Problems of Infocommunications. Science and Technology (PIC S&T)*, 6-9 Oct. 2020, Kharkiv, Ukraine, pp. 537-542. DOI: <https://doi.org/10.1109/PICST51311.2020.9468035>

171. V. Saiko, S. Toliupa, V. Nakonechnyi, M. Brailovskyi. Models of Improving the Efficiency of Radio Communication Systems Using the Terrahert Range. 2020 *IEEE International Conference on Problems of Infocommunications. Science and Technology (PIC S&T)*, 6-9 Oct. 2020, Kharkiv, Ukraine, pp. 192-196. DOI: <https://doi.org/10.1109/PICST51311.2020.9468022>

172. A. R. S. N. Dianah, R. Umar, M. K. A. Kamarudin, A. N. Dagang, S. N. Hazmin. Exposure level from selected base station tower around Kuala Nerus: A preliminary analysis. *Journal of Fundamental and Applied Sciences*, 2018, Vol. 9,

Issue 5S, p. 367-380. African Journals Online (AJOL). DOI: <https://doi.org/10.4314/jfas.v9i5s.26>

173. T. S. Rappaport et al. Millimeter Wave Mobile Communications for 5G Cellular: It Will Work! *IEEE Access*, 2013, vol. 1, pp. 335-349. DOI: <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2013.2260813>

174. P. Popovski, K. F. Trillingsgaard, O. Simeone, G. Durisi. 5G Wireless Network Slicing for eMBB, URLLC, and mMTC: A Communication-Theoretic View. *IEEE Access*, 2018, vol. 6, pp. 55765-55779. DOI: <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2018.2872781>

175. Крушевський Ю. В., Кравцов Ю. І., Чернига В. В. Дослідження структури поля і спрямованості електричного елементарного випромінювача в ближній і проміжній зонах. *Наукові праці ВНТУ*, 2008, № 2. С. 1-9. [Електронний ресурс]. Режим доступу: <https://praci.vntu.edu.ua/index.php/praci/article/view/62> (Доступ 17 січня 2024 р.)

176. Крушевський Ю. В., Салямон О. М. Структура електромагнітних потоків елементарного електричного випромінювача в ближній і проміжній зонах. *Наукові праці ВНТУ*, 2008, № 3. С. 1-7. [Електронний ресурс]. Режим доступу: <https://praci.vntu.edu.ua/index.php/praci/article/view/81> (Доступ 17 січня 2024 р.)

177. Крушевський Ю. В., Кравцов Ю. І., Бородай Я.О. Вплив електромагнітного випромінювання пристроїв стільникового зв'язку на людину. *Наукові праці ВНТУ*, 2008, № 1. С. 1-6. Режим доступу: <https://praci.vntu.edu.ua/index.php/praci/article/view/48> (Доступ 17 січня 2024 р.)

178. Bahare Mohamadzade, Raheel M Hashmi, Roy B. V. B. Simorangkir, Reza Gharaei, Sabih Ur Rehman, Qammer H. Abbasi. Recent Advances in Fabrication Methods for Flexible Antennas in Wearable Devices: State of the Art. *Sensors*, vol. 19, no. 10. MDPI AG, p. 2312, May 19, 2019. DOI: <https://doi.org/10.3390/s19102312>

179. Md Mohiuddin Soliman, Muhammad E. H. Chowdhury, Amith Khandakar, Mohammad Tariqul Islam, Yazan Qiblawey, Farayi Musharavati, Erfan Zal Nezhad. Review on Medical Implantable Antenna Technology and Imminent Research

Challenges. *Sensors*, vol. 21, no. 9, MDPI AG, p. 3163, May 02, 2021. DOI: <https://doi.org/10.3390/s21093163>

180. M. U. Ali Khan, R. Raad, F. Tubbal, P. I. Theoharis, S. Liu, J. Foroughi. Bending Analysis of Polymer-Based Flexible Antennas for Wearable, General IoT Applications: A Review. *Polymers*, vol. 13, no. 3, MDPI AG, p. 357, Jan. 22, 2021. DOI: <https://doi.org/10.3390/polym13030357>

