

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
ЧЕРНІВЕЦЬКИЙ НАЦІОНАЛЬНИЙ УНІВЕРСИТЕТ
ІМЕНІ ЮРІЯ ФЕДЬКОВИЧА

На правах рукопису

ВОВЧУК ДМИТРО АНАТОЛІЙОВИЧ

УДК 621.391.01

**ЕЛЕМЕНТИ ШИРОКОСМУГОВИХ ЗАСОБІВ ЗВ'ЯЗКУ НА ОСНОВІ
ДЕТЕРМІНОВАНОГО ХАОСУ ТА ПРОВІДНИКОВИХ
МЕТАСТРУКТУР**

Спеціальність 05.12.13 – радіотехнічні пристрої та засоби
телекомунікацій

Дисертація на здобуття наукового ступеня
кандидата технічних наук

Науковий керівник:
доктор технічних наук,
професор Політанський Л.Ф.

Ідентичність всіх примірників дисертації

ЗАСВІДЧУЮ:

*Вчений секретар спеціалізованої
вченої ради Д 35.052.10*

/І.В. Демидов/

Чернівці – 2016

ЗМІСТ

ПЕРЕЛІК ВИКОРИСТАНИХ СКОРОЧЕНЬ.....	5
ВСТУП	6
РОЗДІЛ 1. ОСНОВНІ ВІДОМОСТІ ПОБУДОВИ ШИРОКОСМУГОВИХ СИСТЕМ ПРИХОВАНОГО ПЕРЕДАВАННЯ ІНФОРМАЦІЇ.....	15
1.1. Види хаотичної синхронізації.....	15
1.1.1. Повна синхронізація хаосу.....	16
1.1.2. Фазова синхронізація хаосу.....	19
1.1.3. Синхронізація часового масштабування.....	19
1.1.4. Лаг-синхронізація хаосу.....	20
1.1.5. Випереджаюча синхронізація хаосу.....	20
1.1.6. Гранична синхронізація хаосу.....	21
1.1.7. Узагальнена синхронізація.....	21
1.2. Існуючі схеми прихованого передавання інформації на основі явища повної синхронізації хаосу.....	23
1.2.1. Хаотичне маскування інформаційного сигналу.....	23
1.2.2. Перемикання хаотичних режимів.....	25
1.2.3. Нелінійне підмішування інформаційного сигналу.....	27
1.2.4. Модуляція параметрів керування генератора передавача інформаційним сигналом.....	28
1.3. Метаматеріали як перспектива забезпечення можливості передавання сигналів у широкій смузі частот.....	29
1.3.1. ENG структури.....	31
1.3.2. MNG структури.....	32
1.3.3. DNG структури.....	34
1.3.4. Впровадження метаматеріалів у антенні технології.....	35
Висновки до першого розділу.....	38

РОЗДІЛ 2. МОДИФІКАЦІЯ СХЕМИ ХАОТИЧНОГО МАСКУВАННЯ ІНФОРМАЦІЇ ДЛЯ ПРИХОВАНОГО ПЕРЕДАВАННЯ ЦИФРОВИХ СИГНАЛІВ.....	40
2.1. Основна ідея.....	40
2.2. Комп'ютерне моделювання системи передавання цифрової інформації	41
2.2.1. Основні відомості про схем Чуа.....	41
2.2.2. Дослідження процесу встановлення режиму повної синхронізації двох однонаправлено з'єднаних схем Чуа.....	45
2.2.3. Дослідження процесу передавання цифрової інформації за допомогою модифікованої схеми хаотичного маскування з використанням гармонічного сигналу для подання інформаційних бітів	48
2.2.4. Дослідження процесу передавання цифрової інформації за допомогою модифікованої схеми хаотичного маскування з поданням інформаційних повідомлень хаотичними сигналами.....	56
2.2.5. Оцінка рівня прихованості інформації у КЗ	58
2.2.6. Вплив шумів та завад у КЗ на передавання та відновлення інформації. Порівняльна характеристика запропонованої системи передавання з існуючими аналогами	63
2.3. Експериментальні дослідження модифікованої системи передавання цифрової інформації.....	64
Висновки до другого розділу.....	69
РОЗДІЛ 3. ПІДВИЩЕННЯ ШВИДКОСТІ ПЕРЕДАВАННЯ ІНФОРМАЦІЇ СИСТЕМАМИ З ВИКОРИСТАННЯМ ДЕТЕРМІНОВАНОГО ХАОСУ	71
3.1. Метод розширення спектру хаотичних сигналів схеми Чуа.....	71
3.1.1. Результати моделювання.....	71
3.1.2. Експериментальна реалізація запропонованої методу розширення спектру хаотичних сигналів	72
3.2. Дослідження генератора Колпітца для застосування в системах передавання інформації у ВЧ діапазоні. Модифікація схеми.....	76

Висновки до третього розділу.....	84
РОЗДІЛ 4. ПЕРЕДАВАЛЬНА ЧАСТИНА ШИРОКОСМУГОВОЇ СИСТЕМИ ЗВ'ЯЗКУ.....	85
4.1. Провідникові метаматеріали для забезпечення передавання сигналів у широкому діапазоні частот	85
4.2. Широкопугове передавання сигналів через СП зразок	87
4.2.1. Моделювання процесу передавання ЕМ сигналів через СП зразок у широкому діапазоні частот	87
4.2.2. Чисельне моделювання та експериментальне дослідження процесу передавання електромагнітних сигналів через проміжок між хвилеводами у діапазоні частот 0,9...2 ГГц	94
4.2.3. Експериментальні дослідження передавання енергії ЕМ поля через проміжок між двома хвилеводами у діапазоні до 12 ГГц	99
4.3. Випромінювальна частина антенної системи з неупорядковано розміщеними провідниками	101
4.3.1. Чисельне моделювання.....	102
4.3.2. Експериментальні дослідження.....	111
Висновки до четвертого розділу.....	119
ВИСНОВКИ ДО ДИСЕРТАЦІЙНОЇ РОБОТИ.....	121
СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ.....	123
ДОДАТОК.....	146

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ СКОРОЧЕНЬ

ВСП – середовище із впорядковано розміщених провідників

ГЛ – гіперлінза

ЕМ – електромагнітні

НСП – середовище із невпорядковано розміщених провідників

ОП – операційний підсилювач

СП – середовище з провідників

ТЕ – просторово поляризовані електричні хвилі

ТЕМ – просторово поляризовані електромагнітні хвилі

ТМ – просторово поляризовані магнітні хвилі

ВСТУП

Актуальність теми.

У зв'язку зі швидким розвитком мобільного зв'язку, Bluetooth та Wi-Fi технологій, зростанням кількості здійснюваних в Інтернет-просторі грошових операцій та використанням хмарних технологій для збереження даних і їх віддаленого оброблення, виникає необхідність захисту персональної інформації та даних від несанкціонованого доступу.

З цією метою використовують різні криптографічні методи захисту інформаційних потоків та аутентифікації даних із використанням, для прикладу, паролів та логінів або SMS-повідомлень для авторизації у системі. Оскільки вищезгадані методи є не достатньо ефективними, виникає необхідність у розробленні та застосуванні більш досконалих методів захисту інформації.

В останні десятиліття з метою захисту інформації було запропоновано використання псевдовипадкових і хаотичних коливань та приховування процесу її передавання. Доцільність застосування такого виду сигналів зумовлена їх подібністю до випадкових сигналів, завдяки неперервності спектру їх потужності, а також непередбачуваністю їх значень на протязі тривалих проміжків часу та експоненційно спадаючою кореляційною функцією.

Динамічні властивості систем генерування хаотичних сигналів визначаються їх чутливістю до початкових умов, що забезпечує можливість зміни режимів роботи однієї і тієї ж системи. В той же час, існують конкретні математичні моделі, що описують динаміку хаотичної системи та дозволяють визначити її стан у будь-який момент часу спостереження. Завдяки поєднанню таких властивостей, зазначені системи називають системами генерування детермінованого хаосу, що інтенсивно вивчаються дослідниками з метою їх застосування в системах прихованого зв'язку.

Розроблення систем передавання інформації на основі детермінованого хаосу є досить складним процесом, що передбачає оцінку стану сучасних систем прихованого передавання інформації, розроблення нових або модифікування існуючих систем обміну даними, підбір оптимальних генераторів хаотичних коливань, розроблення засобів телекомунікацій (провідникового та безпровідникового зв'язку), а також експериментальне дослідження ефективності функціонування запропонованих систем.

Значний вклад у дослідження властивостей генераторів детермінованого хаосу та їх застосування у радіотехнічних пристроях і засобах телекомунікацій належить Л. Чуа, А. Дмитрієву, А. Панасу, А. Храмову, Е. Єфремовій, Я.М. Матвійчуку, О.С. Пивовару, Л.О. Кириченко та іншим. Вченими запропонована низка схем, що використовують різні види синхронізації та методи модуляції інформаційного сигналу. Проте проблематика, пов'язана із розробленням нових систем зв'язку з вищим рівнем прихованості у порівнянні з існуючими, все ще залишається відкритою.

Актуальними залишаються питання удосконалення систем передавання інформації на основі повної синхронізації хаосу, оскільки вони є вразливими до впливу шумів і завад, а також характеризуються низькою швидкодією і високими значеннями потужності інформаційного сигналу, що негативно впливають на стабільність роботи систем. У процесі розроблення телекомунікаційних систем передавання інформації, необхідно враховувати характеристики сигналів, що безпосередньо передаються у канал зв'язку.

Найбільш перспективним з точки зору забезпечення широкосмуговості сигналів для усунення можливості процесів фільтрації у каналі зв'язку, є застосування метаматеріалів та метаструктур, що дозволяє покращити процеси передавання сигналів у засобах провідникового зв'язку та підсилення малопотужних сигналів у блоках випромінювання антенних конструкцій.

Науково-прикладним завданням, розв'язанню якого присвячена дисертаційна робота, є розроблення способів прихованого передавання інформації з використанням явища детермінованого хаосу та елементів телекомунікаційних систем на їх основі.

Зв'язок роботи з науковими програмами, планами, темами. Дисертаційна робота виконувалася відповідно до наукового напрямку кафедри радіотехніки та інформаційної безпеки Чернівецького національного університету імені Юрія Федьковича та в межах науково-дослідницьких робіт: “Фізико-технологічні проблеми радіотехнічних пристроїв та засобів телекомунікацій і інформаційних технологій” (Держ. реєстр. №0111U000183, 2013-2015 рр.) та “Методи та засоби передавання, оброблення і зберігання інформації в інфо-комунікаційних системах ” (Держ. реєстр. №0116U001433, 2016 р.)

Мета і завдання дослідження. Метою дисертаційної роботи є розширення функціональних можливостей вузлів засобів зв'язку на основі сигналів детермінованого хаосу та провідникових метаструктур, що дає змогу покращити характеристики завадостійкості та прихованості інформації у каналі зв'язку.

Для досягнення поставленої мети, необхідно було розв'язати наступні завдання:

1. Провести аналіз сучасного стану систем прихованого передавання інформації на основі повної синхронізації хаосу. Здійснити підбір найбільш оптимального для проведення досліджень генератора хаотичних коливань.
2. Розробити спосіб прихованого передавання цифрової інформації, що дозволив би усунути більшість недоліків, притаманних існуючим системам.
3. Дослідити рівень прихованості інформації у каналі зв'язку на основі кореляційного аналізу, аналізу спектральних та статистичних характеристик.
4. Дослідити можливість підвищення швидкодії систем зв'язку та збільшення інформаційної ємності хаотичних коливань шляхом розширення спектру сигналів, генерованих схемою Чуа.

5. Дослідити процеси генерування хаотичних сигналів генератором Колпітца, як найбільш перспективним широкопasmовим генератором для захищених систем зв'язку. Здійснити модифікації генератора з метою забезпечення процесів генерування хаотичних сигналів зі статистичними і спектральними характеристиками, близькими до характеристик шумів.

6. Дослідити властивості структур з паралельно розміщених металевих провідників з метою їх використання у широкопasmових системах передавання інформації.

7. Розробити структуру на основі провідникових метасередовищ, що покращує процес широкопasmового випромінювання електромагнітних сигналів у вільний простір, з метою її використання в передавальній частині антенних систем.

Об'єктом досліджень є процес передавання прихованої інформації з використанням широкопasmових хаотичних сигналів.

Предметом дослідження є математичні моделі елементів широкопasmових засобів зв'язку з прихованим передаванням інформації на основі детермінованого хаосу, їх експериментальні макети та зразки провідникових метаструктур різної конфігурації.

Методи дослідження. У процесі дослідження математичних моделей систем передавання та оброблення даних використовувались чисельні методи Рунге-Кутта четвертого порядку, методи теорії сигналів та процесів, статистичні методи, методи нелінійної динаміки, елементи теорії електродинаміки та поширення електромагнітних хвиль у напрямних системах та середовищах з різними показниками діелектричної та магнітної проникності.

Наукова новизна отриманих результатів:

– Уперше запропоновано та експериментально підтверджено можливість використання структур з паралельних провідників як напрямних середовищ для систем зв'язку з хаотичним маскуванням інформації у діапазоні частот до 12 ГГц. Уперше запропоновано і змодельовано

непорядковану провідникову структуру як антенну конструкцію та експериментально підтверджено можливість її використання для розширення діапазону робочих частот дипольного випромінювача із довжиною плеча 12,5 мм від 2 до 5 ГГц та забезпечення широкосмугового випромінювання набору загасаючих ЕМ сигналів у діапазоні частот 1,08...1,46 ГГц;

– Набув подальшого розвитку метод генерування хаотичних сигналів генератором Колпітца на біполярному транзисторі, шляхом уведення додаткових реактивних елементів, що дало змогу розширити спектр генерованих сигналів до 160 МГц та покращити показники прихованості – математичного сподівання, дисперсії, асиметрії та ексцесу, що, відповідно, становили $\mu = 0$, $\sigma = 0,99$, $A = 0,1$ та $E = 0,25$;

– Удосконалено спосіб хаотичного маскування цифрової інформації на основі повної синхронізації хаосу, що полягає у цифровій маніпуляції гармонічного чи хаотичного сигналів з їх подальшим маскуванням. Новизну способу підтверджено патентом України на корисну модель. Це уможливило створення систем зв'язку з вищим на два порядки рівнем конфіденційності та стійкості до дії шумів і завад у каналі зв'язку, в порівнянні з існуючими схемами цифрового зв'язку на основі повної синхронізації хаосу.

Практичне значення одержаних результатів:

При виконанні дисертаційної роботи отримані наступні практичні результати:

– Запропоновано новий спосіб хаотичного маскування цифрової інформації, в основі якого лежить модифікована схема хаотичного маскування. Системи передавання інформації з використанням запропонованого способу характеризуються вищим рівнем прихованості та стійкості до впливу шумів і завад у каналі зв'язку в порівнянні з існуючими аналогами;

- Запропоновано та реалізовано метод розширення частотної смуги хаотичних коливань генерованих схемою Чуа, що дозволяє підвищити швидкість передавання прихованої інформації;
- Модифіковано схему генератора Колпітца, що уможливило генерування хаотичних коливань зі спектром частот до 160 МГц та близькими до характеристик шумів статистичними характеристиками;
- Експериментально досліджено метаструктури, що складаються з паралельно розташованих провідників та показано можливість їх використання для передавання інформаційних сигналів у широкій смузі частот;
- Розроблено метаструктуру, основою якої є неупорядковано розміщені провідники, що характеризується задовільними результатами щодо випромінювання електромагнітних коливань у широкому діапазоні частот та є перспективною для застосування у передавальному блоці антенних систем.

Одержані результати можуть бути застосовані при розробленні систем передавання інформації на основі хаотичного маскування і кодування інформації детермінованим хаосом з високим рівнем прихованості та стійкості до впливу шумів і завад.

Представлені в дисертаційній роботі наукові та практичні результати використовуються при дослідженнях процесів збудження потужних біполярних транзисторів у комунікаційних пристроях, що базуються на ємнісній трьохточці (ОКБ «Рута»), при передаванні цифрових інформаційних сигналів у системах зв'язку (ПАТ «Укртелеком»), а також впроваджені в навчальний процес на кафедрі радіотехніки та інформаційної безпеки у Чернівецькому національному університеті імені Юрія Федьковича в рамках курсу «Системотехнічне проектування та моделювання радіоелектронних пристроїв».

Всі результати впровадження підтверджено відповідними актами.

Достовірність отриманих результатів підтверджується узгодженістю теоретичних результатів та результатів моделювання із експериментально отриманими даними.

Особистий внесок здобувача за списком праць за темою дисертації

Всі результати дисертаційної роботи, що вказані у науковій новизні та висновках, отримані здобувачем особисто. У роботах, опублікованих у співавторстві, особистий внесок здобувача наступний: у працях [157-158] – автором запропоновано модифікацію схеми хаотичного маскування для прихованого передавання цифрової інформації на основі аналізу існуючих систем з використанням повної синхронізації хаосу, проведено моделювання роботи відповідної системи та у роботах [158, 180, 182] проведено експериментальні дослідження системи передавання інформації, де інформаційні біти представляються у вигляді гармонічних сигналів; у роботах [158, 177-180, 182] автором запропоновано удосконалення модифікованої системи, що полягало у заміні гармонічного сигналу хаотичними коливаннями, генерованими схемою Чуа, що дозволило значно спростити конструкцію передавача та підвищити рівень прихованості інформації, що передається, проведено моделювання та експериментальні дослідження; обмеження, що повинні накладатись на значення частоти та амплітуди гармонічного коливання для забезпечення необхідного рівня прихованості та можливості безпомилкового відновлення здобувачем досліджено у [157-158, 173, 180] та при використанні хаотичного сигналу для представлення інформаційних бітів повідомлення – у [158, 176-179]; стійкість інформації до впливу шумів та завад досліджено у роботах [158, 173-174, 180]; у працях [157-158, 175-179, 180, 182] здійснено оцінку рівня прихованості інформації у каналі зв'язку на основі статистичного та спектрального, а у [181] – на основі кореляційного аналізу; у [168] – здобувачем запропоновано декілька модифікацій генератора Колпітца для отримання хаотичних коливань зі статистичними характеристиками, наближеними до білого гаусового шуму; у роботах [183] – запропоновано

методику розширення спектральних характеристик генерованих схемою Чуа сигналів для збільшення швидкості передавання інформації та інформаційної ємності хаотичних сигналів; [157, 166-167] – здійснено огляд та проведено дослідження процесу встановлення повної та узагальненої синхронізації; [212] – автором проведено моделювання системи, що складається з двох хвилеводів та метаструктури, що представляє собою середовище з паралельно розміщених один відносно одного провідників, розташованих між цими хвилеводами, виготовлено фізичні зразки досліджуваної структури та проведено експериментальні дослідження по покращенню проходження електромагнітних сигналів від передавача та приймача через запропоновану структуру.

Публікації. За результатами виконання дисертаційної роботи опубліковано 17 наукових праць: 5 робіт – у наукових фахових виданнях, серед яких 1 – у журналі, що цитується в Scopus, ще 2 – у провідних закордонних журналах та 2 – у наукових журналах, що включені до переліку наукових фахових видань МОН України; отримано 1 патент України на корисну модель; 11 праць представлено тезами конференцій, з них 10 – міжнародних, 2 з яких відбулися за кордоном.

Апробація результатів дисертаційної роботи. Основні результати дисертаційних досліджень були предметом обговорень на:

- Наукових семінарах кафедри радіотехніки та інформаційної безпеки Чернівецького національного університету імені Юрія Федьковича;
- Наукових семінарах літньої школи докторантів та аспірантів “Evolutionary Computing in Optimization and Data Mining (ECODAM)” у вигляді усних доповідей на теми “Digital Communication Systems with Chaotic Masking” (Iasi, Romania, 2014) та “Broadband communication systems based on deterministic chaos and wires metasructures” (Iasi, Romania, 2016);
- Наукових семінарах дослідницької групи “Theoretical and Applied Electromagnetics of Complex Media” кафедри Radio Science and Engineering (Aalto University, Espoo, Finland, 2014-2015);

- 8th International Conference on Chaotic Modeling and Simulation «CHAOS2015» (Henri Poincare Institute, Paris, France, May 26-29, 2015);

- Proceedings of the International Conference TCSET'2014 "Modern Problems of Radio Engineering, Telecommunications and Computer Science" dedicated to the 170th anniversary of Lviv Polytechnic National University (Lviv-Slavske, February 25 – March 1, 2014) та XIII International Conference TCSET'2016 Modern Problems of Radio Engineering, Telecommunications and Computer Science" (Lviv-Slavske, February 23-26, 2016);

- V Міжнародній конференції молодих вчених CSE-2011 "Computer Science and Engineering" (Львів, 24-26 листопада, 2011) та 6th International Conference of Young Scientifics SCE-2013 "Computer Science and Engineering" (Lviv, November 21-23, 2013);

- III Міжнародній науково-практичній конференції PREDT-2013 "Фізико-технологічні проблеми радіотехнічних пристроїв, засобів телекомунікацій, нано- та мікроелектроніки" (Чернівці, 24-26 жовтня 2013).

Робота автора «Передавання інформації за допомогою маскуванню інформаційного сигналу хаотичним» отримала III місце у II турі Всеукраїнського конкурсу студентських наукових робіт з галузі «Радіотехніка» (Харків, 2013), а робота «Моделювання систем передавання інформації з хаотичною носійною» визнана кращою та отримала I місце у секції «Математичне і комп'ютерне моделювання складних систем» конференції «Математичне моделювання, системний аналіз і теорія оптимальних рішень» (Харків, 2013).

Структура та обсяг дисертації. Дисертація складається зі вступу, чотирьох розділів, загальних висновків, бібліографічного списку використаних джерел, додатку. Загальний обсяг роботи становить 149 сторінок друкарського тексту, із них 14 сторінок вступу, 106 сторінок основного тексту, 63 рисунки, 1 таблиця, список використаних джерел з 223 найменувань, 1 додаток на 4 сторінках.

РОЗДІЛ 1

ОСНОВНІ ВІДОМОСТІ ПОБУДОВИ ШИРОКОСМУГОВИХ СИСТЕМ ПРИХОВАНОГО ПЕРЕДАВАННЯ ІНФОРМАЦІЇ

На сучасному етапі розвитку інформаційно-комунікаційних технологій виникає необхідність у створенні нових систем зв'язку, що володіють високим рівнем прихованості та конфіденційності. Використання детермінованого хаосу в таких засобах зв'язку вимагає забезпечення високого рівня синхронізації та широкої смуги пропускання відповідних елементів системи [1]. Виконання цих умов необхідно для якісного відновлення інформації на приймальній стороні, перша з яких може бути уможливлена шляхом удосконалення існуючих способів передавання інформації на основі динамічного хаосу [2-5], а друга – шляхом використання перспективних на сьогоднішній час метаматеріалів для побудови телекомунікацій [6-8]. Для подальшого розвитку основних елементів широкосмугових засобів передавання даних, розглянемо поетапно існуючі види хаотичної синхронізації [9-10], основні методи та способи побудови систем зв'язку на основі повної синхронізації хаосу, а також основи теорії метаструктур для побудови провідних та безпровідних засобів зв'язку [11-13].