181. Dipankar Mitra, Sayan Roy, Ryan Striker, Ellie Burczek, Ahsan Aqueeb, Henry Wolf, Kazi Sadman Kabir, Shengrong Ye, Benjamin D. Braaten. Conductive Electrifi and Nonconductive NinjaFlex Filaments based Flexible Microstrip Antenna for Changing Conformal Surface Applications. *Electronics*, vol. 10, no. 7, MDPI AG, p. 821, Mar. 30, 2021. DOI: <https://doi.org/10.3390/electronics10070821>

182. Sharadindu Gopal Kirtania, Alan Wesley Elger, Md. Rabiul Hasan, Anna Wisniewska, Karthik Sekhar, Tutku Karacolak and Praveen Kumar Sekhar. Flexible Antennas: A Review. *Micromachines*, vol. 11, no. 9, MDPI AG, p. 847, Sep. 11, 2020. DOI: <https://doi.org/10.3390/mi11090847>

183. Zhao K., Ying Z., He S. Antenna designs of smart watch for cellular communications by using metal belt. *2015 9th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, Lisbon, Portugal, 13-17 April 2015, pp. 1-5.

184. Flores-Cuadras J. R., Medina-Monroy J. L., Chavez-Perez R. A., Lobato-Morales, H. Novel ultra-wideband flexible antenna for wearable wrist worn devices with 4G LTE communications. *Microwave and Optical Technology Letters*, Vol. 59, Issue 4, 2017, pp. 777–783. DOI: <https://doi.org/10.1002/mop.30393>

185. Semenov A., Pastushenko A., Semenova O., Koval K. Flexible antenna for lte-m1 wearables. *Physical and technological problems of transmission, processing and storage of information in infocommunication systems: Proceedings of IXth International Scientific-Practical Conference*. Chernivtsi: «Ruta», 2021, pp. 49-50. ISBN 978-617-652-091-7

186. Семенов А.О., Семенова О.О., Коваль К.О., Пастушенко О.Л. Гнучка LTE антена для носимих інфокомунікаційних пристроїв. *8-а Міжнародна науково-практична конференція «Сучасні проблеми інфокомунікацій,*

радіоелектроніки та наносистем» (СПІРН-2021), 03-05 листопада 2021, Вінниця, ВНТУ. С. 1-3. URL: <https://ir.lib.vntu.edu.ua/handle/123456789/34780>

187. Семенов А.О., Іванов О.С., Шмата В.С. LTE широкосмугова антена для радіотехнологій доступу інфокомунікаційних пристроїв. *8-а Міжнародна науково-практична конференція «Сучасні проблеми інфокомунікацій, радіоелектроніки та наносистем» (СПІРН-2021)*, 03-05 листопада 2021, Вінниця, ВНТУ. С. 1-3. URL: <https://conferences.vntu.edu.ua/index.php/spirn/spirn2021/paper/view/13911/11780>

188. K. N. Paracha, S. K. Abdul Rahim, P. J. Soh, M. Khalily. Wearable Antennas: A Review of Materials, Structures, and Innovative Features for Autonomous Communication and Sensing. *IEEE Access*, vol. 7, pp. 56694-56712, 2019. DOI: <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2019.2909146>

189. N. A. Malik, P. Sant, T. Ajmal, M. Ur-Rehman. Implantable Antennas for Bio-Medical Applications. *IEEE Journal of Electromagnetics, RF and Microwaves in Medicine and Biology*, vol. 5, no. 1, pp. 84-96, March 2021. DOI: <https://doi.org/10.1109/JERM.2020.3026588>

190. Qualcomm Announces Wearables Platform Supporting LTE IoT Cat M1/NB1 for Next Generation Connected Wearable Devices. *Microwave Journal*, June 29, 2017. [Електронний ресурс]. URL: <https://www.microwavejournal.com/articles/28697-qualcomm-announces-wearables-platform-supporting-lte-iot-cat-m1nb1-for-next-generation-connected-wearable-devices>

191. *LTE-M smart watch provides GPS location, SOS, and heart rate monitoring solution for athlete performance and safety applications*, Nordic Semiconductor, September 2020. [Електронний ресурс]. URL: <https://www.nordicsemi.com/News/2020/09/ProMOS-Technologies-employs-nRF9160>

192. C. Visvesvaran et al. Design and Implementation of Various Antenna for Smart Watch Applications. *2018 3rd International Conference on Communication and Electronics Systems (ICCES)*, Coimbatore, India, 15-16 October 2018, pp. 1087-1090. DOI: <https://doi.org/10.1109/CESYS.2018.8723884>

193. S. Meulesteen, A. O. Semenov, O. Semenova, K. Koval, D. Datsiuk, H. Fomenko. Cellular Lifesaving Flexible Device. *IFMBE Proceedings*. Springer International Publishing, vol. 87, pp. 382–389, 2022. DOI: https://doi.org/10.1007/978-3-030-92328-0_50

194. Andriy Semenov, Olena Semenova, Stefan Meulesteen. Flexible Antenna for Cellular IoT Device. *2022 IEEE 2nd Ukrainian Microwave Week (UkrMW)*, Kharkiv, Ukraine, 14-18 November 2022, pp. 293-298, DOI: <https://doi.org/10.1109/UkrMW58013.2022.10037036>

195. W. Wójcik et al. A new approach to assessing the dynamic uncertainty of measuring devices. *Proceedings of SPIE*, vol. 10808, Oct. 01, 108082E, 2018. Photonics Applications in Astronomy, Communications, Industry, and High-Energy Physics Experiments 2018. DOI: <https://doi.org/10.1117/12.2501578>

196. Zhang J., Song R., Zhao X., Fang R., Zhang B., Qian W., Zhang J., Liu C., He D. Flexible Graphene-Assembled Film-Based Antenna for Wireless Wearable Sensor with Miniaturized Size and High Sensitivity. *ACS Omega*, Vol. 5, Issue 22, 2020, pp. 12937–12943. American Chemical Society (ACS). DOI: <https://doi.org/10.1021/acsomega.0c00263>

197. Mahe Y., Chousseaud A., Brunet M., Froppier B. New Flexible Medical Compact Antenna: Design and Analysis. *International Journal of Antennas and Propagation*, Vol. 2012, 2012, pp. 1–6. Hindawi Limited. DOI: <https://doi.org/10.1155/2012/837230>

198. Ahmed S., Tahir F. A., Shamim A., Cheema H. M. A Compact Kapton-Based Inkjet-Printed Multiband Antenna for Flexible Wireless Devices. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, Vol. 14, 2015, pp. 1802–1805. Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE). DOI: <https://doi.org/10.1109/lawp.2015.2424681>

199. Balanis C.A. *Antenna Theory. Analysis and Design*. Hoboken, New Jersey: John Wiley & Sons, Inc., 2016. 1072 p.

ДОДАТКИ

Додаток А

Впровадження результатів дисертаційної роботи



21034, Вінницька обл., м. Вінниця, вул., Польова, буд. 17, кв. 97
ЄДРПОУ 2702612873, Свідчення про Державну Реєстрацію № 349195

№ 1-04-24

від 8 квітня 2024 р.

Довідка

про впровадження результатів дисертаційної роботи Пінаєва Богдана Олеговича
на тему «Широкопasmові та багатодіапазонні пристрої генерування
і випромінювання хаотичних сигналів для радіоелектронних систем»

Цією довідкою підтверджується, що за результатами дисертаційної роботи аспіранта кафедри інформаційних радіоелектронних технологій і систем Вінницького національного технічного університету Пінаєва Б.О. у ТОВ «LEDUA» (м. Вінниця) були впроваджені нові схемотехнічні та конструктивні рішення генераторів динамічного хаосу з підвищеним коефіцієнтом корисної дії на основі нелінійних і реактивних властивостей транзисторних схем з від'ємним диференціальним опором.

Розроблені генератори хаотичних сигналів з підвищеним коефіцієнтом корисної дії на основі нелінійних і реактивних властивостей транзисторних схем з від'ємним диференціальним опором мають меншу кількість блоків у порівнянні з аналогами, що знижує економічні витрати та підвищує енергоефективність. Значно менша вартість і кращі техніко-економічні показники в порівнянні з аналогами роблять запропоновані пристрої економічно привабливими при застосуванні їх в обладнанні радіоелектронних систем.

Дана довідка видана Пінаєву Б.О. для пред'явлення за місцем вимоги та не може бути підставою для фінансових розрахунків між вище зазначеними організаціями.