1.1. Види хаотичної синхронізації

Явище синхронізації відкрите К. Гюйгенсом при спостереженні маятникових годинників, підвішених на одній опорі. На початку ХХ ст. Е. Еплтон та Б. Ван-дер-Поль показали, що частота тріодного генератора може бути змінена чи синхронізована слабким зовнішнім сигналом з дещо відмінною частотою. З того часу явище синхронізації знаходить своє застосування в радіоелектроніці для стабілізації частоти потужних генераторів за допомогою малопотужного, але з точно заданою частотою

генератора. Важливе значення синхронізація відіграє у радіовимірюваннях, системах зв'язку, системах точного часу. Детальний аналіз синхронізації з точки зору нелінійних коливань зробили російські вчені А. А. Андронов та А. А. Вітт, визначивши умови частотного захоплення [14].

Синхронізація як фундаментальне явище спостерігається в усіх сферах людського суспільства [15]. Синхронізаційна поведінка виявлена у біологічних системах – циркадні ритми [16-17], синхронне світіння світлячків [18-19], в ритмах серця [20] та мозку людини [21-23], хімічних – реакція Білоусова-Жаботинського [24-25]. В останні роки інтерес до явища синхронізації виник у представників економічних та соціальних наук [26-28].

До 90-х років ХХ ст. синхронізація розглядалася тільки для періодичних систем. Синхронізація хаотичних коливань з моменту відкриття детермінованого хаосу Е. Лоренцом у 1963 р. [29] вважалася неможливою, оскільки в наслідок чутливості до початкових умов дві ідентичні хаотичні системи, що стартують з приблизно однакових початкових умов в фазовому просторі, еволюціонують по траєкторіях, що втрачають корельованість з часом [30-31]. Проте було показано, що можливо синхронізувати ці системи, якщо змусити їх еволюціонувати на одній і тій же хаотичній траєкторії, тому починаючи з роботи Пекори і Керола [32], в якій були представлені теоретичні і експериментальні дослідження явищ синхронізації хаосу, саме явище стало одним з основних напрямів дослідження в галузі нелінійних систем. Проведені в останні десятиліття дослідження показали перспективи використання динамічного хаосу в системах передавання інформації, зокрема в якості несучих коливань [2, 5, 33-38], для кодування [39-40] та криптографічного захисту [41-43].

1.1.1. Повна синхронізація хаосу

Режим повної синхронізації [32, 44-50] означає точне спів падання векторів станів взаємодіючих систем хаотичних систем та можливий тільки у випадку їх ідентичності, що забезпечується параметрами керування систем.

Для діагностики режиму повної синхронізації необхідно порівняти вектори станів взаємодіючих систем $x(t)$ та $u(t)$, що показують похибку синхронізації [45]:

$$\langle e \rangle = \int_0^{\infty} \|x(t) - u(t)\| dt$$

Розрізняють два випадки. В першому випадку коли еволюція однієї із зв'язаних систем не змінюється при з'єднанні, результуюча конфігурація називається однонаправленим з'єднанням, або з'єднанням типу ведуча-ведена системи. В другому випадку з'єднання називають двонаправленим системи з'єднані таким чином, що вони взаємно впливають на поведінку одна одної.

Пекора і Керол запропонували метод повного заміщення, в якому використали декомпозицію хаотичної системи для побудови синхронізованих систем [32, 45]. У їх методі задана автономна хаотична система розділяється на дві підсистеми. Вихідні сигнали однієї з підсистем слугують вхідними сигналами для іншої системи. Будемо називати першу систему ведучою, другу – веденою. Зв'язок між системами однонаправлений, тобто ведена система не впливає на ведучу. Таким чином у системі встановлюється режим повної синхронізації з однонаправленим зв'язком $\dot{x} = f(x(t))$.

Двонаправлена схема з'єднання між ідентичними хаотичними системами рівнозначна введенню додаткової дисипації в динаміку ведучої системи. Розглянемо двонаправлено з'єднані хаотичні системи:

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x) + \dot{C}_1 (y - x)^T \\ \dot{y} = f(y) + \dot{C}_2 (x - y)^T \end{cases}, \quad (1.1)$$

де x і y представляють N -розмірні вектори стану хаотичних систем, f – просторові вектори $f: R^n \rightarrow R^n$, \dot{C}_1 , \dot{C}_2 - $n \times n$ матриці, що керують дисипативним зв'язком. Індекс « T » означає транспонування матриці.

Вважатимемо, що системи здійснюють однаковий вплив одна на одну, тобто $\dot{C}_1 = \dot{C}_2 = \dot{C}$. Із зростанням сили зв'язку (коефіцієнти \dot{C}), система (1.1)

показує перехід до режиму повної синхронізації при критичному значенні сили з'єднання, що залежить від специфічної структури матриці з'єднання. Зокрема, якщо $\dot{C} = cI$, де I – одинична матриця, обидві системи синхронізуються повністю для $c > 0,5\lambda_L$ [17, 44] (λ_L є найбільшим показником Ляпунова для роз'єднаних хаотичних систем). Перехід до синхронізації в (1.1) полягає в тому, що тривалу поведінку зв'язаних систем визначають дві урівноважуючі сили, а саме вплив нестабільності множини синхронізації і дисипативність. В результаті, коли дисипація переважає над нестабільністю, системи синхронізуються.

Досить часто в літературі можна зустріти поняття хаотичного синхронного відгуку або синхронізації хаотичних систем, отриманої шляхом декомпозиції [51]. В результаті декомпозиції автоколивальна система набуває вигляду кільцевої структури, де підсистеми утворюють кільце оберненого зв'язку. Далі, для побудови системи зв'язку, використовують дві однакові системи, одна з яких розміщується на передавальній стороні та є ведучою автоколивальною системою, а в іншій – веденій системі, що розміщується на приймальній стороні, кільце оберненого зв'язку розривається. Таким чином, якщо сигнал з виходу однієї з підсистем ведучої системи подається на вхід іншої підсистеми веденої системи, то при визначених параметрах різниця між вхідним та вихідним сигналами веденої системи прямуватиме до нуля, що свідчить про встановлення режиму повної синхронізації між станами взаємодіючих систем [2].

Повна синхронізація хаосу з протилежним знаком $x(t) = -y(t)$, називається протифазною синхронізацією [52]. Показано, що протифазні режими зв'язаних через ємність схем Чуа можуть бути стійкими до збурень та досліджено особливості переходу до таких режимів [53], а також у хаотичних дискретних відображеннях [54].

1.1.2. Фазова синхронізація хаосу

Для періодичних автоколивальних систем можливе явище захоплення частот або фаз коливань зовнішньою силою [9, 14, 55-57]. Хаотичні ж коливання відрізняються від періодичних та квазіперіодичних насамперед тим, що мають неперервний спектр.

У випадку, якщо спектр хаотичного сигналу має чітко виражений максимум на певній частоті (системи Реслера, схема Чуа при певних значеннях параметрів) та існує така проекція атрактора на деяку площину, при якій траєкторія сигналу охоплює певну точку, системи називають фазокогерентними (або системами із спіральним атрактором). Для фазокогерентних систем вводиться поняття миттєвої фази $\varphi(t)$ [9, 23, 57-58]. Фазова синхронізація для взаємодіючих хаотичних систем полягає у виконанні співвідношення: $|\varphi_1(t) - \varphi_2(t)| \leq const \leq 2\pi$. Тобто різниця фаз коливається, проте амплітуда цих коливань залишається обмеженою [55-56].

Дослідження фазової синхронізації та доведення її існування приведені у роботах [59-61].

1.1.3. Синхронізація часового масштабування

Фазова синхронізація може бути узагальнена через введення множини часового масштабування s та множини їх фаз $\varphi_s(t)$ хаотичного сигналу за допомогою неперервного вейвлет-перетворення з комплексним базисом [62-63]. Якщо існує деякий діапазон або набір діапазонів часових масштабів, для кожного з яких виконується умова захоплення фаз, і частина енергії вейвлет-спектру, що відповідає цьому діапазону, відмінна від нуля, то часові масштаби $s \in$ синхронізованими, а між взаємодіючими хаотичними системами встановлюється режим синхронізації часового масштабування. Якщо хоча б один часовий масштаб є синхронізованим, то є підстави твердити про наявність фазової синхронізації. Проте, у випадку систем з фазо-некогерентним атрактором, в яких фазову синхронізацію не можливо

встановити традиційними методами та способами, використовується поняття саме синхронізації часового масштабування [62, 64-66].

1.1.4. Лаг-синхронізація хаосу

При зростанні сили зв'язку між взаємодіючими системами проявляється кореляція між амплітудами сигналів зв'язаних осциляторів. При певних їх значеннях виникає ситуація, коли динаміка двох систем є однаковою, але з деякою затримкою τ так, що $s_2(t + \tau) \approx s_1(t)$. Такий режим названий лаг-синхронізація [58, 67]. З подальшим зростанням сили зв'язку затримка τ зменшується і осцилятори переходять в режим повної синхронізації.

Хаотична лаг-синхронізація може бути досягнута, якщо для будь-яких початкових умов з області притягання виконується умова:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} |s_2(t + \tau) - s_1(t)| = 0,$$

де $s_1(t)$ і $s_2(t)$ - однотипні змінні двох парціальних систем.

Перші експериментальні результати існування лаг-синхронізації показані в роботах [67-68] для однонаправлено зв'язаних схем Реслера з різними параметрами та у [69-71] – схем Чуа.

1.1.5. Випереджаюча синхронізація хаосу

Для однонаправлено зв'язаних хаотичних систем із затримкою можливий протилежний до лаг-синхронізації режим – синхронізація з випередженням [72]. При цьому значення змінних веденої системи випереджають у часі значення змінних ведучої системи $s_2(t - \tau) \approx s_1(t)$.

Експериментальні дослідження випереджаючих синхронізації на основі схеми Чуа були проведені у [72, 74], а також вивчення стабільності та стійкості до шуму роботи систем, що функціонують на основі випереджаючої синхронізації приведені у [72-77].

1.1.6. Гранична синхронізація хаосу

Для ідентичних просторово-симетричних хаотичних систем може спостерігатися явище помноження або переміщення хаотичного сигналу в далеку від області стабільності ведучої системи область простору. Ці явища є окремим випадком більш загальної подібної до синхронізації поведінки, яку називають граничною синхронізацією [78-79], що проявляється у випадку, коли ведена система описує траєкторію, що задає ведуча система, проте зменшену у деяку кількість разів, або ж коли ведена система відтворює динаміку ведучої у області фазового простору, який зсунутий від області еволюції ведучого генератора.

1.1.7. Узагальнена синхронізація

У загальному випадку, коли є істотна різниця між параметрами зв'язаних систем, невідомо чи може існувати у фазовому просторі область притягання траєкторій системи, і тому, на перший погляд, видається незрозумілим, які неідентичні хаотичні системи можна синхронізувати. Проте у багатьох наукових роботах було показано, що тип хаотичної синхронізації, названий узагальненою синхронізацією, може існувати [79-81]. У більшості випадків узагальнена синхронізація спостерігається в однонаправлено зв'язаних схемах.

Дві хаотичні системи перебувають в режимі узагальненої синхронізації, якщо при встановленому з'єднанні між системами після закінчення перехідних процесів між станами двох систем існує функціональна залежність $Y = F(X)$, де X та Y – вектори стану відповідно ведучої та веденої систем [81].

Вигляд F може бути досить складним, навіть фрактальним, а процес її знаходження є досить неоднозначним [82]. Існує декілька методів виявлення режиму узагальненої синхронізації: метод найближчих сусідів (метод найменшої взаємної помилки найближчих траєкторій) [81, 83], метод розрахунку умовних показників Ляпунова [44, 84], метод допоміжної

системи [85]. Суть методу найменшої взаємної помилки полягає в тому, що близькість двох траєкторій у фазовому просторі ведучої системи повинна відповідати близькості фазових траєкторій у фазовому просторі веденої системи.

Аналізувати режим узагальненої синхронізації можна також за допомогою обчислення показників Ляпунова [67, 85]. Якщо розмірності фазових просторів ведучої і веденої систем відповідно рівні N_d і N_r , то поведінка однонаправлено зв'язаних хаотичних систем може характеризуватися за допомогою спектра показників Ляпунова $\lambda_1 \geq \lambda_2 \geq \dots \geq \lambda_{N_d+N_r}$. Внаслідок того, що поведінка ведучої системи не залежить від стану веденої, спектр показників Ляпунова може бути розділений на дві частини: показники Ляпунова ведучої системи $\lambda_1^d \geq \dots \geq \lambda_{N_d}^d$ і умовні показники Ляпунова $\lambda_1^r \geq \dots \geq \lambda_{N_r}^r$. Косарев і Парлітс сформулювали необхідні та достатні умови для виникнення узагальненої синхронізації в системі. Як і у випадку повної, поняття узагальненої синхронізації еквівалентно асимптотичній стійкості веденої системи. Критерієм існування узагальненої синхронізації є від'ємний старший умовний показник Ляпунова веденої системи.

Суть методу допоміжної системи полягає в тому, що на приймальній стороні поряд з веденою системою $u(t)$ розташована ідентична їй допоміжна система $v(t)$. Початкові умови для допоміжної системи $v(t_0)$ відрізняються від початкових умов веденої системи $u(t_0)$, але лежать в області протягання того ж атрактора (на практиці різні початкові умови виникають автоматично внаслідок флуктуацій в системах). У режимі узагальненої синхронізації в силу виконання співвідношень $u(t) = F[x(t)]$ і відповідно $v(t) = F[x(t)]$ після завершення перехідного процесу стани ведучої і допоміжної систем мають стати ідентичними $u(t) \equiv v(t)$, що є критерієм наявності узагальненої синхронізації між ведучою і веденою системами. Метод допоміжної системи є найбільш практичним [83, 86-87].

1.2. Існуючі схеми прихованого передавання інформації на основі явища повної синхронізації хаосу

Для використання хаотичних сигналів в радіотехніці запропоновано ряд способів введення інформаційного сигналу в хаотичний, що використовують явище повної синхронізації, серед яких хаотичне маскування, перемикання хаотичних режимів, нелінійне підмішування, модуляція параметрів керування генератора передавача інформаційним сигналом [49-50].

1.2.1. Хаотичне маскування інформаційного сигналу

Схема хаотичного маскування [88-90] (рис. 1.1) призначена для передавання аналогової інформації, спектр сигналу якої повинен повністю перекриватись спектром хаотичного сигналу. Принцип роботи схеми полягає в наступному. Один з сигналів генератора хаосу $x(t)$ адитивно додається до інформаційного сигналу $m(t)$ в суматорі та результуючий сигнал $S(t)$ (2.1) передається в канал зв'язку (КЗ). У КЗ сигнал $S(t)$ може піддаватись впливу шумів та завад $w(t)$. Відновлення інформації у приймачі можливе тільки у випадку встановлення режиму повної синхронізації між генераторами передавача і приймача, коли ведений генератор приймача повторює динаміку ведучого генератора передавача $u(t) \rightarrow x(t)$. Далі за допомогою віднімання вихідного сигналу генератора хаосу приймача від вхідного сигналу приймача та у випадку, коли будь-які спотворення в КЗ відсутні $w(t) \rightarrow 0$, виділяється інформація, що передається [2, 88].

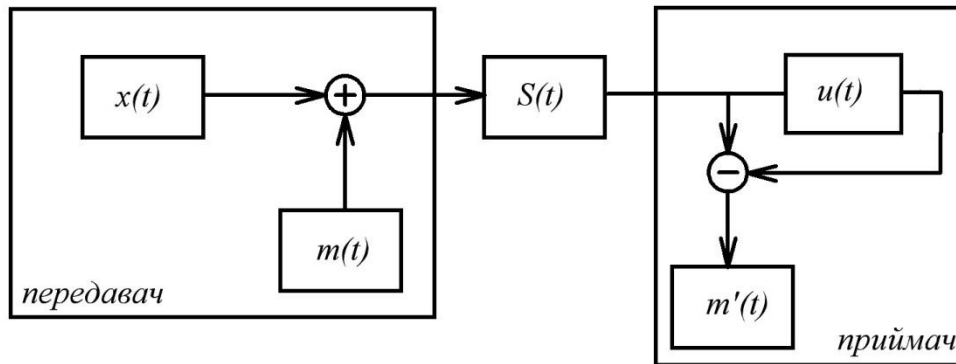


Рис. 2.1. Схема хаотичного маскування: $x(t)$ – хаотичний сигнал; $m(t)$ – інформаційний сигнал; $S(t)$ – сигнал у каналі зв’язку; $u(t)$ – вихідний сигнал генератора приймача; $m'(t)$ – відновлений інформаційний сигнал; «+» – блок додавання сигналів; «-» – блок віднімання сигналів.

$$S(t) = x(t) + m(t) + w(t), \quad (1.1)$$

де $x(t)$ – хаотичний сигнал; $m(t)$ – інформаційний сигнал; $S(t)$ – сигнал у каналі зв’язку та $w(t)$ – описує завади в КЗ.

$$\begin{aligned} \lim_{\substack{u(t) \rightarrow x(t) \\ w(t) \rightarrow 0}} [m'(t)] &= \lim_{\substack{u(t) \rightarrow x(t) \\ w(t) \rightarrow 0}} [S(t) - u(t)] = \\ &= \lim_{\substack{u(t) \rightarrow x(t) \\ w(t) \rightarrow 0}} [x(t) + m(t) + w(t) - x(t)] = m(t), \end{aligned} \quad (1.2)$$

де $m'(t)$ – відновлений інформаційний сигнал.

Проте у випадку аналогового зв’язку така схема має безліч недоліків, зокрема сигнал у КЗ є досить чутливим до впливу шумів та завад [2], а також для якісного відновлення інформації у приймачі необхідно, щоб потужність сигналу, що генерується у передавачі, перевищувала потужність інформаційного сигналу на 35-60 дБ [89]. Для передавання ж цифрової інформації дана система у представленому вигляді є недоцільним, оскільки найпростішим методом – аналізом часових діаграм сигналу у каналі зв’язку, можна детектувати інформацію, що передається, оскільки результуючий сигнал буде подібним до зашумненого цифрового сигналу.

1.2.2. Перемикання хаотичних режимів

Більш стійкою до спотворення інформації в каналі зв'язку є схема цифрового передавання з перемикання хаотичних режимів (рис. 2.2) [91], оскільки немає необхідності в приймачі знати точну форму сигналу, а тільки його рівень. Принцип роботи схеми полягає в наступному. Передавач містить два генератора хаотичних коливань з подібними спектральними та статистичними характеристиками. В такому випадку доцільно використовувати два однакових генератора з досить малим відхиленням у значенні одного чи декількох параметрів керування. Один з генераторів є ідентичним до генератора приймача. Таким чином, можна або встановити або зруйнувати режим повної синхронізації хаосу між передавачем та приймачем. Цифровий сигнал $m(t)$, у залежності від значення біту «0» чи «1», за допомогою ключа K , здійснює перемикання хаотичних режимів $x_1(t)$ та $x_2(t)$. Таким чином результуючий $S(t)$ (2.3) передається у канал зв'язку, де може піддаватися впливу шумів та завад $w(t)$. Процес відновлення інформації в приймачі такий як у попередньому випадку. Якщо в каналі відсутні завади $w(t) \rightarrow 0$, то на виході пристрою віднімання в залежності від значення біту, що передається, отримуємо або сигнал нульового рівня (ключ K замикає коло роботи генератора $x_2(t)$, який є ідентичним до генератора $u(t)$), який умовно можна прийняти як інформаційний біт «0», або певного рівня, який умовно можна прийняти як інформаційний біт «1» (ключ K замикає коло роботи генератора $x_1(t)$, параметри якого відрізняються від параметрів генератора $u(t)$). У випадку наявності у КЗ шумів та завад деякого рівня $w(t) \rightarrow A$, відновлення інформації можливе завдяки використанню у приймачі порогового пристрою.

$$S(t) = m(t)x_1(t) + \bar{m}(t)x_2(t) + w(t), \quad (2.3)$$

де $x_1(t)$ та $x_2(t)$ – хаотичні сигнали, осцильовані генераторами передавача; $m(t)$ та $\bar{m}(t)$ – цифровий інформаційний сигнал та сигнал обернений до нього відповідно; $w(t)$ – описує завади в КЗ.

$$\lim_{\substack{u(t) \rightarrow x_2(t) \\ w(t) \rightarrow A}} [m'(t)] = \lim_{\substack{u(t) \rightarrow x_2(t) \\ w(t) \rightarrow A}} [S(t) - u(t)] =$$

$$= \lim_{\substack{u(t) \rightarrow x_2(t) \\ w(t) \rightarrow A}} [m(t)x_1(t) + \bar{m}(t)x_2(t) + A - x_1(t)] = m(t)x_1(t) + A,$$
(2.4)

де A – значення рівня шумів та завад у КЗ.

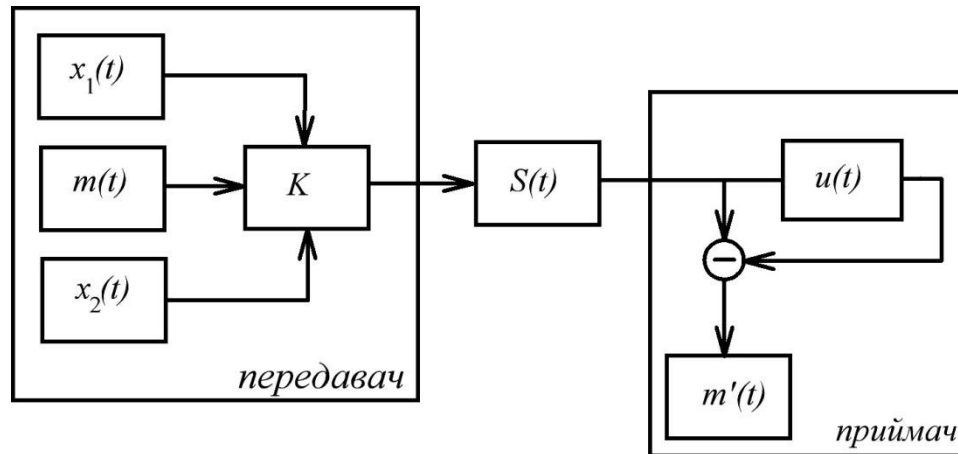


Рис. 1.2. Схема перемикування хаотичних режимів: $x_1(t)$ та $x_2(t)$ – хаотичні сигнали двох генераторів хаосу з різними характеристиками; $m(t)$ – інформаційний сигнал; $S(t)$ – сигнал у каналі зв'язку; $u(t)$ – вихідний сигнал генератора приймача; K – перемикувач; $m'(t)$ – відновлений інформаційний сигнал; «-» – блок віднімання сигналів.

Проте існує основний недолік, що полягає у низькій швидкодії обміну даними в порівнянні із схемою з хаотичним маскуванням через те, що з кожним перемикуванням ключа необхідним є певний час для встановлення режиму синхронізації між генераторами передавача та приймача [2]. У схемі ж із хаотичним маскуванням режим синхронізації встановлюється лише один раз в момент встановлення зв'язку та підтримується весь час, не залежно від даних, що передаються. Крім того, рівень конфіденційності схеми з перемикуванням хаотичних режимів може бути низьким у випадку значної розбіжності параметрів хаотичних генераторів на передавальній стороні [91].

1.2.3. Нелінійне підмішування інформаційного сигналу

Особливістю систем прихованого передавання інформації з допомогою нелінійного підмішування інформаційного сигналу є безпосереднє введення інформаційного сигналу $m(t)$ в схему передавання і його участь у формуванні вихідного сигналу [2, 92-93]. Схема такої системи зв'язку показана на рис. 1.2.

Принцип роботи такої системи ґрунтується на тому, що передавач містить два ідентичні генератори хаотичних коливань $x_1(t)$ та $x_2(t)$. Інформаційний сигнал $m(t)$ підмішується до сигналу, що генерується одним із генераторів передавача. Далі результуючий сигнал проходить по кільцю оберненого зв'язку, що забезпечується взаємним зв'язком генераторів передавача, та піддається нелінійним змінам. Таким чином у КЗ передається сигнала, отриманий в результаті нелінійного підмішування інформаційного сигналу до хаотичного. У приймачі міститься генератор хаотичних коливань $u(t)$, ідентичний до генераторів передавача. У випадку передавання інформаційного біту «0», встановлюється режим повної синхронізації між генераторами передавача і приймача, та у випадку передавання інформаційного біту «1» - синхронізація відсутня. Далі шляхом віднімання вхідного сигналу приймача від вихідного сигналу хаотичного генератора $u(t)$, отримується або сигнал нульового рівня, або сигнал деякого значення.

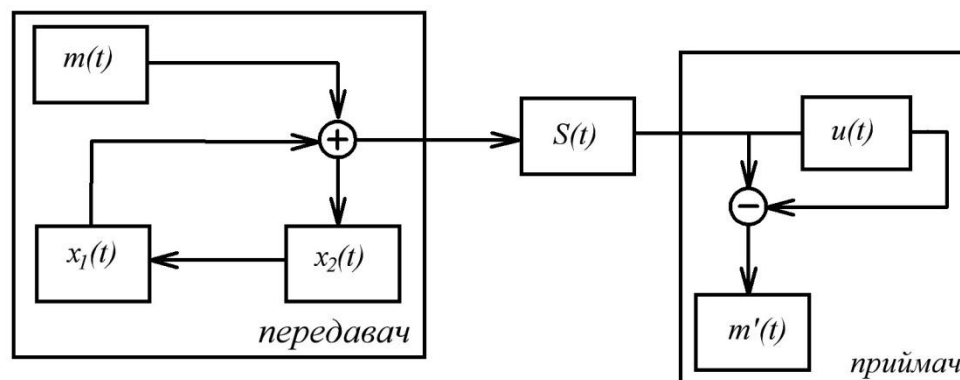


Рис. 1.2. Приховане передавання інформації за допомогою нелінійного підмішування інформаційного сигналу

Перевагою такої системи є можливість зміни рівня інформаційного сигналу, що забезпечує керування якістю передавання. Але збільшення якості передавання призводить до втрати конфіденційності. Також до недоліків потрібно віднести погану стійкість до впливу шумів та завад в каналі зв'язку і розлаштування параметрів керування генераторів на передавальній та приймальній сторонах.

1.2.4. Модуляція параметрів керування генератора передавача інформаційним сигналом

Схеми на основі модуляції параметрів керування – це основний етап при переході від дискретної модуляції параметра керування генератора передавача в схемі з перемиканням хаотичних режимів до модуляції неперервним сигналом [94]. Роль модулюючого сигналу відіграє інформаційний сигнал. Необхідною умовою до реалізації таких схем є попереднє визначення допустимого діапазону зміни параметрів та нормування модулюючого інформаційного сигналу. Схема прихованого передавання інформації таким способом приведена на рис. 1.4. принцип її роботи подібний до принципу роботи схеми з перемиканням хаотичних режимів. Корисний цифровий сигнал $m(t)$ модулює один із параметрів генератора передавача $x(t)$ таким чином, щоб в залежності від бінарного біта, що передається, 0 (1) між генератором передавача $x(t)$ і генератором приймача $u(t)$ встановлювався/руйнувався режим повної хаотичної синхронізації.

На виймальній стороні відновлення сигналу відбувається як і в попередніх способах.

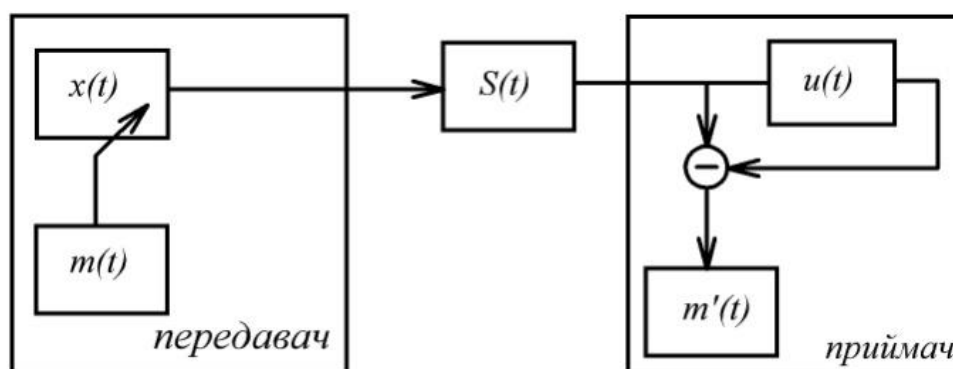


Рис. 1.4. Приховане передавання інформації з допомогою модуляції параметрів керування генератора передавача інформаційним сигналом

1.3. Метаматеріали як перспектива забезпечення можливості передавання сигналів у широкій смузі частот

Модулі засобів мобільного зв'язку, приймачі сигналів супутникових навігаційних систем та інші складові мікроелектроніки вимагають зменшення габаритів та їх інтеграції в одному корпусі із системами на кристалах, що зумовлює актуальність проблеми. Революція змін у технології виробництва та методики проектування мікроелектронних приладів дозволяє на сьогоднішній час досягати надзвичайно високого значення густини упакування елементів та створювати радіоелектронні прилади компактних розмірів. Проте, все ще залишається відкритим питання щодо розмірів антен. Технологія мікросмугових антен, що була надзвичайно перспективною на протязі двох десятиліть, досягла свого піку відносно зменшення габаритів СВЧ-приладів. Таким чином, пошук нетрадиційних підходів до реалізації антенних технологій є досить популярною темою багатьох робіт [11-13, 95-98]. Перспективним у цьому напрямку є розробка антен та провідних каналів зв'язку на основі метаматеріалів (ММ).

Застосування метаматеріалів є новим та надзвичайно перспективним напрямком розвитку радіотехніки, особливо у розробці антенних пристроїв та засобів провідного зв'язку.

Саме слово «метаматеріали» складається з двох частин: мета (meta – англ., μετά – грец.) – поза межами, вищого класу, та матеріали – речовини в конденсованому стані – твердому (кристали чи аморфи) та рідини (чисті рідини, розчини, суспензії, колоїди), розроблені або зімітовані для технологічних цілей. Вперше визначення висунуто Дж. Пендрі ще у 1960 році та стверджувало, що метаматеріалами можна назвати штучні середовища, що володіють специфічними властивостями, що не зустрічаються серед природних матеріалів. З розвитком науки у цій галузі та з відкриттям нових властивостей, визначення удосконалювалось та набуло нового забарвлення: метаматеріали – штучно сформовані та особливим способом структуровані середовища, що володіють електромагнітними (ЕМ) особливостями, яких важко досягти технологічним шляхом, або ж такі, що не зустрічаються у природі. Проте, для того, щоб мати найбільш повне уявлення про те, що ж таке метаматеріали, необхідно звернутись до роботи Арі Сіхволи [99], де проаналізовано все різноманіття визначень і понять та сформульовано остаточне на сьогоднішній день визначення, що метаматеріали – це електромагнітно однорідне розташування штучних структурних елементів, призначених для досягнення корисних і незвичайних ЕМ властивостей.

Поняття «незвичайні властивості» можна зрозуміти, розглянувши наступні положення та класифікацію штучних матеріалів та середовищ. Всі штучні та природні середовища можна класифікувати в залежності від ефективних значень їх діелектричної ϵ та магнітної μ провідностей. Майже всі природні речовини характеризуються додатними значеннями ϵ і μ та у більшості з них ці параметри більші або рівні одиниці. Таким чином розрізняють:

- DPS (double positive) – речовини, в яких $\epsilon > 0$ та $\mu > 0$, та є прозорими для ЕМ хвиль, якщо внутрішні втрати досить малі;
- SNG (single negative) – речовини, в яких $\epsilon < 0$ або $\mu < 0$; та вважається, що в таких речовинах ЕМ хвиль експоненційно

затухають, якщо їх товщина більша, ніж характерна експоненційна довжина затухання ЕМ хвиль. Такі речовини поділяють на:

- ENG (ϵ -negative) – речовини з $\epsilon < 0$;
- MNG (μ -negative) – речовини з $\mu < 0$;
- DNG (double negative) – речовини, в яких $\epsilon < 0$ та $\mu < 0$.

1.3.1. ENG структури

Прозорість ENG структур для ЕМ хвиль залежить від частоти збудження, при цьому діелектрична проникність визначається як [100-101]:

$$\epsilon(\omega) = 1 - \frac{\omega_{pe}^2}{\omega^2} \quad (1.1)$$

де ω_{pe} – радіальна плазмова частота, що визначає власні коливання речовини, свого роду є резонансною частотою середовища; ω – частота збудження.

У випадку, коли $\omega > \omega_{pe}$, величина $\epsilon > 0$, то середовище є прозорим для проходження ЕМ хвиль. У протилежному випадку ЕМ хвилі не можуть розповсюджуватись крізь середовище.

До ENG середовищ можна віднести штучно створену структуру, що представляє собою набір паралельно розташованих рівновіддалених один від одного тонких металевих провідників (рис. 1.5a) [102-103], для якої значення величини плазмової частоти визначається за формулою:

$$\omega_{pe}^2 = \frac{2\pi c_0^2}{a^2 \ln \frac{a}{2\pi r}} \quad (1.2)$$

де c_0 – швидкість світла, a – відстань між провідниками, r – радіус провідника.

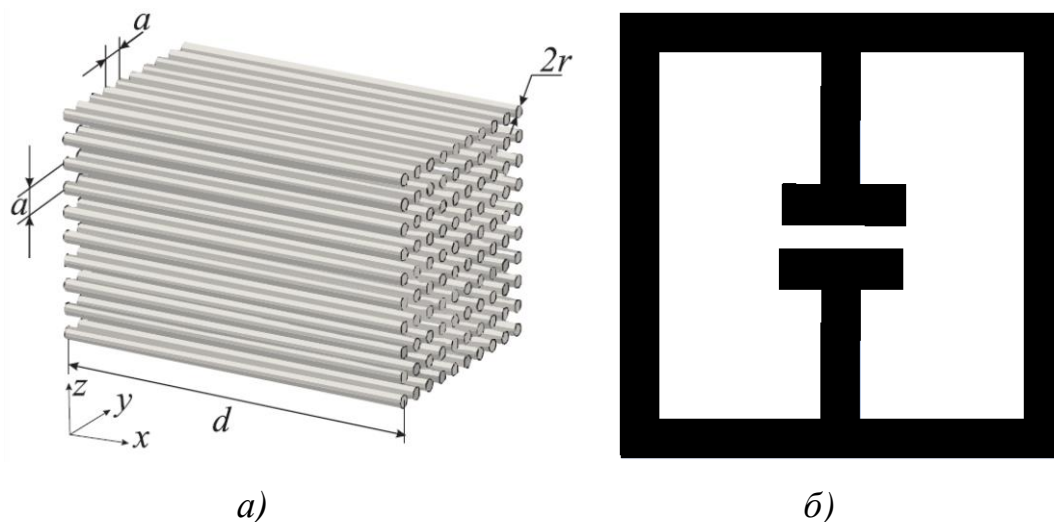


Рис. 1.5. ENG-метаматеріали: *а)* структура, що складається з паралельно-розміщених металевих провідників; *б)* структура, утворена двома рамками з прорізами

До структур такого типу можна віднести і описану в роботі [104] структуру, що представляє собою індуктивні петлі, утворені двома рамками із, направленими один до одного, прорізами (рис.1.5б). В результаті утворюються протилежні магнітні поля, що взаємокомпенсуються, таким чином відгук структури повністю визначається величиною прорізу рамок.

1.3.2. MNG структури

До MNG структур можна віднести різноманітні кільцеві структури з від'ємною магнітною проникністю, що використовувались для створення штучних діелектриків при виготовленні мікрохвильових лінз. Найбільш простим прикладом структури з $\mu < 0$ є подвійним кільцевий резонатор, приведений на рис. 1.6, та представляє собою два розрізані кільця, вміщені один в одного розрізами у протилежні сторони. Таку структуру також називають подвійний циліндр [105-107] та структури на їх основі [108]. У такій структурі ємність між двома кільцями компенсується їх індуктивністю. Змінне в часі магнітне поле з перпендикулярним до поверхні кілець вектором напруженості, збуджує поле, що в залежності від резонансних властивостей

структури, породжує магнітне поле, що посилює початкове поле або ж протидіє йому та призводить до додатного або від'ємного значення μ , що визначається за співвідношенням:

$$\mu(\omega) = 1 - \frac{\omega_{pm}^2}{\omega^2} \quad (1.3)$$

де ω_{pm} – плазмова радіальна частота MNG структури, що визначається за співвідношенням:

$$\omega_{pm}^2 = \frac{3dc_0^2}{\pi^2 r^3 (1 - \pi r^2 / a^2)} \quad (1.4)$$

де a – довжина комірки, c_0 – швидкість світла, d – зазор між кільцями, r – внутрішній радіус меншого кільця.



Рис. 1.6. Подвійний кільцевий резонатор

Аналогом розглянутої структури є так званий рулетний елемент, що формується за допомогою накручування в рулон металевої пластини [102] або ж набір елементів, отриманих завдяки поперечному перерізу рулетної структури [106, 109]. Розглянуті дві останні структури не є остаточними. У якості таких елементів можуть використовуватись, наприклад, S-подібні частинки [109] або прямокутні рамки з розрізами, на основі яких побудовані металосоленоїди [110-111] та підложки [112].

1.3.3. DNG структури

Для створення DNG метаматеріалу, що обумовлюється одночасним від'ємним значенням діелектричної та магнітної проникностей, необхідно забезпечити структури з від'ємним коефіцієнтом заломлення ЕМ сигналів [113-117]. Спочатку такі матеріали були представлені тільки штучними структурами, проте останнім часом були виявлені речовини із від'ємним коефіцієнтом заломлення. У роботі [116-120] доведено, що зворотна хвиля пов'язана із від'ємною груповою швидкістю хвилі, при цьому на границі двох середовищ, в одній з яких розповсюджується пряма хвиля, а в іншому – зворотна, виникає від'ємне заломлення. У [117-119] розглянуто та пояснено зворотного розповсюдження хвилі і незвичайний закон заломлення падаючої хвилі з вільного простору у середовище, де групова і фазова швидкості хвиль направлені назустріч одна одній, а заломлений промінь відхиляється в протилежну сторону від нормалі до поверхні. Найбільш ґрунтовне трактування одночасної присутності від'ємних ϵ та μ здійснено у роботі [113, 116, 121], де теоретично було показано можливості існування середовищ з від'ємним коефіцієнтом заломлення, в результаті чого змінюються властивості середовищ, так наприклад розсіювальна лінза стає збиральною та навпаки.

Це дало поштовх для подальшого розвитку DNG структур та у [106] представлено складну конструкцію, що представляє собою поєднання ENG та MNG складових в одно ціле (рис. 1.7), та у роботах [122-123] теоретично та експериментально досліджено метаструктуру, що складається з масиву металевих провідників та розрізаних кілець (розглянутих вище), що розміщувались у строгому порядку. Таким чином провідники відіграють роль антен, що взаємодіють з електричною компонентою поля, а кільця – антен, що взаємодіють із магнітною складовою. Така конструкція є застосовною антенних технологій та є досить актуальною, про що свідчать роботи по їх удосконаленню та розвитку [124].

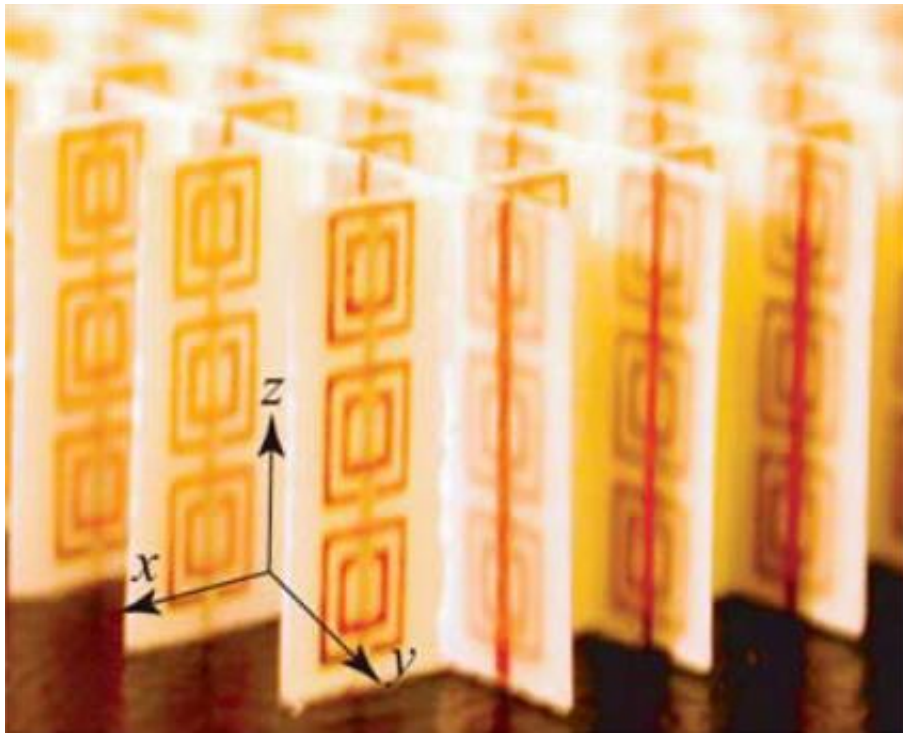


Рис. 1.7. DNG-метаструктура

Проте така конструкція не є остаточною, про що свідчить низка робіт по синтезу DNG-структур різного вигляду [125-127].

1.3.4. Впровадження метаматеріалів у антенні технології

Останнім часом значно зріс інтерес до використання метаматеріалів у радіотехнічних додатках [128]. Велика зацікавленість полягає у їх застосуванні для антенних конструкцій та серійних виробництв на їх основі. Метаматеріали в антенній техніці на сьогоднішній день в основному використовуються для:

- виготовлення підложок і випромінювачів у друкованих антенах з метою досягнення широкосмуговості і зменшення розмірів антенних елементів [112, 129];
- компенсації реактивності електрично малих антен в широкій смузі частот, в тому числі такій, що перевищують фундаментальну межу Чу [7, 130-131];

- досягнення вузької просторової напрямленості електричних випромінювачів, поміщених у метасередовище [132-137];
- виготовлення антен поверхневої хвилі [114];
- зменшення взаємного впливу між елементами антенних решіток, в тому числі МІМО-пристроїв [138-139];
- узгодження рупорних та інших типів антен [140-142].

Для того, щоб розглянути питання використання метаматеріалів у антенних системах, необхідно розпочати із теорії електрично малих антен (ЕМА) з метою їх подальшого застосування як випромінювальних елементів складних антенних конструкцій. ЕМА вважаються антени, розміри яких менші, ніж довжина півхвилі ЕМ коливання, що передається [143-144]. Таку антену можна вважати елементарною та наближеною до електричного чи магнітного диполя [144-147]. Проте на рахунок точного означення щодо того, антена з якими розмірами вважається електрично малою, існують різні погляди. Найбільш точне визначення приведено у роботах [146, 148], де зазначається, що розміри ЕМА не повинні перевищувати $\lambda/10$. Таким чином, диполь з розмірами $\lambda/10$ можна вважати електрично малим.

Топологія ЕМА відкриває широкі можливості використання у системах радіозв'язку, особливо у портативних пристроях. Це пов'язано з малими розмірами при роботі з довжиною хвилі, починаючи від надзвичайно довгих, що використовуються у низькочастотному радіодіапазоні, аж до гігагерцового діапазону, що охоплює такі області застосувань як АМ та FM транслювання, системи дистанційного керування та телеметрії, безпроводних телефонів, що включають інтегровані GPS та Bluetooth технології. Застосування ЕМА в таких цілях дозволяє зекономити місце у безпроводних пристроях зв'язку. Форма антен такого типу може бути різною. До найбільш загальний структур ЕМА можна віднести короткий диполь або ж еквівалентний до нього монополь, антена у вигляді петлі малого радіусу та діелектрично-навантажену патч-антену. Всі вони є базовими та мають багато модифікацій, відповідно до особливостей застосування.

Проте такі види антен характеризуються дуже вузькою робочою смугою частот з визначеним сталим значенням власної частоти, співрозмірної з довжиною плеча, радіуса петлі чи розмірності патч-антени, що являється резонансною для того чи іншого типу ЕМА. Ширина смуги визначається добротністю еквівалентної схеми ЕМА [149].

Для створення антенних елементів, що працюють у ширшому діапазоні частот, ніж ЕМА, але які б залишались простими у реалізації та конструктивно нескладними у виготовленні, розглядається можливість застосування SNG та DNG матеріалів чи структур [7, 150]. Використання матеріалів з від'ємним значенням електричної проникності як складових блоків для побудови електрично малих антен призводить до позитивних результатів [151-153]. Основна ідея використання ENG метаматеріалу полягає у компенсації високої реактивної ємності ЕМА диполя чи монополя індуктивністю метасфери, що оточує його (рис. 1.8) [148, 154-156]. Така конструкція дає вигоду у потужності випромінювання на резонансній частоті джерела порядку 60-65 дБ. Добротність такої антени, що визначається як відношення значень ЕМ енергії всередині оболонки та енергії, що випромінюється, більш ніж в півтори рази перевищила обмеження Чу [7, 95].