Директор ТОВ «LEDUA»

Олександр ШЕПТЯКОВ

ЗАТВЕРДЖУЮ
Директор ТОВ «ПОДІЛЬСЬКИЙ
ПРОЕКТНИЙ ІНСТИТУТ»
Василь ЧУБАТЮК
02 2024 р.

АКТ

впровадження результатів дисертаційної роботи Пінаєва Богдана Олеговича
на тему «Широкопasmові та багатодіапазонні пристрої генерування
і випромінювання хаотичних сигналів для радіоелектронних систем»

Комісія у складі директора Чубатюка В.Ф. (голова комісії), головного інженера Мандрика С.М., начальника комплексного відділу Кметь У.В. (члени комісії) даним актом підтверджують те, що результати дисертаційної роботи аспіранта кафедри інформаційних радіоелектронних технологій і систем Вінницького національного технічного університету Пінаєва Б.О. мають практичну цінність для удосконалення та модернізації обладнання безпроводних інфокомунікаційних мереж 4-го покоління:

- елементи теорії та математичні моделі пристроїв генерування та випромінювання хаотичних сигналів для використання в обладнанні безпроводних інфокомунікаційних мереж 4-го покоління;
- методику та математичне забезпечення для розрахунку та моделювання параметрів і характеристик пристроїв генерування хаотичних сигналів на основі транзисторних схем з від'ємним диференціальним опором для використання в обладнанні безпроводних інфокомунікаційних мереж 4-го покоління;
- методику та математичне забезпечення для розрахунку та моделювання параметрів і характеристик гнучких LTE антен носимих пристроїв безпроводних інфокомунікаційних мереж 4-го покоління.

Даний АКТ виданий Пінаєву Б.О. для підтвердження впровадження у ТОВ «Подільський проектний інститут» результатів його дисертаційної роботи на безоплатній основі та не є підставою для фінансових розрахунків між вище зазначеними організаціями.

Голова комісії

Василь ЧУБАТЮК

Члени комісії:

Головний інженер

Сергій МАНДРИК

Начальник комплексного відділу

Уляна КМЕТЬ



ТОВ «Подільський проектний інститут»
Вул. Д. Нечая, 65, м. Вінниця, 21012
ЄДРПОУ 32603899

Тел./факс (0432) 52-09-60, 68-79-77
E-mail: office@ppi.vn.ua
http://www.ppi.vn.ua

№ 8

від « 27 » 02 20 24 р.

Довідка

про впровадження результатів дисертаційної роботи Пінаєва Богдана Олеговича
на тему «Широкопasmові та багатодіапазонні пристрої генерування
і випромінювання хаотичних сигналів для радіоелектронних систем»

Цією довідкою підтверджується, що результати дисертаційної роботи аспіранта кафедри інформаційних радіоелектронних технологій і систем Вінницького національного технічного університету Пінаєва Б.О. мають практичну цінність для удосконалення та модернізації обладнання безпроводних інфокомунікаційних мереж 4-го покоління:

- елементи теорії та математичні моделі пристроїв генерування та випромінювання хаотичних сигналів для використання в обладнанні безпроводних інфокомунікаційних мереж 4-го покоління;
- методику та математичне забезпечення для розрахунку та моделювання параметрів і характеристик пристроїв генерування хаотичних сигналів на основі транзисторних схем з від'ємним диференціальним опором для використання в обладнанні безпроводних інфокомунікаційних мереж 4-го покоління;
- методику та математичне забезпечення для розрахунку та моделювання параметрів і характеристик гнучких LTE антен носимих пристроїв безпроводних інфокомунікаційних мереж 4-го покоління.

Дана довідка видана Пінаєву Б.О. для пред'явлення за місцем вимоги та не може бути підставою для фінансових розрахунків між вище зазначеними організаціями.

Директор
ТОВ «Подільський проектний інститут»

Василь ЧУБАТЮК



ЗАТВЕРДЖУЮ

Проректор з науково-педагогічної роботи та
організації освітнього процесу
Вінницького національного
технічного університету

к.т.н., доц. Олександр ПЕТРОВ

« 23 » 02 2024 р.

А К Т

про впровадження результатів дисертаційної роботи на здобуття наукового ступеня доктора філософії Пінаєва Богдана Олеговича на тему «Широкопasmові та багатодіапазонні пристрої генерування і випромінювання хаотичних сигналів для радіоелектронних систем».