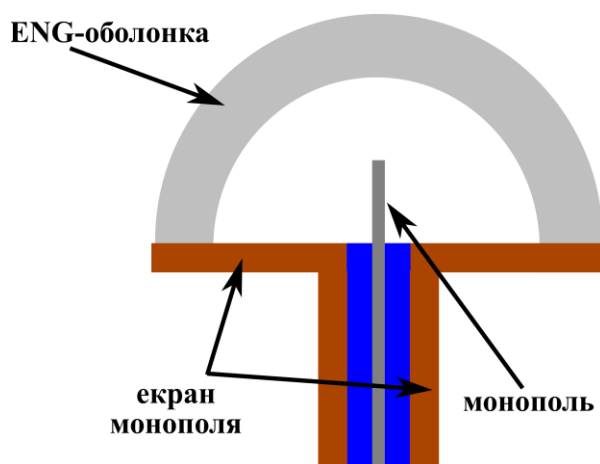


Рис. 1.8. ЕМА із ENG оболонкою

Ще кращими властивостями характеризується антена, де у якості метаоболонки використовується DNG матеріал. Пояснюється це тим, що

внесення у середовище випромінювання матеріалу з від'ємним значенням магнітної проникності призводить до появи додаткової ємності, послідовної до вже наявної ємності ЕМА антен. Таким чином, слідуючи формулі Томпсона для розрахунку резонансних частот, для забезпечення того ж робочого режиму індуктивність такої структури необхідно зменшити, що відповідає зменшенню розмірів самої оболонки. Або ж це дозволяє збільшити значення резонансної частоти при збереженні тих же розмірів, що і при використанні ENG-оболонки. Подібні ефекти покращення випромінювання електрично малих антен завдяки використанню DNG матеріалів показано та досліджено у багатьох інших роботах [7, 150].

Висновки до першого розділу

Аналіз науково-технічної літератури вказує на низку невирішених задач у сфері розроблення систем прихованого зв'язку, тому можна зробити наступні висновки:

1. Існуючі системи прихованого передавання інформації потребують вдосконалення через наявність значних недоліків у їх роботі. Зокрема, системи передавання інформації на основі повної синхронізації хаосу характеризуються низьким рівнем завадостійкості, низькою швидкодією та значним впливом інформаційного сигналу на роботу системи в цілому та ін., що вимагає розробки нових або удосконалення існуючих систем зв'язку з використанням генераторів хаотичних сигналів.

2. Робота системи значним чином залежить від вибору схеми передавання та виду хаотичної синхронізації, на основі якої здійснюється відновлення інформації в приймачеві.

3. Стабільність роботи системи та рівень прихованості інформації, що передається, безпосередньо залежить від генераторів хаотичних коливань, що використовуються у передавачеві та приймачеві, розкиду їх відповідних параметрів та генерованих ними коливань. Тому актуальним є розробка нових або модифікування існуючих генераторів хаосу, статистичні та

спектральні характеристики сигналів яких є близькими до відповідних характеристик шумів.

4. Для забезпечення якісного зв'язку між передавальною та приймальною сторонами системи на основі детермінованого хаосу залежить, необхідно задовільнити властивість широкосмуговості хаотичних сигналів та унеможливити ймовірні процеси фільтрації. Новими підходами до вирішення поставленої задачі є використання матеріалів з від'ємним значенням діелектричної та магнітної проникностей, застосування яких значно покращує ефективність передавання випромінювання ЕМ сигналів у вільний простір, а також дозволяє розширити діапазон робочих частот антенних систем. Використання метаматеріалів дозволяє зменшити масогабаритні показники елементів телекомунікацій та розширити можливості широкосмугових засобів передавання інформації.

РОЗДІЛ 2

МОДИФІКАЦІЯ СХЕМИ ХАОТИЧНОГО МАСКУВАННЯ ІНФОРМАЦІЇ ДЛЯ ПРИХОВАНОГО ПЕРЕДАВАННЯ ЦИФРОВИХ СИГНАЛІВ

2.1. Основна ідея

Для створення системи прихованого передавання інформації, що уможлиблювала б усунення зазначених недоліків покращення процесу передавання та відновлення інформації і застосування його для цифрового обміну даними в існуючих схемах передавання інформації, було висунуте припущення щодо можливості поєднання способів хаотичного маскування та перемикання хаотичних режимів. Ідея полягає в тому, що режими синхронізації залишаються неперервними аналогічно схемі хаотичного маскування, а перемикання режимів формування сигналів, що відповідають інформаційним бітам, відбувалося окремо [157-158]. На рис. 2.1 приведена модифікована схема передавання цифрової інформації з використанням хаотичного маскування, в якій запропоновано попередньо модулювати інформаційний сигнал $m(t)$ гармонічним або хаотичним чи шумовим коливанням $g(t)$ з подібними до маскувального хаотичного коливання $x(t)$ спектральними та статистичними характеристиками. При цьому у випадку значення інформаційного біту «0» (ключ розімкнутий) сигнал $S(t)$, що поступає у КЗ, відповідає сигналу на виході ведучого генератора. У випадку значення інформаційного біту «1» (ключ замкнутий) сигнал $S(t)$, що поступає у КЗ, буде рівний сумі хаотичного сигналу $x(t)$ та попередньо модульованого сигналу $m(t)y(t)$. В загальному математична модель сигналу у КЗ приведена співвідношенням (2.1). Процес відновлення інформації описується співвідношенням (2.2). У випадку, якщо $w(t) \rightarrow A$, необхідне використання порогового пристрою.

$$S(t) = x(t) + m(t)y(t) + w(t), \quad (2.1)$$

де $x(t)$ – хаотичний сигнал генератора передавача; $m(t)$ – інформаційний цифровий сигнал; $y(t)$ – гармонічний, хаотичний або шумовий сигнал; $w(t)$ – шум у КЗ.

$$\begin{aligned} \lim_{\substack{u(t) \rightarrow x(t) \\ w(t) \rightarrow A}} [m'(t)] &= \lim_{\substack{u(t) \rightarrow x(t) \\ w(t) \rightarrow A}} [S(t) - u(t)] = \\ &= \lim_{\substack{u(t) \rightarrow x(t) \\ w(t) \rightarrow A}} [x(t) + m(t)y(t) + A - x(t)] = m(t)y(t) + A, \end{aligned} \quad (2.2)$$

де A – значення рівня шумів та завад у КЗ.

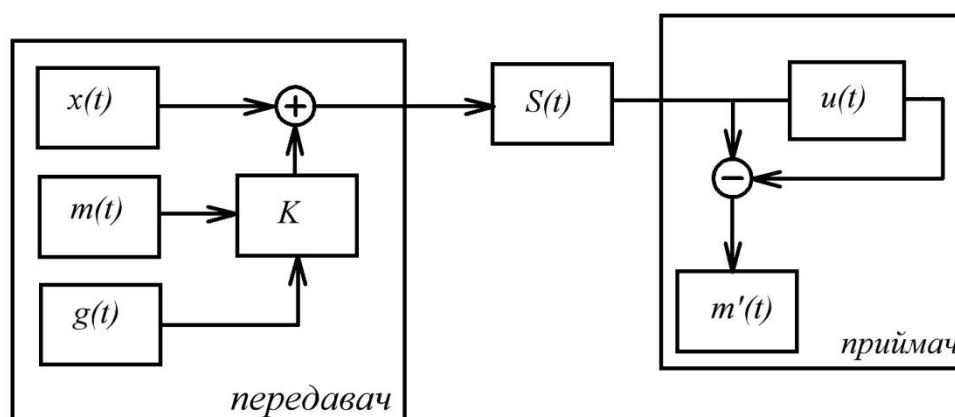


Рис. 2.1. Модифікована схема хаотичного маскування для цифрового передавання інформації: $x(t)$ – хаотичний сигнал; $m(t)$ – інформаційний цифровий сигнал; $g(t)$ – гармонічний, хаотичний або шумовий сигнал; K – перемикач; $S(t)$ – сигнал у каналі зв'язку; $u(t)$ – вихідний сигнал генератора приймача; $m'(t)$ – відновлений інформаційний сигнал; «+» та «-» – блоки додавання та віднімання сигналів відповідно.

2.2. Комп'ютерне моделювання системи передавання цифрової інформації

2.2.1. Основні відомості про схему Чуа

Для дослідження системи прихованого передавання інформації схему Чуа було вибрано як генератора хаосу [159], що є найбільш поширеним предметом дослідження за рахунок простої як математичної моделі (2.3), так

і схемотехнічної реалізації (рис. 2.2). Схема генератора Чуа складається із чотирьох лінійних елементів (індуктивність L , двох конденсаторів C_1 та C_2 і резистора R_5) і одного нелінійного елемента Nr . Реалізація нелінійного елемента може бути найрізноманітнішою [159-164]. Найбільш поширеними є нелінійні елементи як на двох операційних підсилювачах (ОП), так і на ОП в сукупності з діодами, а також на транзисторах та ін. Для дослідження використовувалась схема Чуа з нелінійним елементом на операційних підсилювачах (рис. 2.2). Наявність внутрішнього опору котушки індуктивності призводить до розсіювання енергії і втрати стійкого режиму генерування хаотичних сигналів та однією з проблем при встановленні режиму синхронізації між хаотичними генераторами передавача та приймача. Одним із напрямків вирішення цієї задачі є заміна котушки індуктивності на еквівалентні схеми, зокрема на ОП (рис. 2.2) [165]. Еквівалентне значення індуктивності обчислюється за співвідношенням (2.6). R_5C_3 -ланка є фільтром низьких частот та слугує інерційною ланкою схеми Чуа.

$$\begin{cases} \dot{x} = \alpha(y - x - f(x)) \\ \dot{y} = x - y + z \\ \dot{z} = -\beta y \end{cases} \quad (2.3)$$

де $\alpha = 10$ та $\beta = 14,6$ – параметри системи; x , y та z – динамічні змінні системи та відповідають значенням напруги на конденсаторах C_3 та C_2 , а також струму, що протікає через котушку індуктивності $L_{\text{екв}}$, відповідно; $f(x)$ – нелінійна характеристика, що описується рівнянням (2.4).

$$\begin{aligned} f(x) = m_2x + 0,5((m_0 - m_1)[|x + a_1| - |x - a_1|] + \\ + (m_1 - m_2)[|x + a_2| - |x - a_2|]) \end{aligned} \quad (2.4)$$

де $a_1 = 1$; $a_2 = 7$; $m_0 = -1,53$; $m_1 = -0.7436$; $m_2 = 572$.

Для переходу від безрозмірної узагальненої математичної моделі до реальних процесів генерування, необхідно здійснити масштабування в часі та згідно законам Кірхгофа домножити кожне рівняння системи (2.3) на коефіцієнт:

$$\tau = \frac{1}{R_5 C_2} \quad (2.5)$$

Таким чином параметри керування описуватимуться співвідношеннями (2.7) та (2.8).

$$L_{\text{екв}} = \frac{R_1 R_3 R_4 C_1}{R_2} \quad (2.6)$$

де R_1, R_2, R_3 та R_4 – значення опорів резисторів еквівалентної схеми заміщення індуктивної ланки; C_1 – значення ємності конденсатора еквівалентної схеми заміщення індуктивної ланки.

$$\alpha = \frac{C_2}{C_3} \quad (2.7)$$

де C_2 та C_3 – значення ємностей конденсаторів схеми Чуа (рис. 2.2).

$$\beta = \frac{R_5^2 C_2}{L_{\text{екв}}} \quad (2.8)$$

де R_5, C_2 та $L_{\text{екв}}$ – значення опору резистора інерційної ланки, ємності коливального контуру та еквівалентної індуктивності схеми Чуа відповідно.

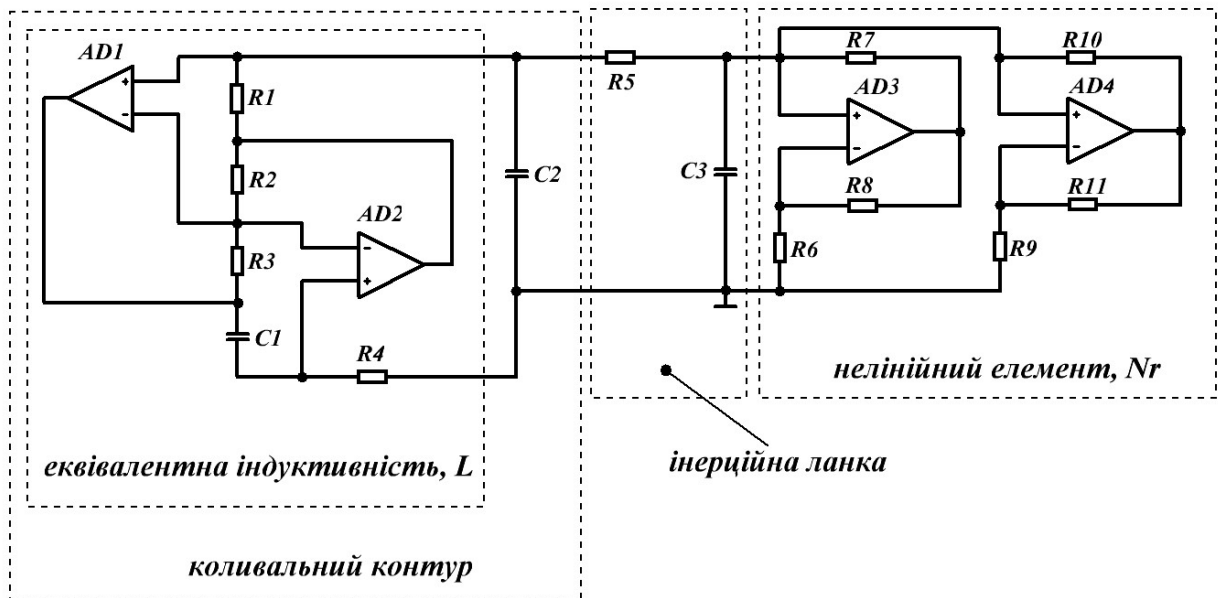
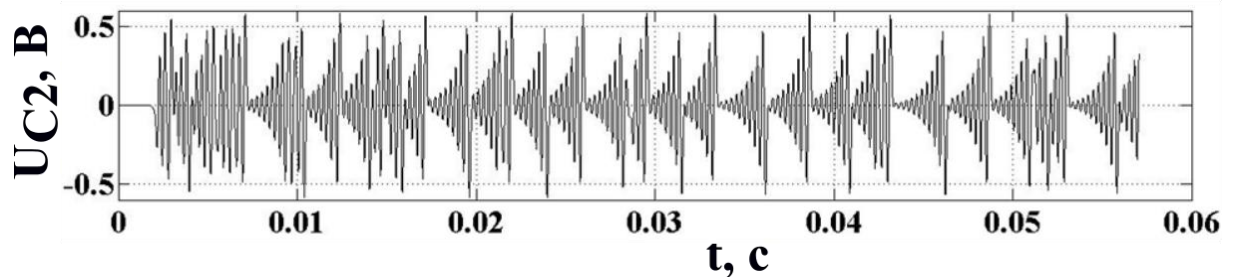


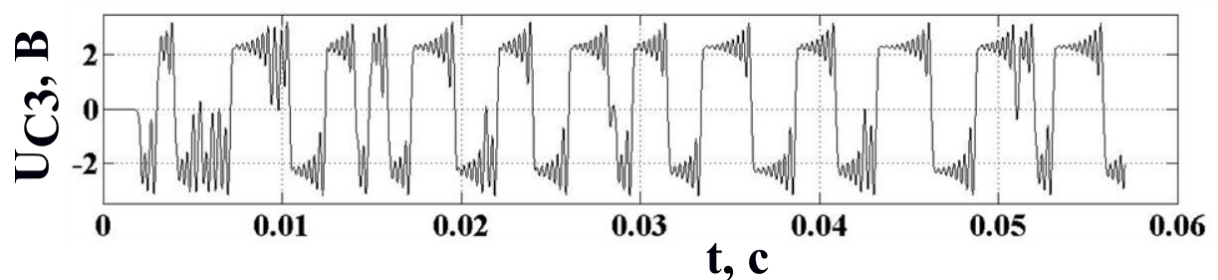
Рис. 2.2. Схема Чуа.

Для забезпечення хаотичної динаміки схемою Чуа, значення її параметрів керування вибираються відповідно до розрахунку спектру

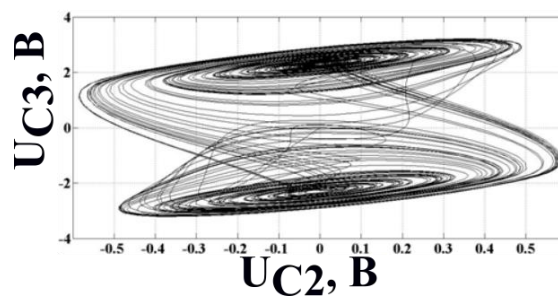
показників Ляпунова та біфуркаційних діаграм [159]. З їх аналізу були вибрані наступні значення компонентів схеми: $R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = 1$ кОм, $C_1 = 15$ нФ, $C_2 = 100$ нФ, $C_3 = 10$ нФ, $R_5 = 1480$ Ом, $R_6 = 2,2$ кОм, $R_7 = R_8 = 290$ Ом, $R_9 = 3,3$ кОм, $R_{10} = R_{11} = 22$ кОм, що за співвідношеннями (2.7) та (2.8) відповідає значенням параметрів керування $\alpha = 10$ та $\beta = 14,6$. Часові діаграми сигналів $U_{C2}(t)$ та $U_{C3}(t)$, а також фазове відображення траєкторії сигналу при вказаних значеннях компонентів приведені на рис. 2.3. Із приведених ділянок часових діаграм (рис. 2.3а та б) випливає, що сигнал не є періодичним, підтвердженням чого також є атрактор системи, що представляє собою фігуру лісажу та має безкінечну кількість точок перетину з осями координат (рис. 2.3в).



а)



б)



в)

Рис. 2.3. Часові діаграми сигналів: а) $U_{C2}(t)$ і б) $U_{C3}(t)$ та в) атрактор схеми Чуа.

Формовані на конденсаторах C_2 та C_3 сигнали, мають неперервний спектр, ефективна ширина якого за критерієм 95% потужності сигналу займає смугу частот порядку 4 кГц [157] (рис. 2.4), що є ознакою подібності до випадкових та шумових сигналів.

Враховуючи описані характеристики можна стверджувати, що схема Чуа задовольняє вимоги до генераторів хаосу, а її використання для даного роду досліджень є обґрунтованим.

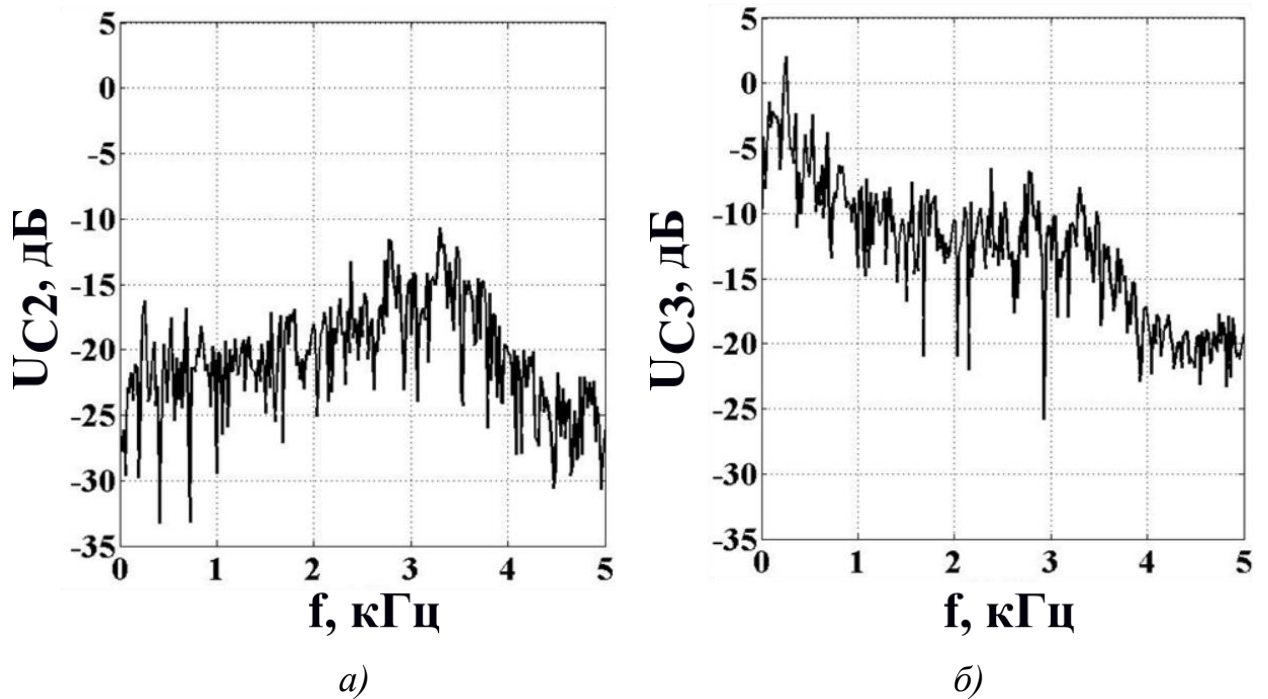


Рис. 2.4. Спектральні характеристики сигналів: а) $U_{C2}(t)$ та б) $U_{C3}(t)$.