Комісія у складі Тимчика С.В. (голова комісії), Осадчука О.В. і Звягіна О.С. (членів комісії) підтверджує, що у Вінницькому національному технічному університеті для забезпечення навчального процесу кафедри інформаційних радіоелектронних технологій і систем з дисциплін «Технічна електродинаміка та поширення радіохвиль» (обов'язкова освітня компонента ОПП Радіотехніка), «Анени та пристрої надвисоких частот» і «Радіоелектронні системи» (вибіркові освітні компоненти ОПП Радіотехніка) першого (бакалаврського) рівня підготовки за спеціальністю 172 – Телекомунікації та радіотехніка, а також при виконанні бакалаврських дипломних робіт і магістерських кваліфікаційних робіт студентами спеціальності 172 – Телекомунікації та радіотехніка впроваджено такі результати дисертаційної роботи Пінаєва Б.О.:

- елементи теорії та математичні моделі генераторів хаотичних сигналів на основі біполярних і біполярно-польових транзисторних схем з від'ємним диференціальним опором;
- елементи теорії та математичні моделі гнучких широкопasmових і багатодіапазонних LTE антен;
- експериментальні зразки гнучких широкопasmових і багатодіапазонних LTE антен, а також методичне забезпечення для проведення лабораторних робіт з дисципліни «Технічна електродинаміка та поширення радіохвиль».

Голова комісії
декан ФІЕС, к.т.н., доц.

Сергій ТИМЧИК

Члени комісії:

завідувач кафедри ІРТС, д.т.н., проф.

Олександр ОСАДЧУК

доцент кафедри ІРТС, к.т.н., доц.

Олександр ЗВЯГІН

Додаток Б

СПИСОК ОПУБЛІКОВАНИХ ПРАЦЬ ЗА ТЕМОЮ ДИСЕРТАЦІЇ

Наукові праці, в яких опубліковані основні наукові та практичні результати дисертації:

– матеріали дисертаційної роботи, викладені у періодичних виданнях, що індексовані в наукометричних базах Scopus та Web of Science:

1) Waldemar Wojcik, Zinovii Nytrebych, Oksana Malanchuk, Maria Vistak, Liubov Kravchenko, Bogdan Pinaev, Saule Rakhmetullina, Ainur Toigozhinova. Modelling of the processes in electrical systems by two-point problem for nonhomogeneous telegraph equation. *Przegląd Elektrotechniczny*, Volume 2021, Issue 9, Pages 54 – 57, 2021. DOI: <https://doi.org/10.15199/48.2021.09.12> (Scopus Q4, Web of Science) ISSN 2449-9544

2) Gennadiy G. Bortnyk, Vasyl M. Kychak, Mikola V. Vasylykivskyi, Bogdan Pinaiev, Ryszard S. Romaniuk, Gayni Karnakova. The method of improving the dynamic range of jitter analyzers in optical-fiber transmission systems. *Proceedings of SPIE - The International Society for Optical Engineering*, Volume 10808, Photonics Applications in Astronomy, Communications, Industry, and High-Energy Physics Experiments 2018, 108080K (1 October 2018); <https://doi.org/10.1117/12.2501499> (Scopus, Web of Science) ISSN 0277-786X

3) Viktoriia V. Voitko, Svitlana V. Bevz, Sergii M. Burbelo, Pavlo V. Stavytskyi, Bogdan Pinaiev, Zbigniew Omiotek, Doszhon Baitussupov, Aigul Bazarbayeva. Automated system of audio components analysis and synthesis. *Proceedings of SPIE - The International Society for Optical Engineering*, Volume 11045, Optical Fibers and Their Applications 2018, 110450V (15 March 2019); <https://doi.org/10.1117/12.2522313> (Scopus, Web of Science) ISSN 0277-786X

– матеріали дисертаційної роботи, викладені у виданнях, що внесені до переліку наукових фахових видань України категорії Б для захисту дисертацій з технічних наук:

4) Семенов А.О., Семенова О.О., Пінаєв Б.О., Куляс Р.О., Шпильовий О.О. Математичне моделювання режиму динамічного хаосу електричних коливань в генераторі Колпітца на основі МДН транзистора. *Вчені записки ТНУ імені В.І. Вернадського. Серія: Технічні науки*. Том 33 (72) № 2 2022. С. 40-47. DOI: <https://doi.org/10.32838/2663-5941/2022.2/07> ISSN 2663-5941

5) Семенов Андрій, Пінаєв Богдан, Хльоба Антон, Шурхал Михайло, Ольхович Владислав. Мікроелектронний генератор детермінованого хаосу на основі біполярної транзисторної структури з від'ємним диференційним опором. *Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах*, (3), 2022, 206–217. DOI: <https://doi.org/10.31891/2219-9365-2023-75-24> ISSN 2219-9365

6) Семенов А.О., Семенова О.О., Пінаєв Б.О., Білик О.В., Шпильовий О.О. Дослідження густини потоку електромагнітного випромінювання від елементарного електричного випромінювача у ближній та проміжних зонах. *Вчені записки ТНУ імені В.І. Вернадського. Серія: Технічні науки*. Том 33 (72), № 3, 2022, С. 13-19. DOI: <https://doi.org/10.32838/2663-5941/2022.3/03> ISSN 2663-5941

7) Andriy Semenov, Olena Semenova, Bogdan Pinaiev, Dmytro Kozin, Oleksandr Shpylovyi. Study of the radiation pattern of a rectangular horn antenna in the operation of multimode propagation of electromagnetic waves. *Technology Audit and Production Reserves*, № 2/2(64), 2022, pp. 50-55. DOI: <https://doi.org/10.15587/2706-5448.2022.256560> ISSN 2664-9969

8) Семенов А.О., Семенова О.О., Пінаєв Б.О., Козін Д.О., Кристофоров А.В. Ширококуткова прямокутна рупорна антена з діелектричною лінзою для бездротового зв'язку «точка-точка». *Системи та технології*, Том 64, №2, 2022, С. 38-47. DOI: <https://doi.org/10.32782/2521-6643-2022.2-64.5> ISSN 2521-6643

9) Andriy Semenov, Olena Semenova, Bogdan Pinaiev, Roman Kulias, Oleksandr Shpylovyi. Development of a flexible antenna-wristband for wearable wrist-worn infocommunication devices of the LTE standard. *Technology Audit and Production Reserves*, № 3/1(65), 2022, pp. 20-26. DOI: <https://doi.org/10.15587/2706-5448.2022.261718> ISSN 2664-9969

10) Семенов А.О., Семенова О.О., Пінаєв Б.О., Куляс Р.О., Шпильовий О.О. Гнучка двохсмугова LTE антена для радіочастотних технологій доступу носимих пристроїв бездротових інфокомунікаційних і сенсорних мереж. *Вчені записки ТНУ імені В.І. Вернадського*. Серія: Технічні науки. Том 33 (72) № 4 2022. Частина 1. С. 32-38. DOI: <https://doi.org/10.32838/2663-5941/2022.4/07> ISSN 2663-5941

11) Semenov A.O., Pinaiev B.O., Khloba A.A., Shurkhal M.Yu., Olkhovych V.M. Multiband graphic equalizer based on amplifying stages with the inclusion of a bandpass filter in the feedback loop. *Вчені записки Таврійського національного університету імені В.І. Вернадського*. Серія: Технічні науки, Том 34(73), № 6, 2023. – С. 31-38. DOI: <https://doi.org/10.32782/2663-5941/2023.6/06> ISSN 2663-5941

12) Semenov A.O., Stalchenko O.V., Khloba A.A., Pinaiev B. O., Krystoforov A.V. Multi-band graphic equaliser based on gyrators. *Systems and Technologies*, 66(2), 2023, С 117-124. <https://doi.org/10.32782/2521-6643-2023.2-66.13> ISSN 2521-6643

– документи інтелектуальної власності, що отримані за результатами дисертації:

13) Патент на корисну модель 149936 МПК H03B 29/00. Транзисторний генератор динамічного хаосу / Семенов А.О., Семенова О.О., Пінаєв Б.О., Ільчук Д.Р., Козін Д.О., Куляс Р.О. // Номер заявки u202104166, дата подання заявки 16.07.2021, Опубл. 15.12.2021, бюл. № 50. 5 с.