2.2.2. Дослідження процесу встановлення режиму повної синхронізації двох однонаправлено з'єднаних схем Чуа

Для використання схеми Чуа у запропонованій системі прихованого передавання інформації відповідно до рис. 2.1, перш за все необхідно дослідити можливість та умови встановлення режиму повної синхронізації між двома однонаправлено зв'язаними генераторами хаосу передавальної та приймальної сторін системи (ведучий та ведений генератори відповідно) [157, 166-168]. Схема дослідження явища синхронізації приведена на рис. 2.5 [157]. Для забезпечення однонаправленого зв'язку генератори з'єднувалися через буферний каскад на ОП AD4. Наявність у схемі змінного резистора R_9

забезпечує можливість налаштування необхідного коефіцієнту зв'язку між генераторами та визначається співвідношенням (2.9). Як сигнал синхронізації доцільніше застосовувати хаотичне коливання $U_{C3}(t)$, оскільки використання сигналу $U_{C2}(t)$ як синхросигналу не забезпечує стійкої синхронізації хаосу, оскільки мають місце часті зриви синхронізації (так звані on-off переміжності) [2, 169-172].

$$\varepsilon = \frac{R_9}{R_{11}} \quad (2.9)$$

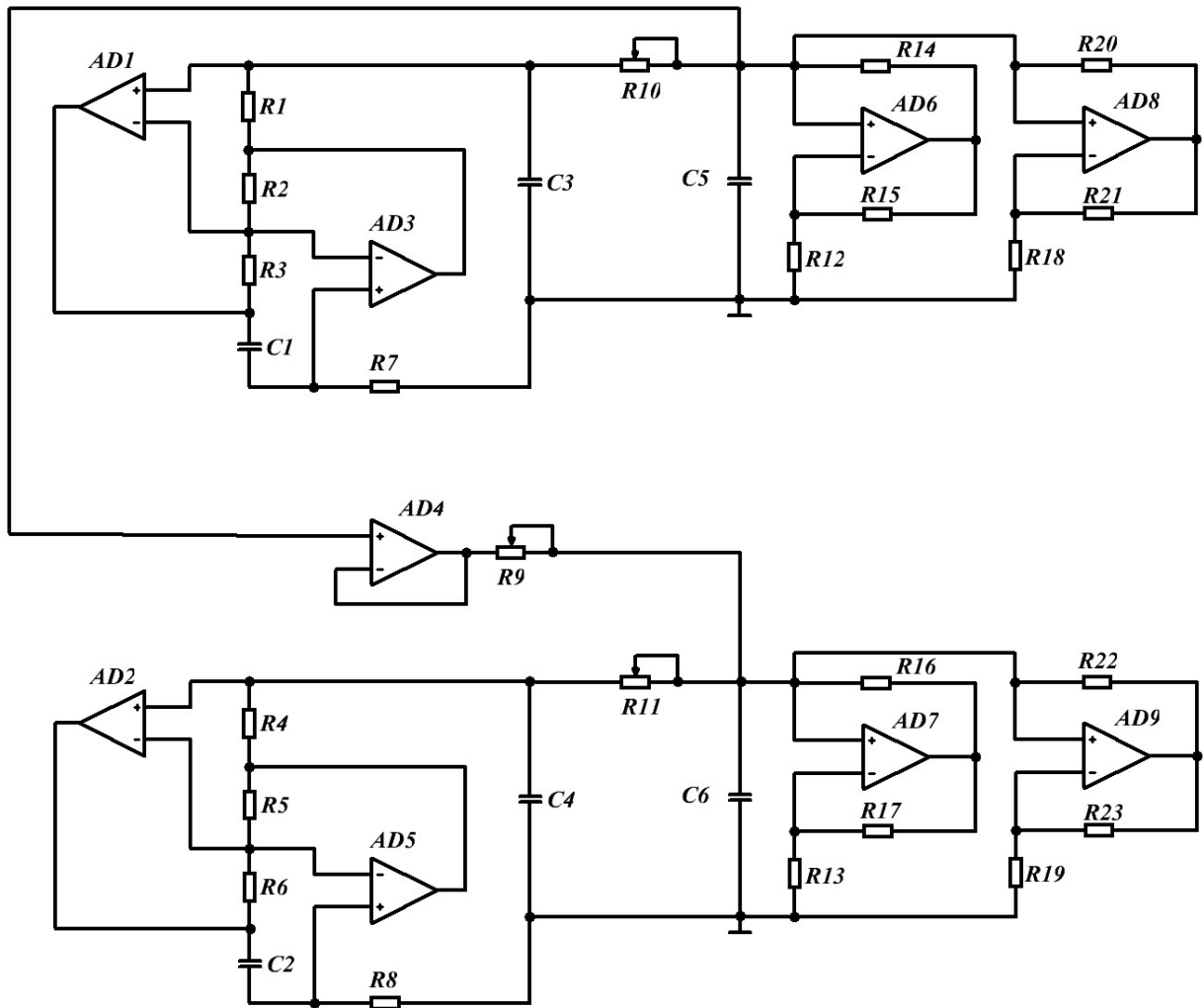


Рис. 2.5. Схема дослідження повної синхронізації двох однонаправлено зв'язаних схем Чуа

Як параметр керування генератору хаосу можна вибрати будь-який елемент схеми. Проте найбільш простим у реалізації є застосування як елемента контролю резистора R_{11} . У випадку, якщо всі відповідні елементи схем однакові, то вектори станів двох генераторів, що взаємодіють між собою, є рівними, про що свідчить пряmolінійна залежність $U_{C3}(t)$ від $U_{C4}(t)$ (рис. 2.6а) та $U_{C5}(t)$ від $U_{C6}(t)$ (рис. 2.6в). При зміні значення опору резистора R_{11} щонайменше на 80 Ом має місце неспівпадання векторів стану взаємодіючих систем, що підтверджується розмитістю залежностей між відповідними сигналами ведучого та веденого генераторів (рис. 2.6б та г). З дослідження випливає, що встановлення режиму повної синхронізації між ведучим та веденим генераторами залежить від розкиду номінальних значень відповідних радіокомпонентів [157, 166].

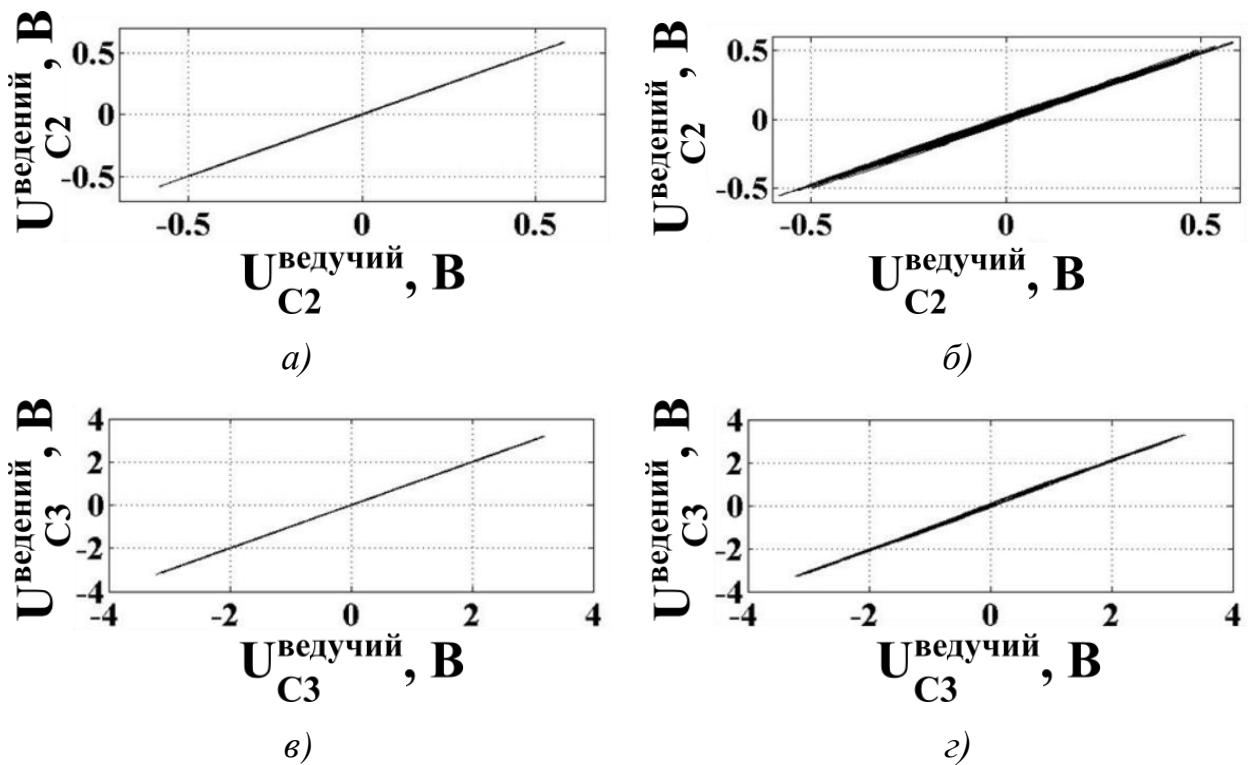


Рис. 2.6. Залежність амплітуд сигналів $U_{C2}(t)$ від $U_{C3}(t)$ при: а) $R_{11} = 1480$ Ом та б) $R_{11} = 1560$ Ом

Таким чином, система однонаправлено зв'язаних схем Чуа характеризується стійким режимом повної синхронізації, що забезпечується хаотичним сигналом, формованим на конденсаторі C_3 . Неспівпадання

значень параметрів керування α та β , що зумовлюється розкидом номіналів відповідних елементів схеми, може призвести до розсинхронізації генераторів, що взаємодіють між собою.

2.2.3. Дослідження процесу передавання цифрової інформації за допомогою модифікованої схеми хаотичного маскування з використанням гармонічного сигналу для подання інформаційних бітів

На основі отриманих результатів переходимо безпосередньо до дослідження схеми прихованого передавання цифрової інформації. Схема електрична принципова передавача, відповідно до рис. 2.1, де в як генератор хаотичних коливань використано схему Чуа, приведено на рис. 2.7, та реалізовано за допомогою резисторів R_1 - R_8 , R_{12} , R_{15} - R_{16} , ОП AD1-AD2, AD4, AD6 та конденсаторів C_1 - C_3 . Резистор R_5 виконує роль елемента керування генератором.

Схема неінвертуючого суматора складається з ОП AD5 та резисторів R_9 - R_{11} , R_{13} - R_{14} . ОП AD3 виконує роль буферного каскаду. Інформаційний цифровий сигнал $m(t)$ формується за допомогою генератора цифрових імпульсів, що працює у ключовому режимі. У випадку сигналу високого рівня, що відповідає інформаційному біту «1», замикає ключ, а у випадку сигналу низького рівня, що відповідає інформаційному біту «0» - розмикає. Таким чином на вхід суматора поступає або тільки сигнал із генератора хаосу, тобто у КЗ передається тільки хаотичний сигнал, а у випадку замкнутого ключа - сума хаотичного сигналу схеми Чуа та модульованого цифровим сигналом коливання генератора $g(t)$ [157].

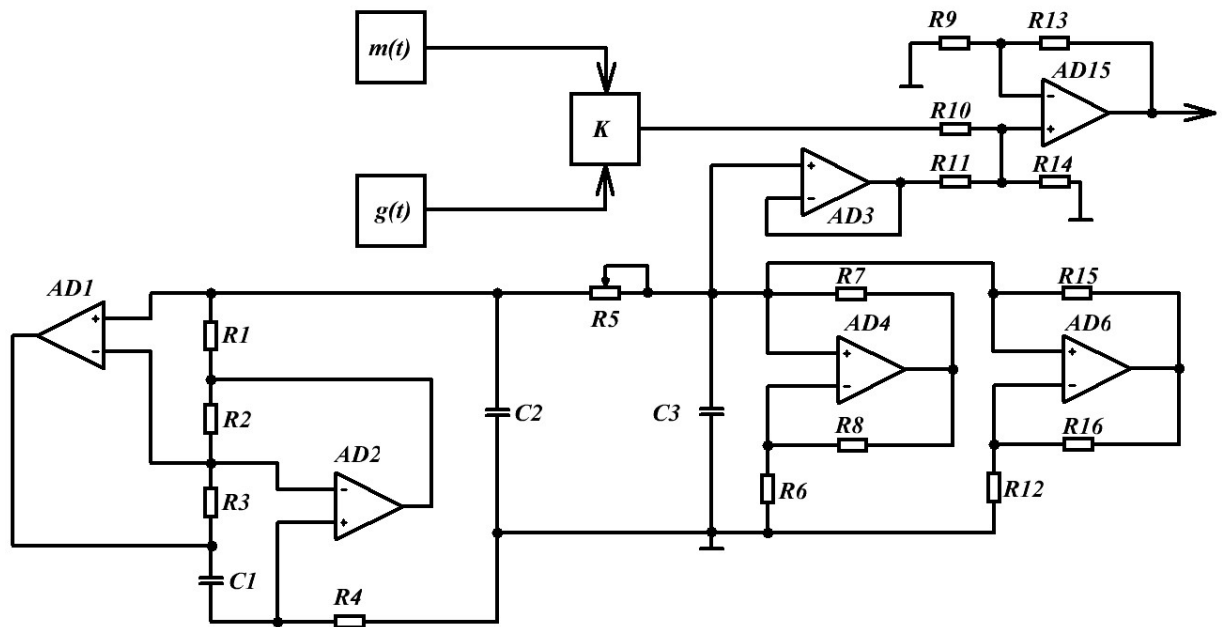


Рис. 2.7.Схема електрична принципова передавача модифікованої схеми цифрового зв'язку з використанням хаотичного маскування з поданням інформаційних бітів гармонічним коливанням.

Приймач (рис. 2.8) у свою чергу складається із веденого генератора, що є ідентичним ведучому, що складається із ОП $AD1, AD3, AD6, AD8$, резисторів $R_1-R_4, R_6-R_9, R_{13}, R_{15}-R_{16}$ та конденсаторів $C1-C3$. Резистор R_6 - елемент керування схеми. ОП $DA2, DA4, DA5$ виконують роль буферних каскадів, а резистор R_5 забезпечує необхідне значення коефіцієнту зв'язку. Сигнал з $K3$ через буферний каскад поступає на один із входів веденого генератора, що забезпечує повторення ним динаміки веденого генератора. Одночасно сигнал із $K3$ подається на один із входів пристрою віднімання, що побудований за схемою на ОП ($AD7$) та включає в себе резистори $R_{10}-R_{12}$ та R_{14} . Таким чином, в залежності від значення інформаційного біту, що передається, на виході пристрою віднімання можна отримати або сигнал нульового рівня, або сигнал деякої потужності. Якщо в $K3$ присутній шум, значення якого не достатнє для того, щоб розсинхронізувати систему, то на виході пристрою віднімання отримаємо значення сигналу відповідно до формули (2.2). При цьому, для відновлення

інформації необхідно використовувати порогові пристрої на виході пристрою віднімання, в якості яких можуть слугувати схеми, побудовані на мультиплексорі.

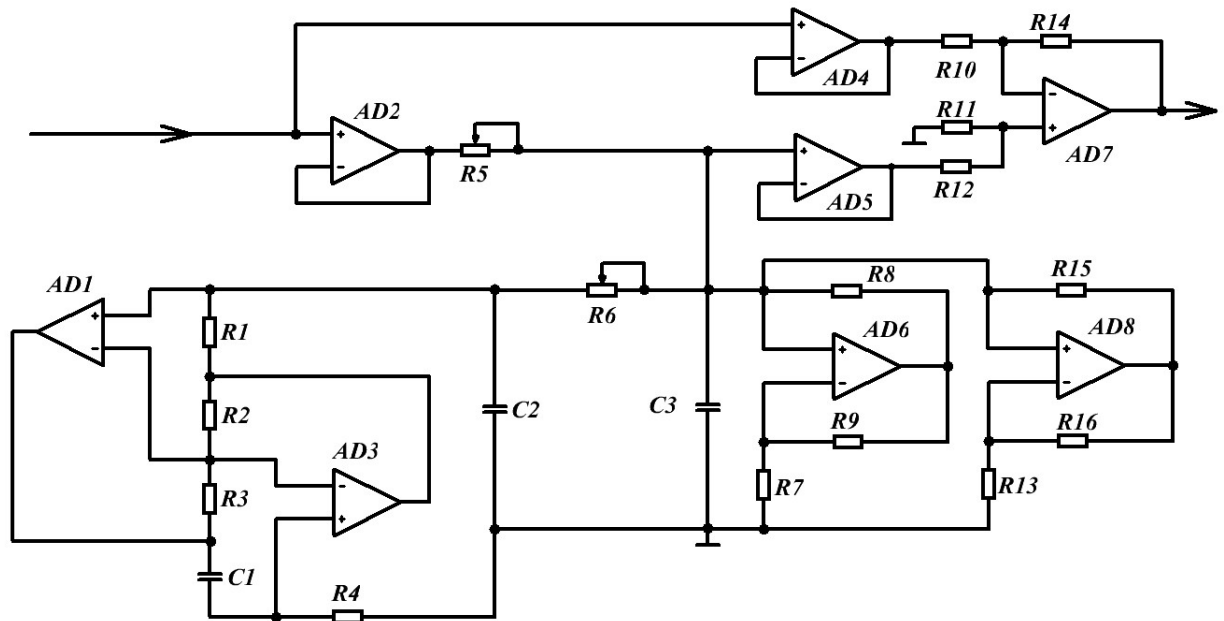


Рис. 2.8.Схема електрична принципова приймача системи передавання цифрової інформації з використанням хаотичного маскуванню.

Виходячи із системи рівнянь (2.3), запропоновану систему передавання інформації можна описати наступною системою диференціальних рівнянь [157-158, 173-174]:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = \alpha(y_1 - x_1 - f(x_1)) \\ \dot{y}_1 = x_1 - y_1 + z_1 \\ \dot{z}_1 = -\beta y_1 \\ \dot{x}_2 = \alpha(y_2 - x_2 - f(x_2)) + \varepsilon(x_2 - x_1) \\ \dot{y}_2 = x_1 + mg(t) - y_2 + z_2 \\ \dot{z}_2 = -\beta y_2 \end{cases} \quad (2.10)$$

де x , y та z – динамічні змінні системи, а індекси 1 та 2 біля динамічних змінних відповідають ведучому та веденому генераторам відповідно; а доданок $mg(t)$ у п'ятому рівнянні системи описує модульований гармонічним коливанням $g(t)$ цифровий сигнал $m(t)$.

Для того, щоб інформація, що передається по КЗ була прихованою, необхідно підібрати модель сигналу $g(t)$, статистичні та спектральні характеристики якого є подібними до характеристик сигналу $U_{C3}(t)$. Для початку розглянемо синусоїдальний сигнал [157]:

$$g(t) = A \sin(\omega t) \quad (2.11)$$

де A – амплітуда гармонічного коливання; $\omega = 2\pi f$ – циклічна частота; f – частота.

Прихованість інформаційного сигналу в першу чергу залежатиме від складності виявлення гармонічної складової у спектрі хаотичного сигналу. Як уже зазначалось раніше, спектр хаотичного сигналу повинен повністю перекривати спектр сигналу, що підлягає маскуванню. В нашому випадку, це означає, що спектральна складова гармонічного сигналу f повинна знаходитись в межах спектру коливання $U_{C3}(t)$. Другим важливим критерієм є значення амплітуди A . У процесі дослідження розглядалася множина сигналів $S(t)$ у КЗ з різними значеннями частоти та амплітуди сигналу $g(t)$. На рис. 2.9 приведено декілька прикладів спектральних характеристик таких сигналів у один і той же момент часу при однакових значеннях початкових умов генератора хаосу, що демонструють необхідні обмеження до значень f та A . Із рис. 2.9в випливає, що для значень гармонічного сигналу амплітудою 1 В, частота якого знаходиться поза смугою частот хаотичного сигналу і становить 4,5 кГц, у спектрі сигналу $S(t)$ чітко проглядається гармонічна складова. При зменшенні f до 3 кГц та при тому же значенні A гармонічна складова все ще проглядається (рис. 2.9б). Проте при зменшенні значення A до 0,3 В та при $f = 3$ кГц спектральна характеристика $S(t)$ (рис. 2.9г) є подібною до спектру хаотичного сигналу (рис. 2.9а) без додавання до нього сигналу $g(t)$ [157, 175].

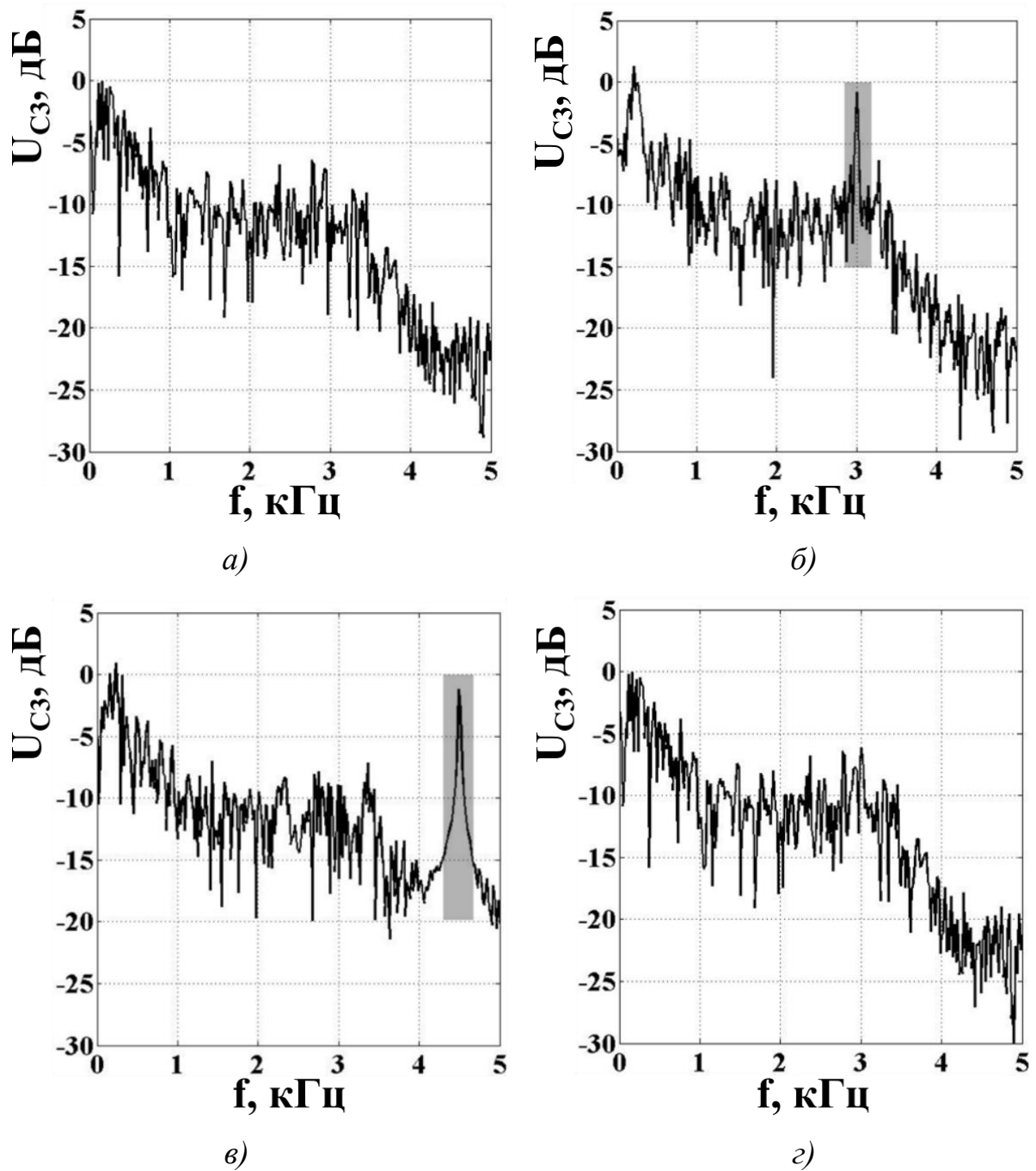


Рис. 2.9. Спектральні характеристики сигналів у КЗ : а) $U_{C3}(t)$; б) $f = 3$ кГц та $A = 1$ В; в) $f = 4,5$ кГц та $A = 1$ В; г) $f = 3$ кГц та $A = 0,3$ В

Отже, прихованість процесу передавання інформації через КЗ з хаотичним маскуванням залежить від значення амплітуди та частоти синусоїдального сигналу. При збільшенні амплітуди прихованість зменшується. Проте її зменшення призводить до зменшення потужності сигналу на виході пристрою віднімання, при якій матиме місце

десинхронізація ведучої та веденої систем, внаслідок чого рівень завадостійкості системи передавання інформації падає. Таким чином для надійної роботи системи з хаотичним маскуванням необхідний вибір компромісу між значеннями параметрів хаотичного та гармонічного сигналів.

З метою встановлення необхідних для відновлення інформації у приймачі вимог до гармонічного сигналу, було проведено дослідження впливу потужності гармонічного сигналу на значення потужності сигналу десинхронізації, шляхом комп'ютерного моделювання системи передавання за її математичною моделлю (2.10). У процесі моделювання змінювались значення амплітуди гармонічного коливання A та його частоти f . Значення складової m у системі рівнянь (2.10) приймалось рівним одиниці. Сімейство залежностей нормованих потужностей сигналу десинхронізації від нормованих потужностей гармонічного сигналу при різних частотах $P_{ДЕСИН} / P_X (P_{ГАРМ} / P_X)$, де $P_{ДЕСИН} = P_{S(t)} - P_{u(t)}$ – потужність сигналу десинхронізації; P_X – потужність хаотичного сигналу $U_{СЗ}(t)$; $P_{ГАРМ}$ – потужність гармонічного сигналу $g(t)$, приведено на рис. 2.10, з якого випливає, що зі збільшенням амплітуди синусоїдального коливання зростає значення потужності сигналу десинхронізації. При значеннях частот до 1 кГц (на рисунку – f_1, f_2, f_3) така залежність є практично лінійною, а потужність сигналу десинхронізації не перевищує 20% потужності хаотичного сигналу. Зі збільшенням значення частоти гармонічного сигналу приведена залежність ускладнюється (на рисунку – f_4, f_5, f_6). При частотах близьких до верхньої границі частот хаотичного сигналу $f_7 = 3,2$ кГц при $P_{ГАРМ} / P_X > 0,04$ потужність сигналу десинхронізації практично не залежить від амплітуди і становить 80-90% потужності хаотичного сигналу. При частотах гармонічного сигналу, що виходять за межі спектру хаотичного сигналу (на рисунку – f_8), залежність $P_{ДЕСИН} / P_X (P_{ГАРМ} / P_X)$ є більш складною і при значенні $P_{ГАРМ} / P_X > 0,04$ потужність сигналу десинхронізації зростає [157, 173-174].

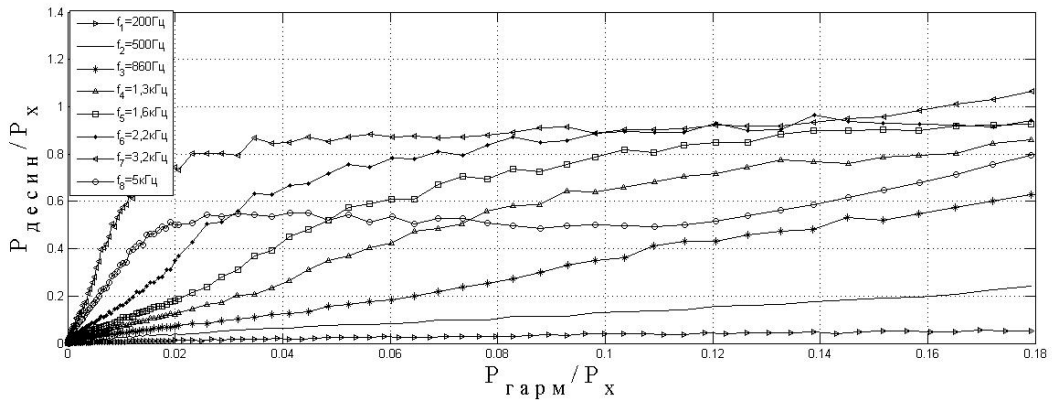


Рис. 2.10. Залежність нормованої потужності сигналу десинхронізації від нормованої потужності гармонічного сигналу при зміні амплітуди та частоти гармонічного сигналу

Таким чином, для підвищення якості відновлення інформації доцільно використовувати гармонічний сигнал з частотою близькою до верхньої частоти хаотичного сигналу, генерованого схемою Чуа.

На основі отриманих результатів за допомогою комп'ютерного моделювання була здійснено імітаційне передавання послідовності інформаційних бітів. На рис. 2.11а та в приведені часові діаграми хаотичних сигналів у КЗ при адитивному додаванні до них гармонічного сигналу амплітудою 1 В з частотами 0,5 кГц та 1 кГц відповідно. В такому разі потужність хаотичного сигналу перевищує потужність гармонічного на 7,6 дБ. Проте, на розглянутих часових діаграмах можна легко виділити цифрову інформацію, що передається, через зростання значення амплітуди сигналу на проміжках, що відповідають інформаційному біту «1». Зменшення значення амплітуди гармонічного сигналу до 0,3 В (співвідношення між потужностями хаотичного та гармонічного сигналів становить 18 дБ) дозволяє унеможливити розпізнавання інформаційних бітів на часовій діаграмі сигналів у КЗ та підвищити рівень прихованості процесу передавання (рис. 2.11е та ж).

Із часових залежностей відновленого сигналу (рис. 2.11б, г, є, з) випливає, що зменшення амплітуди гармонічного сигналу призводить до

зменшення часу перехідних процесів при перемиканні станів, що підвищує достовірність розпізнавання інформаційних бітів [157].

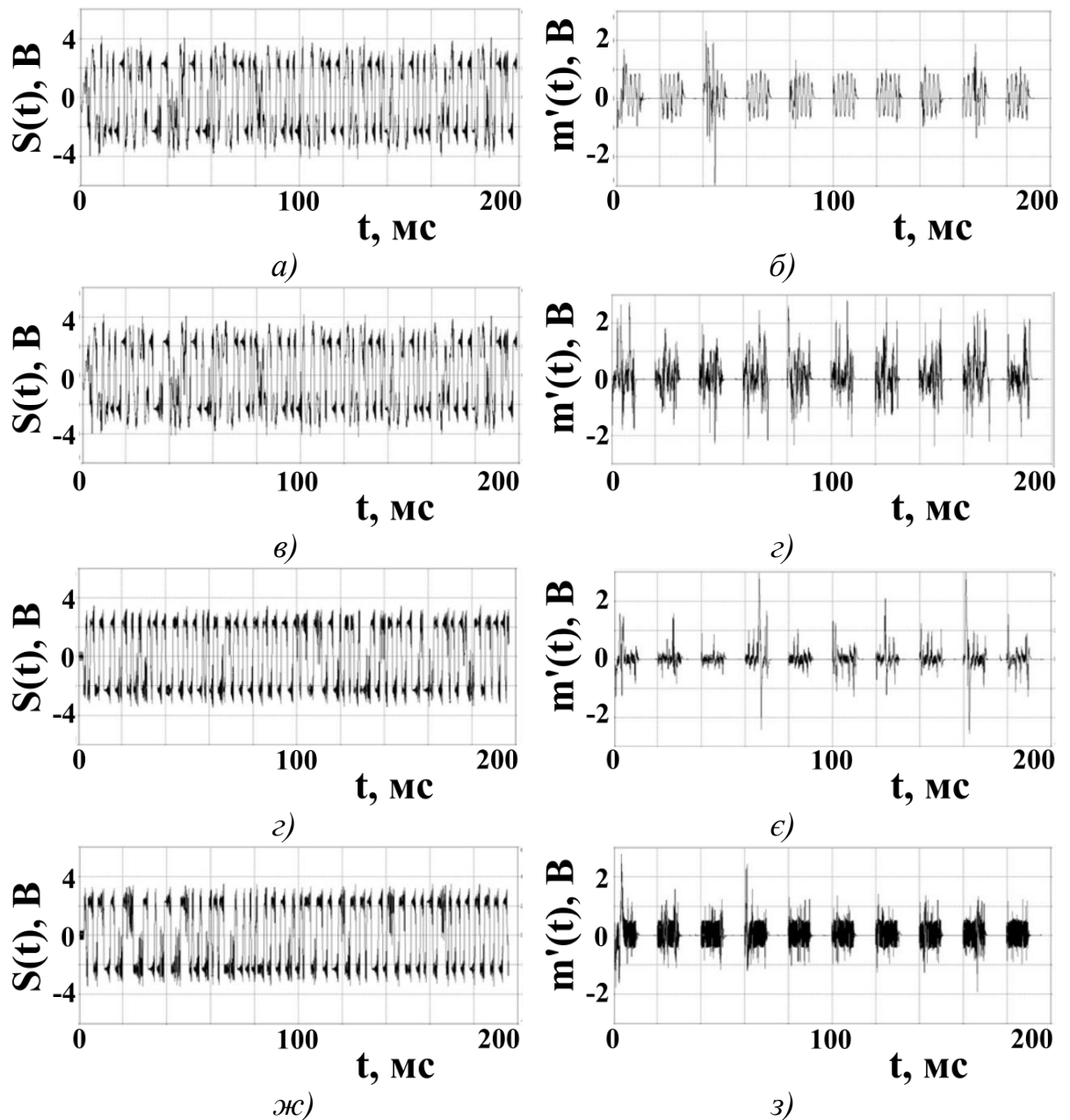


Рис. 2.11. Залежність амплітуди сигналів у КЗ від часу при різних значеннях амплітуди та частоти гармонічного сигналу: а) $A = 1 \text{ В}$ $f = 0,5 \text{ кГц}$; б) $A = 1 \text{ В}$ $f = 1 \text{ кГц}$; в) $A = 0,3 \text{ В}$ $f = 3 \text{ кГц}$; г) $A = 0,3 \text{ В}$ $f = 5 \text{ кГц}$;

Отже, значення амплітуди та частоти гармонічного сигналу, необхідні для забезпечення прихованості процесу передавання, що залежать від спектральних характеристик хаотичного колювання, можуть бути визначені на основі оцінки спектральних характеристик. При наявності шумів у КЗ,

підвищується рівень розсинхронізації, в наслідок чого необхідне збільшення значення амплітуди гармонічного сигналу [157, 173-174].

2.2.4. Дослідження процесу передавання цифрової інформації за допомогою модифікованої схеми хаотичного маскування з поданням інформаційних повідомлень хаотичними сигналами

Як сигналу додаткового генератора $g(t)$ також можна використати хаотичне коливання [176-179]. Проаналізувавши спектральні характеристики сигналів $U_{C2}(t)$ та $U_{C3}(t)$ (рис. 2.4), можна зробити висновок, що спектр сигналу, формованого на конденсаторі $C3$, має більший рівень потужності та повністю перекриває спектр сигналу, формованого на конденсаторі $C2$ (рис. 2.12a). Тому, у якості коливання $g(t)$ можна вибрати хаотичний сигнал $U_{C2}(t)$ генерований тією ж схемою Чуа, внаслідок чого відпадає необхідність використання додаткового генератора $g(t)$. Таким чином, схема передавача матиме вигляд, приведений на рис. 2.13 [158, 180]. На схемі ОП AD1, AD2, AD5 та AD7, резистори R_1 - R_8 , R_{15} та R_{16} , а також конденсатори C_1 - C_3 є компонентами ведучого генератора на основі схеми Чуа. ОП AD3 та AD4 є буферними каскадами між функціональними вузлами схеми передавача. ОП AD6 та резистори R_9 - R_{11} , R_{13} та R_{14} є складовими схеми неінвертуючого суматора. Резистор R_{10} є змінним та додатково відіграє роль елемента налаштування та керування потужністю сигналу $U_{C2}(t)$ з метою забезпечення необхідних статистичних характеристик сигналу, що передається у КЗ.

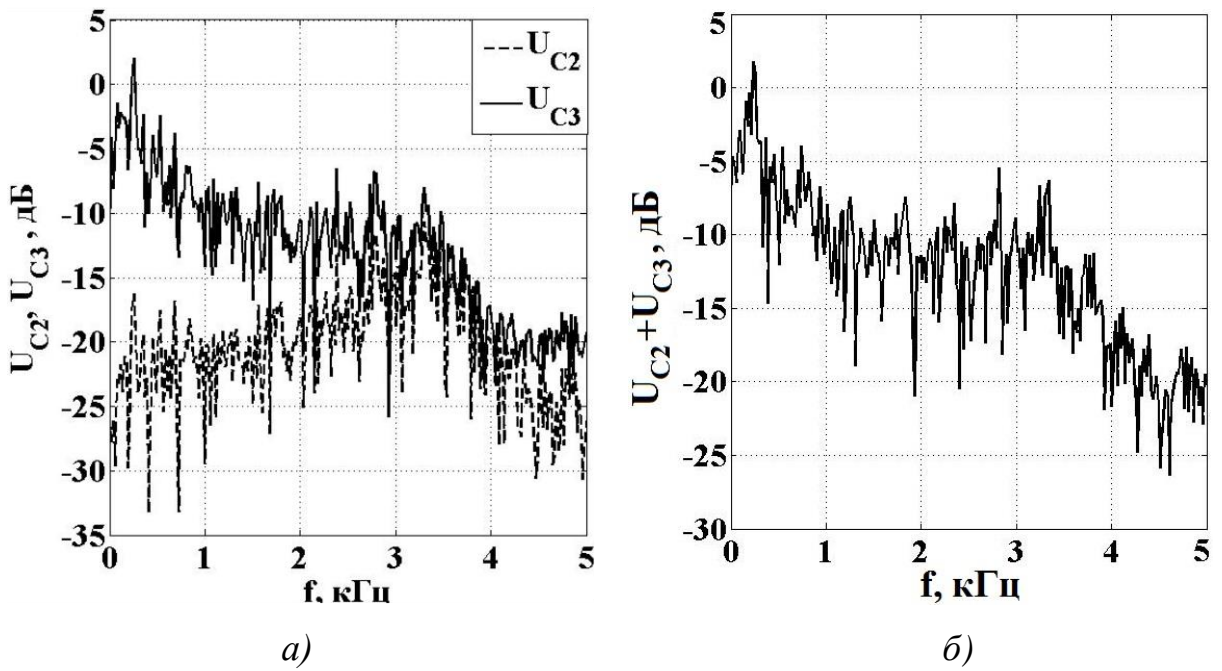


Рис. 2.12. Спектральні характеристики сигналів, що передається у КЗ :

а) $U_{C2}(t)$ та $U_{C3}(t)$; б) $U_{C2}(t) + U_{C3}(t)$

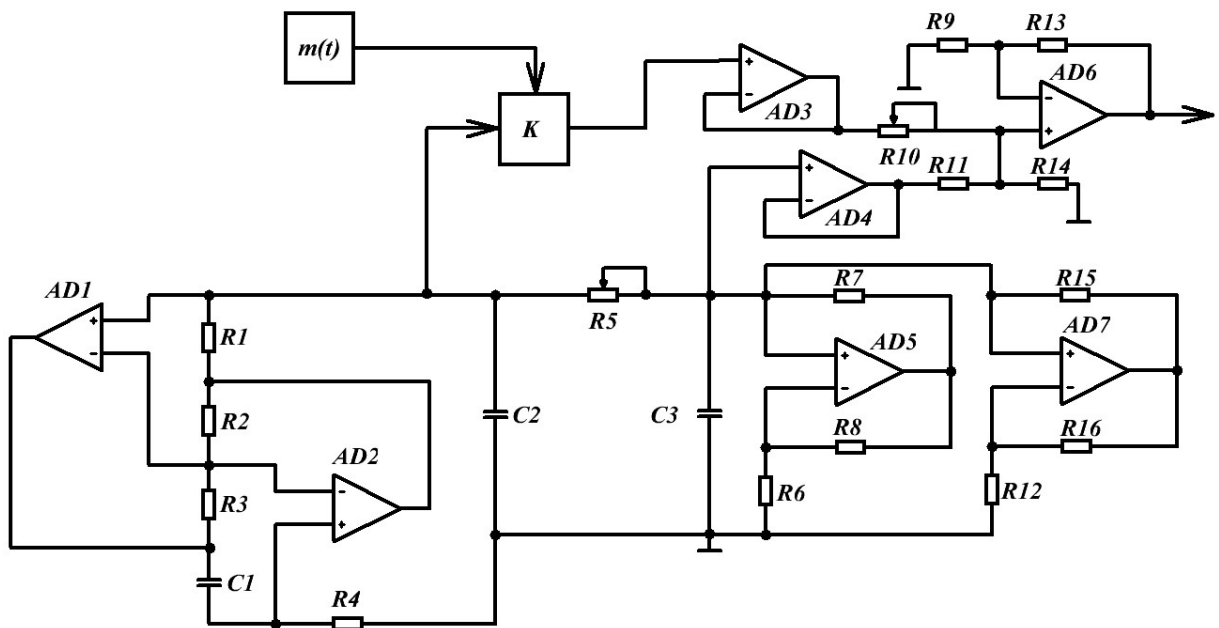


Рис. 2.13. Схема електрична принципова передавача модифікованої системи передавання цифрової інформації модифікованим способом хаотичного маскуванню з використанням хаотичного коливання $U_{C2}(t)$ схеми Чуа для подання інформаційних бітів повідомлення.

2.2.5. Оцінка рівня прихованості інформації у КЗ

Оскільки для представлення цифрової інформації використовувались сигнали, статистичні характеристики яких залишаються незмінними при зміні їх параметрів, то для оцінки рівня прихованості інформації у КЗ необхідно проаналізувати кореляційну залежність адитивних сигналів та сигналів генератора $g(t)$. Вирішення цієї задачі проводилось у середовищі моделювання *MatLab* шляхом багаторазового розв'язання системи диференціальних рівнянь, що описують схему Чуа (2.3), при різних значеннях початкових умов генерування хаотичних сигналів. Відповідно до співвідношення (2.11) обчислювався коефіцієнт взаємної кореляції адитивного сигналу, що представляв собою суму хаотичного коливання і сигналу додаткового генератора, та сигналу додаткового генератора $g(t)$. Середнє значення коефіцієнту взаємної кореляції обчислювалось за співвідношенням (2.12), а значення максимального коефіцієнту кореляції – відповідно залежності (2.13).

$$R(\tau) = \frac{\langle (x(t) + g(t))g(t + \tau) \rangle - \langle x(t) + g(t) \rangle \langle g(t + \tau) \rangle}{\sqrt{(\langle (x(t) + g(t))^2 \rangle - \langle g^2(t) \rangle) (\langle (x(t + \tau) + g(t + \tau))^2 \rangle - \langle g^2(t + \tau) \rangle)}} \quad (2.11)$$

де $x(t)$ – хаотичний сигнал; $g(t)$ – сигнал додаткового генератора; $x(t) + g(t)$ – адитивний сигнал.

$$R_{\text{середнє}}(\tau) = \frac{\sum_1^N R(\tau)}{N} \quad (2.12)$$

де N – кількість згенерованих хаотичних сигналів при різних початкових умовах.

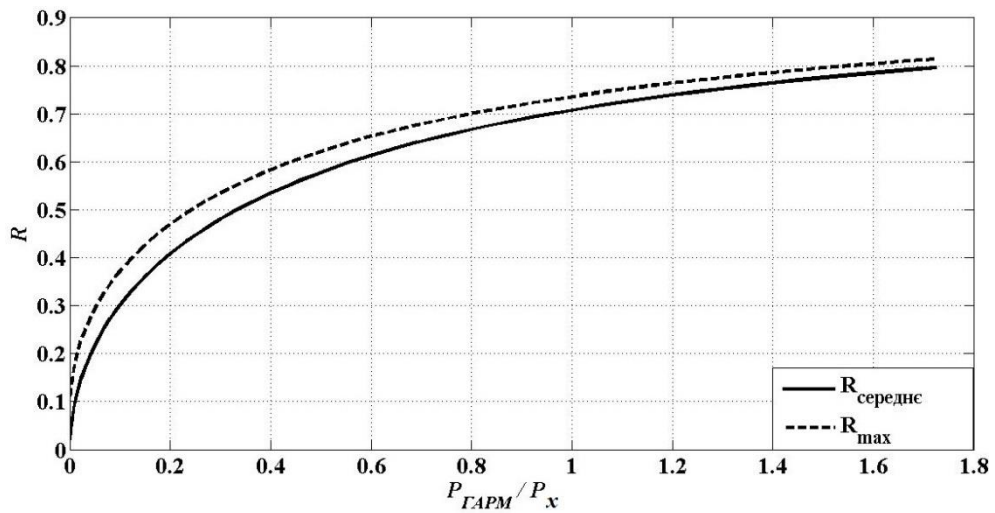
$$R_{\text{max}}(\tau) = \max(R(\tau)) \quad (2.13)$$

На рис. 2.14 приведені розрахункові залежності середнього значення коефіцієнту кореляції $R_{\text{середнє}}$ та максимальних значень коефіцієнту кореляції R_{max} від нормованих значень потужності гармонічного сигналу. У процесі досліджень змінювалось значення амплітуди гармонічного коливання частотою 3 кГц (рис. 2.14а), а у випадку подання цифрової інформації

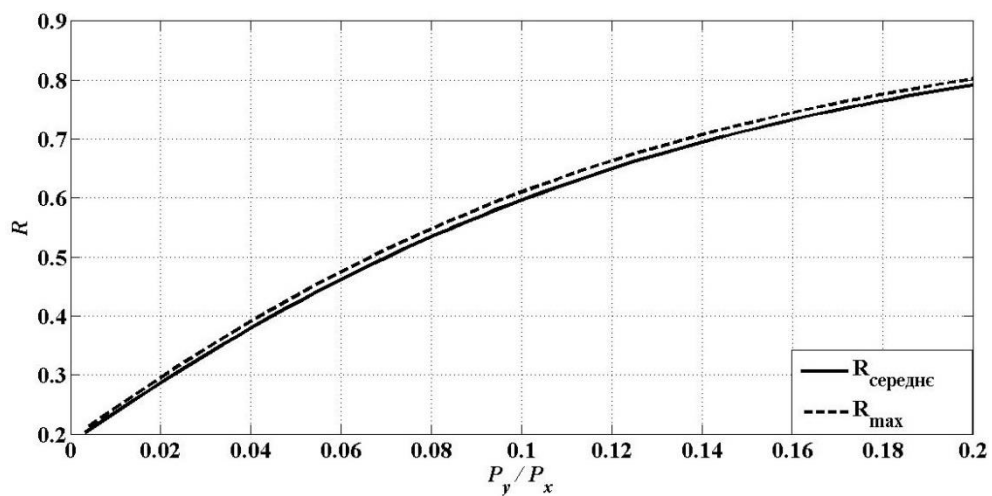
хаотичним коливанням, його значення у кожен момент часу помножувалось на коефіцієнт, що визначав рівень сигналу (рис. 2.14б).