14) Патент на корисну модель № 149937 МПК H03B 29/00. Транзисторний генератор динамічного хаосу з мультиатрактором / Семенов А.О., Семенова О.О., Пінаєв Б.О., Ільчук Д.Р., Козін Д.О., Куляс Р.О. // Номер заявки u202104167, дата подання заявки 16.07.2021, Опубл. 15.12.2021, бюл. № 50. 5 с.

15) Патент на корисну модель № 152228 по класу МПК H03B 29/00. Транзисторний генератор детермінованого хаосу / Семенов А.О., Семенова О.О., Козін Д.О., Пінаєв Б.О., Ільчук Д.Р., Куляс Р.О. // Дата подання заявки 16.07.2021. Реєстраційний номер заявки u202104165. Опубл. 11.01.2023, бюл. № 2. 5 с.

16) Патент України на корисну модель 154121, МПК (2023.01) H03B 29/00. Хаотичний генератор з електричним регулюванням частоти генерації / Семенов А.О., Семенова О.О., Ільчук Д.Р., Пінаєв Б.О. // Номер заявки: u 2023 01400, Дата подання заявки: 03.04.2023, Дата публікації відомостей про державну реєстрацію та номер Бюлетеня: 11.10.2023, Бюл. № 41. 3 с.

Наукові праці, які засвідчують апробацію матеріалів дисертації:

17) A. Semenov, O. Semenova, A. Rudyk, O. Voznyak, B. Pinaiev, R. Kulias. Mathematical Model of Microwave Devices on Resonant Tunneling Diodes for Practical Application in Radar and Electronic Systems. *Proceedings of the 2020 IEEE Ukrainian Microwave Week (UkrMW)*, Kharkiv, Ukraine, 21 – 25 September 2020. Volume 2 on 2020 IEEE 6th International Symposium on Microwaves, Radar and Remote Sensing (MRRS), 2020, pp. 272-277. ISBN 978-1-7281-7312-2. DOI: <https://doi.org/10.1109/UkrMW49653.2020.9252673> (Scopus)

18) Семенов А.О., Куляс Р.О., Пінаєв Б.О. Математичне моделювання автоколивної системи генератора Чуа. *Тези доповідей X Міжнародної науково-технічної конференції «Інформаційно-комп'ютерні технології – 2019»*, 18–20 квітня 2019 р., Житомир, ЖДТУ, 2019, С. 147–148. ISBN 978-966-683-522-5

19) Семенов А.О., Пінаєв Б.О., Сесь Р.О. Радіовимірювальні перетворювачі електричних величин на основі генераторів детермінованого хаосу. *Матеріали I Міжнародної науково-технічної конференції «Сучасні проблеми інфокомунікацій, радіоелектроніки та наносистем (СПРН-2019)»*, м. Вінниця, ВНТУ, 14-16 листопада 2019 р., Вінниця: ВНТУ, 2019. С. 59-60.

20) Семенов А. О., Куляс Р. О., Пінаєв Б. О. Дослідження характеристик базових логічних пристроїв мікрохвильового діапазону на основі резонансно-тунельних діодів. *Тези доповідей XI Міжнародної науково-технічної конференції «Інформаційно-комп'ютерні технології – 2020 (ІКТ-2020)»*, м. Житомир, 09 - 11 квітня 2020 р., Житомир: Житомирська політехніка, 2020. С. 167–168.

21) Семенов А. О., Куляс Р. О., Пінаєв Б. О. Простий безіндуктивний РС-генератор детермінованого хаосу на двох біполярних транзисторах. *Всеукраїнська науково-практична Інтернет-конференція студентів, аспірантів*

та молодих науковців «Молодь в науці: дослідження, проблеми, перспективи», 18-29 травня 2020 р., Вінниця, ВНТУ, 2020. С. 1-5. [Електронний ресурс]. URL: <https://conferences.vntu.edu.ua/index.php/mn/mn2020/paper/viewFile/10571/8826>

22) Пінаєв Б.О., Білик О.В., Семенов А.О. Дослідження динамічної N-системи Спротта. 8-а Міжнародна науково-практична конференція «Сучасні проблеми інфокомунікацій, радіоелектроніки та наносистем» (СПРН-2021), 03-05 листопада 2021 р., Вінниця, ВНТУ. С. 1-3. [Електронний ресурс]. URL: <https://conferences.vntu.edu.ua/index.php/spirn/spirn2021/paper/viewFile/13885/117>