Дослідження показали, що зі збільшенням потужності сигналу генератора $g(t)$, значення коефіцієнту кореляції зростає. Це вказує на відсутність ділянок з неочікуваною поведінкою системи, внаслідок чого можна вибирати будь-які значення потужностей сигналів, що використовуються для представлення цифрової інформації, відповідно до умов передавання. З рис. 2.14а випливає, що при використанні гармонічного коливання для подання цифрових бітів повідомлення, зі збільшенням нормованого значення потужності гармонічного коливання максимальне значення коефіцієнту кореляції спочатку стрімко зростає, а при використанні хаотичного коливання – відповідна залежність близькою до лінійної (рис. 2.14б). Тому використання хаотичного сигналу для подання інформаційних бітів повідомлення є більш зручним.

Для того, щоб оцінити розкид значень коефіцієнту кореляції, на рис. 2.14 поряд із графіками, що відповідають R_{max} , було побудовано залежності, що відповідають середнім значенням коефіцієнту кореляції $R_{середнє}$. Із залежностей випливає, що найменшим розкидом характеризується система, в якій для подання інформаційних бітів повідомлення використовується формоване на конденсаторі С2 хаотичне коливання.



а)



б)

Рис. 2.14. Значення максимального та середнього коефіцієнтів взаємної кореляції адитивних сигналів та сигналів, що використовувались для представлення інформаційних бітів повідомлення: а) $P_{ГАРМ}/P_x$; б) P_y/P_x

Одним із способів виявлення інформації у КЗ є використанням кореляційного приймача. Якщо наперед відома форма сигналу, що використовується для подання інформаційних бітів повідомлення $g(t)$, існує ймовірність його розпізнавання із адитивної суміші.

На рис. 2.15 приведена залежність, що показує ймовірність виявлення інформаційного сигналу у КЗ при амплітудній маніпуляції сигналу, що використовується для подання інформаційних бітів повідомлення (2.14).

$$P_{\text{пом}} = 1 - \Phi\left(0,5 \sqrt{\frac{2E(g(t))}{E(x(t))}}\right) \quad (2.14)$$

де $E(g(t))$ та $E(x(t))$ – значення енергій інформаційного сигналу та маскувального хаотичного коливання відповідно; Φ – інтеграл ймовірності.

Із залежності видно, що при малих значеннях співвідношень енергій сигналів відносна кількість помилкових бітів становить близько 50%, тобто встановлення значення біту, що передається через КЗ, є неможливим.

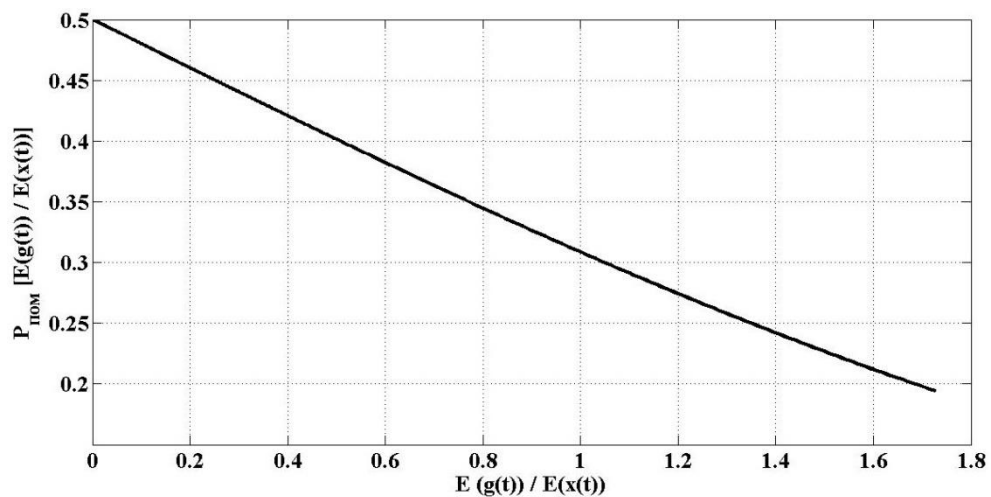
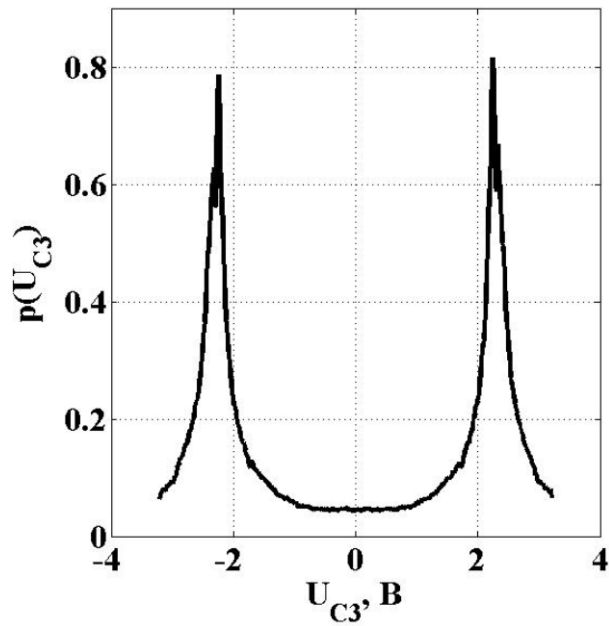


Рис. 2.15. Ймовірність помилки при амплітудній маніпуляції сигналу, що використовувався для подання інформаційних бітів повідомлення

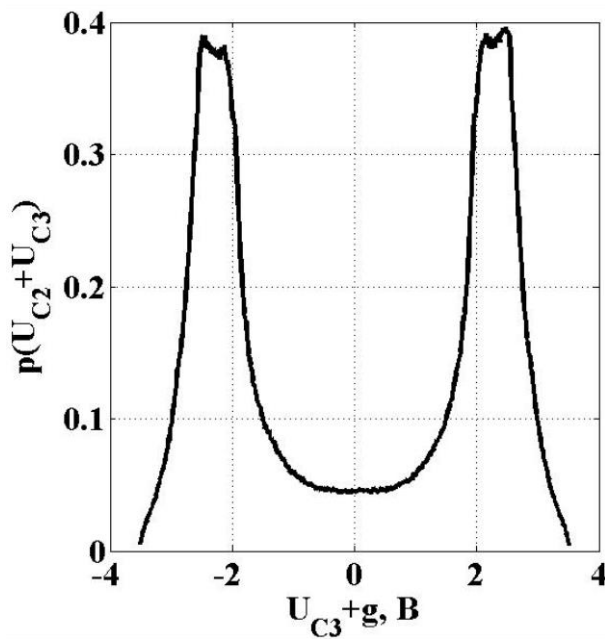
Враховуючи результати оцінки коефіцієнту кореляції та спектральних характеристик при поданні інформаційних бітів повідомлення гармонічним та хаотичним $U_{C2}(t)$ сигналами, були побудовані розподіли густини ймовірності сигналів (рис. 2.16). Розподіл густини ймовірності сигналу $U_{C3}(t)$ приведено на рис. 2.16а. Якщо адитивний сигнал представляє собою суму $U_{C3}(t) + A \sin(2\pi ft)$, де $f = 3\text{кГц}$ та $A = 0,3\text{ В}$ (рис. 2.16в), то розподіли є подібними, але візуально відрізняються.

У цьому випадку необхідним є більш детальний пошук значень частоти та амплітуди гармонічного сигналу, або перехід до коливань більш складної форми, якщо така заміна є можливою. Використовуючи сигнал $U_{C2}(t)$ для подання інформаційного біту, розподіл густини ймовірності адитивного

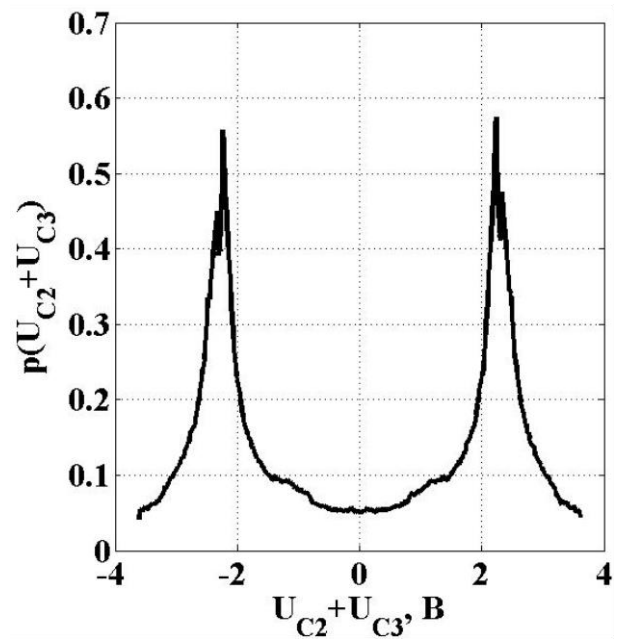
сигналу у каналі зв'язку візуально повністю подібний до розподілу сигналу $U_{C3}(t)$ (рис. 2.16в).



a)



б)



в)

Рис. 2.16. Розподіл густини ймовірності сигналів: а) U_{C3} ; б) $U_{C3} + A\sin(2\pi ft)$, де $A = 0,3$ В та $f = 3$ кГц; в) $U_{C2} + U_{C3}$;

Таким чином, для того, щоб гармонічний чи хаотичний сигнали у КЗ були замасковані хаотичним сигналом схеми Чуа, значення їх потужностей

необхідно вибирати таким чином, щоб співвідношення P_g / P_{UC3} та P_{UC2} / P_{UC3} задовольняли отриманим характеристикам [175, 181].

2.2.6. Вплив шумів та завад у КЗ на передавання та відновлення інформації. Порівняльна характеристика запропонованої системи передавання з існуючими аналогами

Однією із головних вимог до систем передавання інформації є її завадостійкість. З літературних джерел відомо, що системи передавання інформації, що базуються на повній синхронізації хаосу, характеризуються низьким рівнем завадостійкості та вимагають високих значень співвідношень потужностей хаотичного сигналу та сигналу, що використовується для подання інформаційних бітів, що зумовлює низький рівень завадостійкості [31]. Проте, у підрозділі 2.2.4 було зазначено, що модифікована схема передавання цифрової інформації характеризується значно більшими значеннями співвідношення вище зазначених сигналів.

Дослідження завадостійкості проводились у середовищі імітаційного моделювання Simulink. Необхідні значення співвідношень потужностей сигнал/шум задавався з використанням блоку AWGN. Дослідження модифікованої системи показали, що при використанні гармонічного коливання для подання цифрових бітів інформаційного повідомлення значення ймовірності помилкового біту є на порядок вищим у порівнянні зі схемою перемикавання хаотичних режимів. При використанні хаотичного сигналу $U_{C2}(t)$ схеми Чуа для подання інформаційних бітів повідомлення значення ймовірності помилкового біту є набагато меншим у порівнянні зі схемою перемикавання хаотичних режимів, починаючи зі значень співвідношень сигнал/шум більше 5 дБ (рис. 2.17) [158, 173-174, 180].

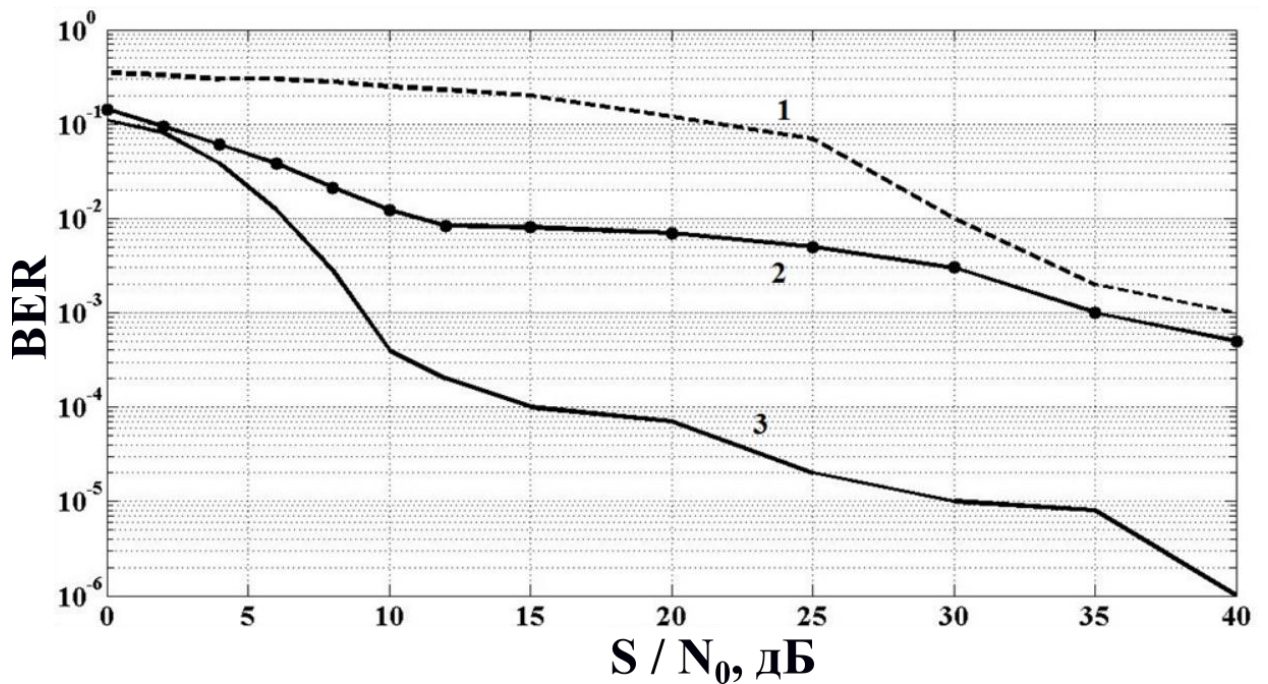


Рис. 2.17. Залежність ймовірності помилки від відношення сигнал/шум у каналі зв'язку з поданням цифрових бітів повідомлення гармонічним коливанням 1); з використанням схеми перемикання хаотичних режимів 2) та з поданням цифрових бітів повідомлення хаотичним коливанням 3)

2.3. Експериментальні дослідження модифікованої системи передавання цифрової інформації

За результатами моделювання було проведено експериментальні дослідження макетів схем [158, 180, 182]. Як ОП використовувались мікросхеми серії TL082CN та TL084CN. Ключ реалізовано на мікросхемі серії ADG444B. Номінальні значення опорів резисторів та ємностей конденсаторів підбирались вручну та відповідали номінальним значенням, що використовувались при моделюванні. Передавання здійснювалось через провідниковий канал зв'язку.

Спектральні характеристики сигналів, генерованих схемою Чуа, приведені на рис. 2.18. З рисунка випливає, що спектр сигналу $U_{C3}(t)$ є більш гладким, має більшу потужність та займає ширшу смугу частот, в порівнянні зі спектром сигналу $U_{C2}(t)$. Це підтверджує отримані результати моделювання при вказаних параметрах.

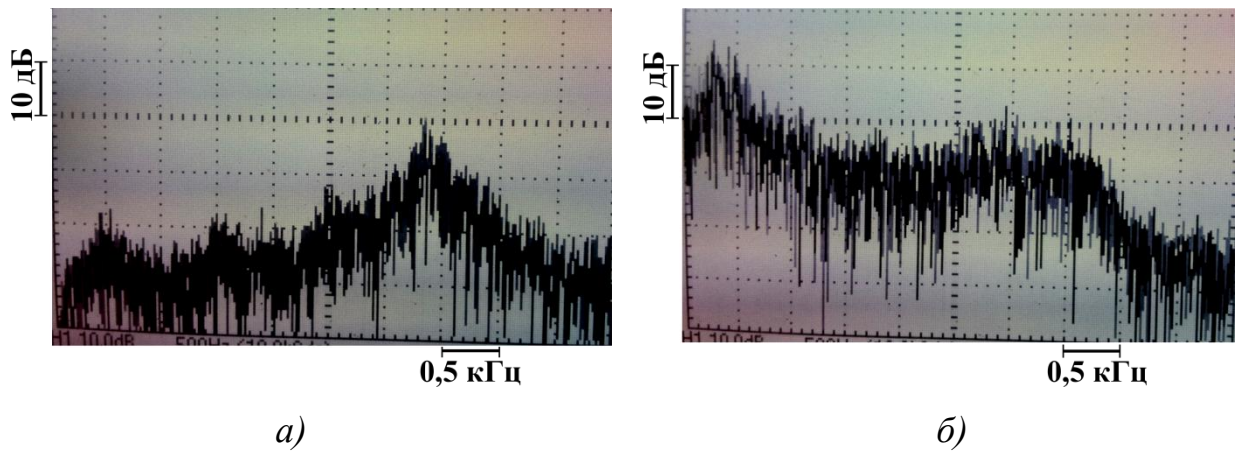
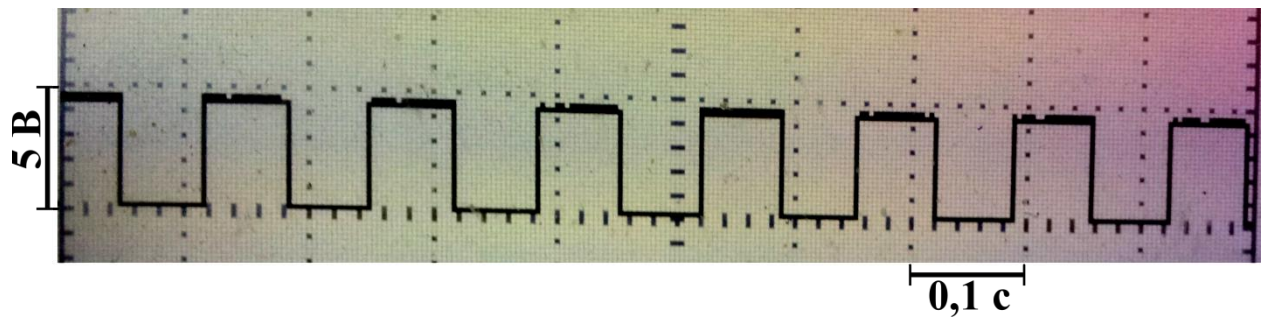


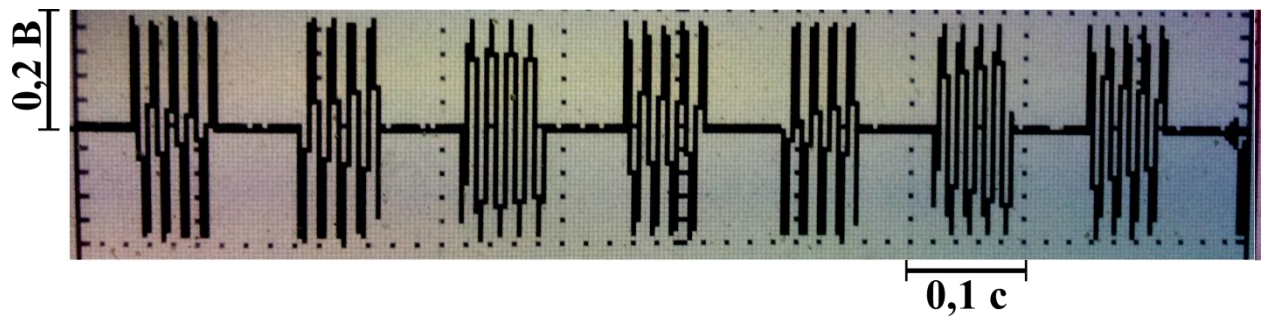
Рис. 2.18. Спектральні характеристики хаотичних сигналів, генерованих схемою Чуа: а) $U_{C2}(t)$; б) $U_{C3}(t)$

Для дослідження модифікованої системи передавання цифрової інформації з використанням гармонічного сигналу генератора $g(t)$, було зібрано макет, відповідно до рис. 2.7 та 2.8. Інформаційне цифрове повідомлення $m(t)$ формувалося за допомогою генератора прямокутних імпульсів та представляло собою послідовність приведена на рис. 2.19а. Модульоване гармонічне коливання при такій послідовності інформаційних бітів має вигляд приведений на рис. 2.19б. Ключ працює в інверсному режимі, тому при наявності вході керування високого рівня напруги він розімкнутий, а при нульовому рівні напруги – замкнутий.

Таким чином, при значенні амплітуди гармонічного сигналу 0,3 В та частоті 3,5 кГц спектр сигналу у КЗ є подібним до спектру хаотичного сигналу $U_{C3}(t)$ (рис. 2.20а). Зі збільшенням амплітуди гармонічного коливання до 1 В у відповідній частині спектральної характеристики чітко проглядається гармонічна складова (рис. 2.20б).



a)



б)

Рис. 2.19. Часові діаграми: а) цифрового інформаційного повідомлення;
б) модульованого гармонічного сигналу

Відновлена у приймачі інформація приведена на рис. 2.21, з якого випливає, що у сигналі на виході пристрою віднімання можна чітко визначити біти інформаційного повідомлення. Наявність сигналу певного рівня, що відповідає нульовому біту, пояснюється незначним розкидом компонентів передавача та приймача, значення якого не перевищувало 0,5%. У випадку розрахунку параметрів керування α та β такий розкид становить 0,8 та 1% відповідно [180].

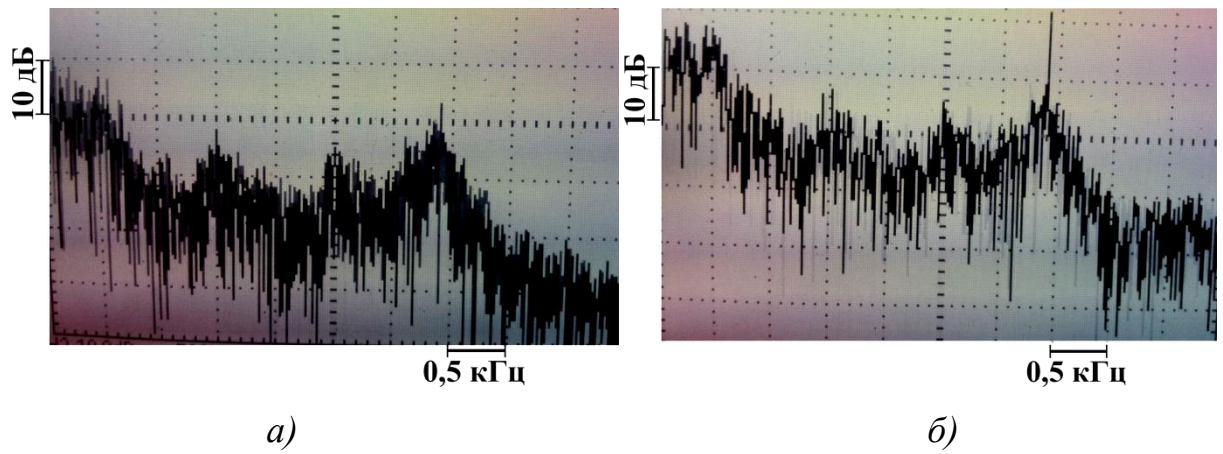


Рис. 2.20. Спектральна характеристика сигналів у КЗ при частоті гармонічного сигналу 3,5 кГц та амплітуді: а) 0,3 В; б) 1 В

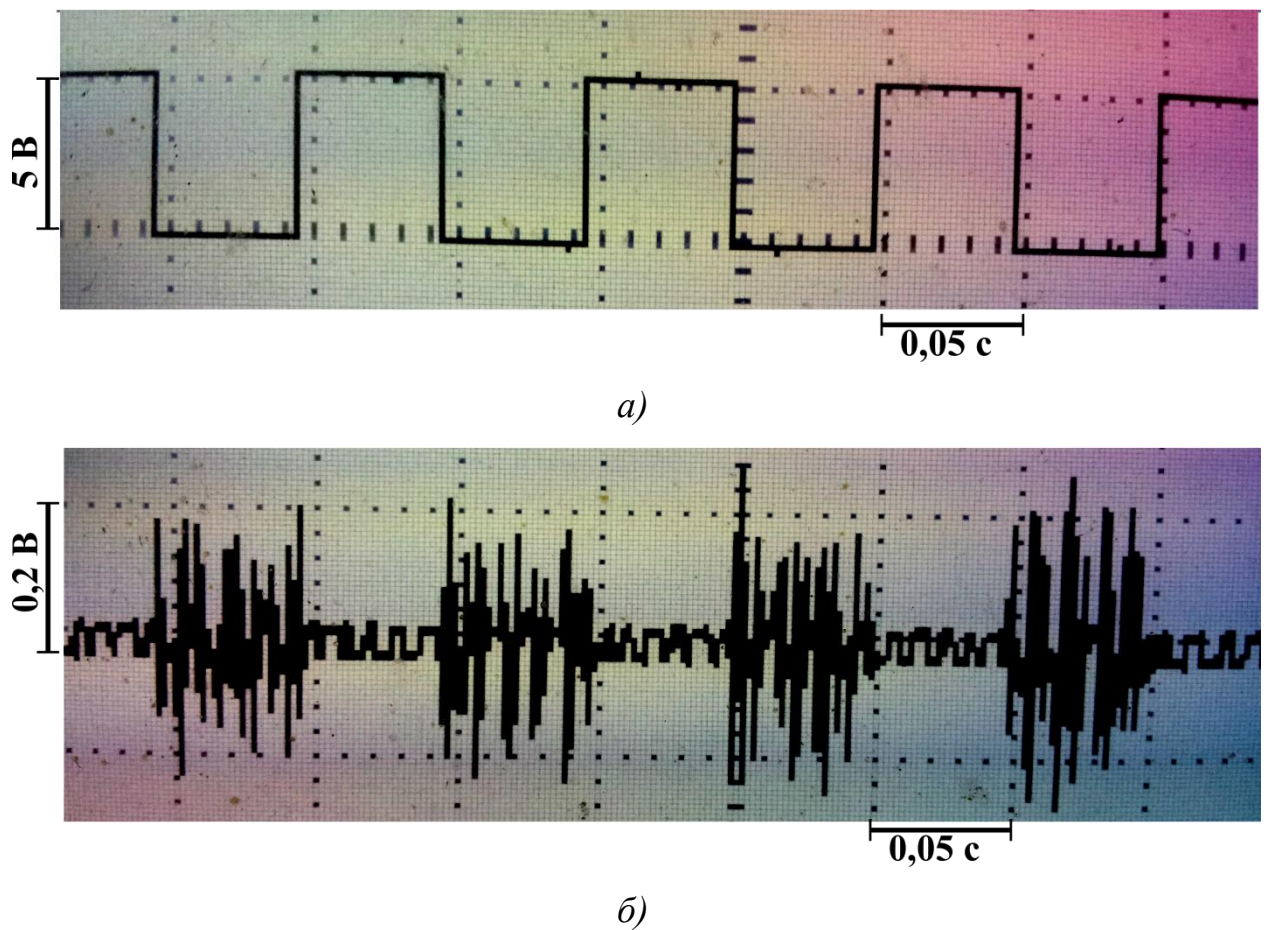


Рис. 2.21. Часові діаграми: а) цифрового інформаційного повідомлення; б) сигналу на виході пристрою віднімання приймача з використанням гармонічного сигналу для представлення інформаційних бітів

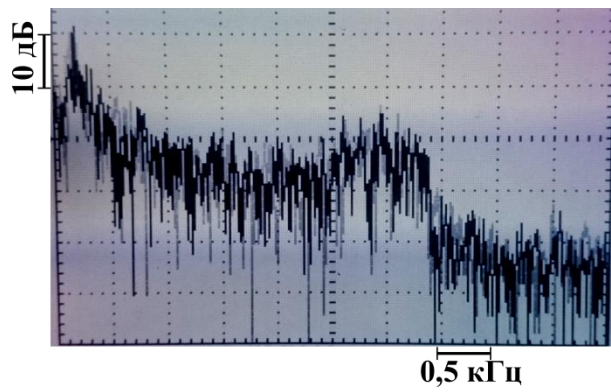
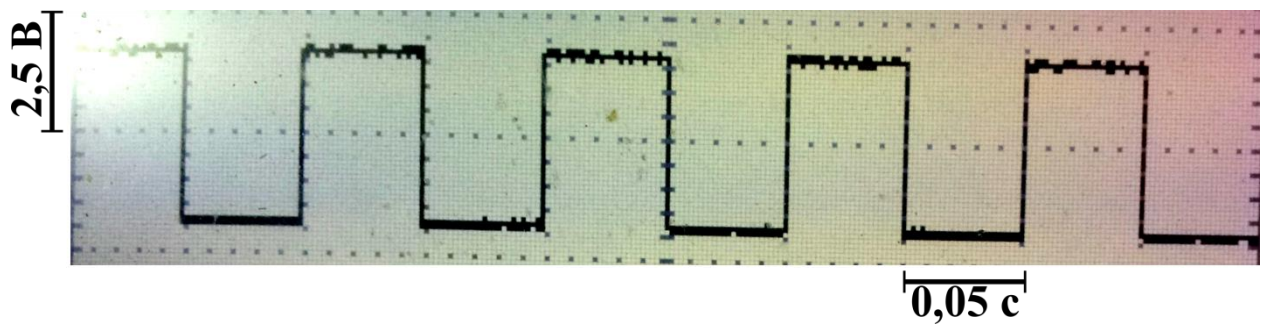
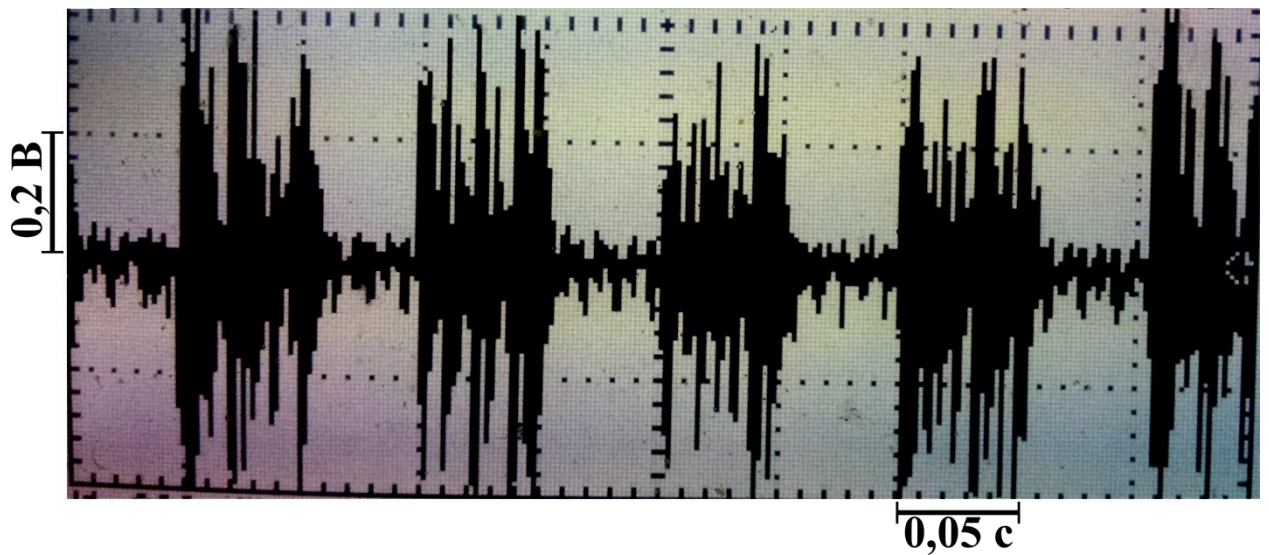


Рис. 2.22. Спектральна характеристика сигналу у КЗ з представленням інформаційних бітів у вигляді хаотичного коливання



a)



б)

Рис. 2.23. Часові діаграми: *a)* цифрового інформаційного повідомлення; *б)* сигналу на виході пристрою віднімання приймача з представленням інформаційних бітів у вигляді хаотичного коливання

Експериментально отримана спектральна характеристика сигналу у КЗ при дослідженні системи передавання з використанням хаотичного сигналу $U_{C2}(t)$ для представлення інформаційних бітів, приймач якого зібрано відповідно до рис. 2.13, приведена на рис. 2.22. Часові діаграми інформаційного повідомлення та сигналу на виході пристрою віднімання при такому ж розкиді значень параметрів керування приведені на рис. 2.23.

Висновки до другого розділу

1. Запропоновано модифікацію схеми хаотичного маскування для прихованого передавання цифрових інформаційних повідомлень, що усуває недоліки існуючих способів аналогового та цифрового зв'язку існуючих схем, що полягають у низькій стійкості до впливу шумів та завад у КЗ.

2. Переваги запропонованої модифікованої системи полягають в тому, що на відміну від схеми перемикання хаотичних режимів синхронізація встановлюється одноразово на початку з'єднання і підтримується в подальшому хаотичним сигналом, що використовується для маскування. Крім того, модифікована схема є стійкою до впливу шумів та завад у КЗ за рахунок зменшення співвідношення між потужностями хаотичного та інформаційного сигналів до 18 дБ та переходу до цифрового принципу зв'язку, де форма сигналу у приймачі не грає ніякої ролі, а важливим є лише рівень відновленого сигналу.

3. Імітаційним моделюванням роботи системи з використанням схеми Чуа як генератору хаосу, показано можливість її функціонування, з використанням гармонічного та хаотичного сигналів для подання цифрових бітів повідомлення. За допомогою аналізу спектральних характеристик визначено обмеження, що накладаються на значення амплітуди та частоти гармонічних коливань. Також їх аналіз дозволив значно спростити схему передавача, що використання хаотичного коливання для представлення інформаційних бітів, за рахунок того, що спектр сигналу $U_{C3}(t)$ повністю перекриває спектр сигналу $U_{C2}(t)$.

4. Оцінка рівня прихованості інформації за допомогою кореляційного аналізу та функції помилок показала вищий рівень захищеності інформації у КЗ запропонованого способу передавання прихованої інформації, в порівнянні з існуючими аналогами.

5. Аналіз залежності ймовірності помилки відновлення інформації від співвідношення сигнал/шум показав вищий рівень завадостійкості запропонованої системи передавання в порівнянні з існуючим аналогом.

6. Експериментальні дослідження підтвердили результати моделювання та показали можливість застосування запропонованої модифікації в системах зв'язку. Встановлено, що стійкість роботи системи та можливість відновлення інформації можлива при розкиді значень параметрів генераторів передавача та приймача в межах 0,8 та 1% відповідно для α та β , а номінальних значень відповідних елементів до 0,5%.

РОЗДІЛ 3

ПІДВИЩЕННЯ ШВИДКОСТІ ПЕРЕДАВАННЯ ІНФОРМАЦІЇ СИСТЕМАМИ З ВИКОРИСТАННЯМ ДЕТЕРМІНОВАНОГО ХАОСУ

3.1. Метод розширення спектру хаотичних сигналів схеми Чуа.

Динаміка схеми Чуа повністю визначається значеннями коефіцієнтів α та β . Їх значення визначають не тільки поведінку системи, а і вид коливань, що визначаються значеннями показників Ляпунова. Відповідно до математичної моделі (2.3), зміна значень опору R_5 та/або ємності C_2 (рис. 2.2) призводить до зміни значення часового масштабування τ (2.5) та значень частот генерованих сигналів. Співвідношення (2.5) отримується при переході від математичної моделі, отриманої при розрахунку схеми Чуа за законами Кірхгофа, до математичної моделі з безрозмірними змінними. Тому, змінюючи значення τ таким чином, щоб не змінювати значення параметрів α та β , можна керувати шириною смуги спектру сигналів, генерованих схемою Чуа [183]. Здійснити це можна проекцією значення коефіцієнту k згідно співвідношенням:

$$C'_1 = kC_1, C'_2 = kC_2, L' = kL \quad (3.1)$$

3.1.1. Результати моделювання

У підрозділі 2.2.1 шляхом імітаційного моделювання було отримано спектральні характеристики хаотичних сигналів схеми Чуа $U_{C2}(t)$ та $U_{C3}(t)$, що приведені на рис. 2.4. Діапазон генерованих частот становив близько 4 кГц. Значеннями коефіцієнту k у співвідношення (3.1) можна керувати шириною смуги сигналів, генерованих схемою Чуа. При значенні $k = 0,1$ отримаємо спектральні характеристики зі смугою генерованих частот порядку 50 кГц. Зменшення k призводить до розширення спектральної характеристики, а збільшення – до його звуження. На рис. 3.1 приведено

спектральні характеристики хаотичних сигналів схеми Чуа при $k = 0,01$, зі спектром генерованих частот порядку 500 кГц.

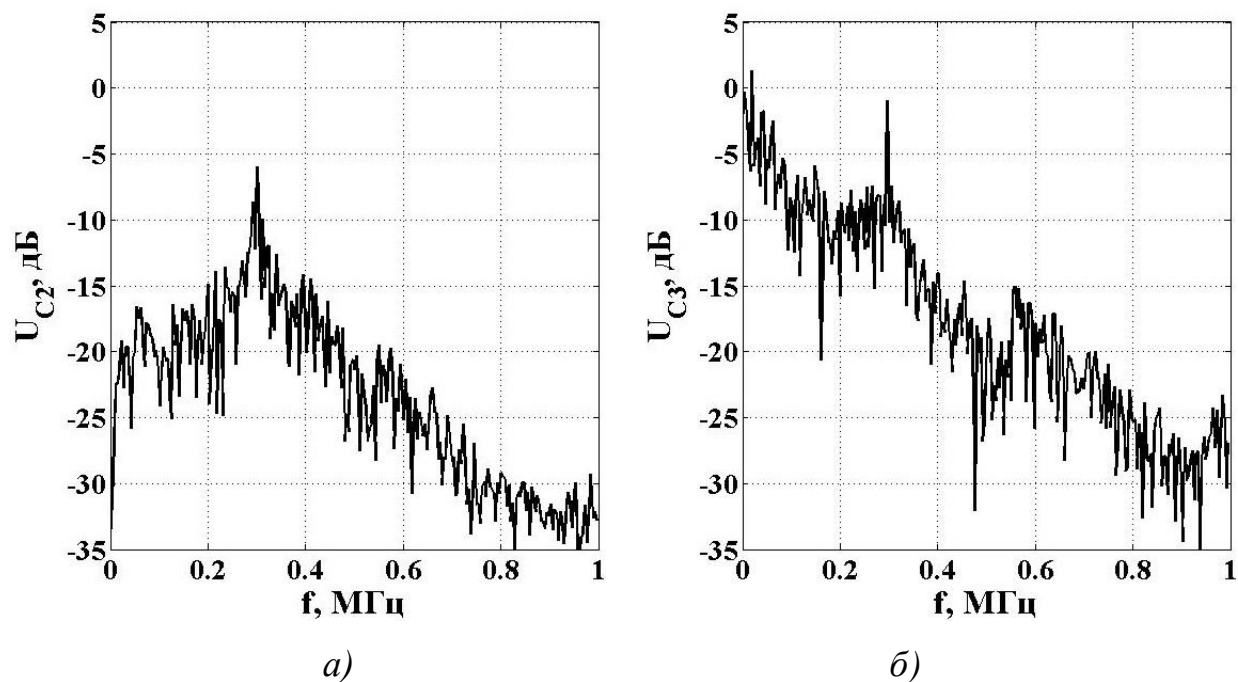


Рис. 3.1. Спектральні характеристики сигналів: а) $U_{C2}(t)$ та б) $U_{C3}(t)$ при $k = 0,01$

3.1.2. Експериментальна реалізація запропонованої методу розширення спектру хаотичних сигналів

Для експериментальних досліджень було реалізовано схему Чуа згідно рис. 2.2. Для дослідження процесів генерування хаотичних сигналів у частотному діапазоні, що становить декілька десятків кілогерц, використовувались операційні підсилювачі сімейства TL082CN [183]. Значення резисторів нелінійного елемента були таким ж як і у попередніх дослідженнях. Оскільки розкид параметрів для даного роду досліджень не є важливим, то в якості індуктивного елемента використовувалась звичайна котушка індуктивності.

При значеннях ємностей конденсаторів $C_2 = 100$ нФ, $C_3 = 10$ нФ, індуктивності $L = 23$ мГн та опорі резистора $R_5 = 1660$ Ом спектри сигналів займають смугу частот порядку 6,25 кГц (рис. 3.2). При значенні ємностей $C_2 = 10$ нФ, $C_3 = 1$ нФ та індуктивності $L = 2,4$ мГн і опорі $R = 1890$ Ом, при

яких значення коефіцієнту $k=0.1$, спектри сигналів розширюються та займають смугу частот в діапазоні 30...40 кГц (рис. 3.3).

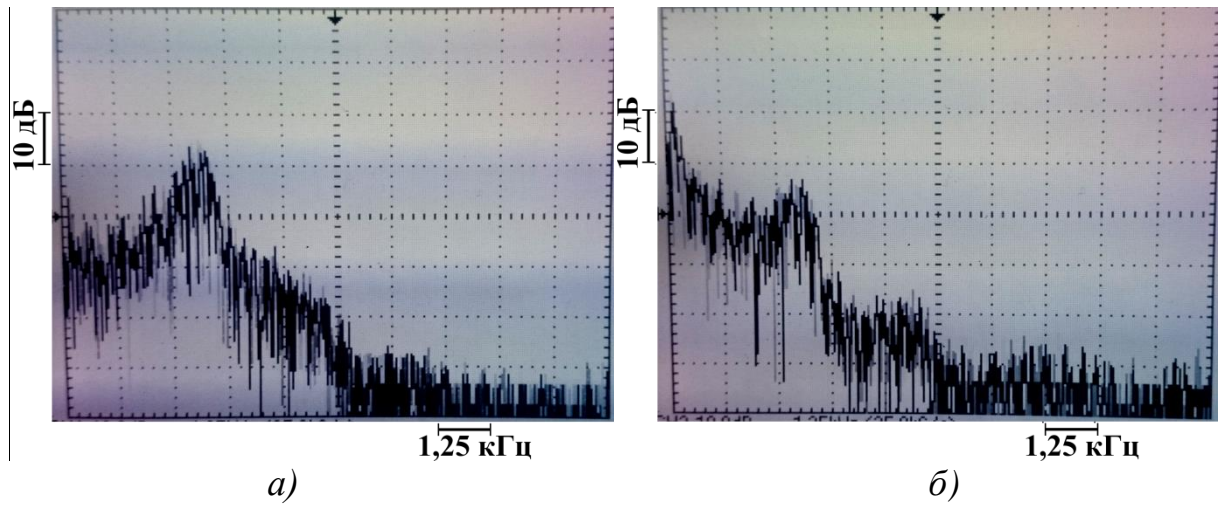


Рис. 3.2. Спектральні характеристики хаотичних сигналів, генерованих схемою Чуа, що реалізована на мікросхемі TL084CN: а) $U_{C2}(t)$; б) $U_{C3}(t)$ при $C_2 = 100$ нФ, $C_3 = 10$ нФ, $L = 23$ мГн, $R = 1660$ Ом

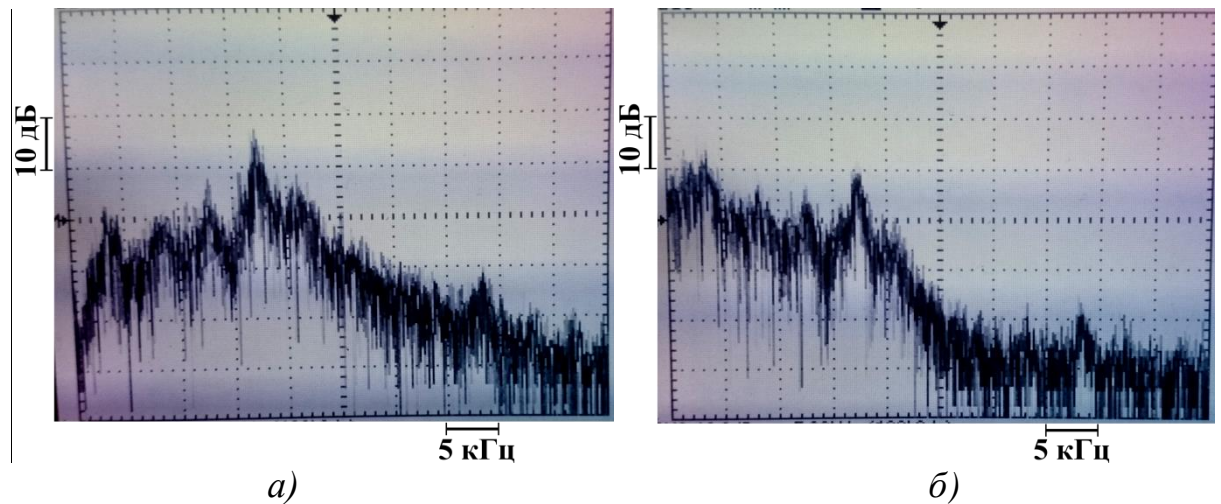
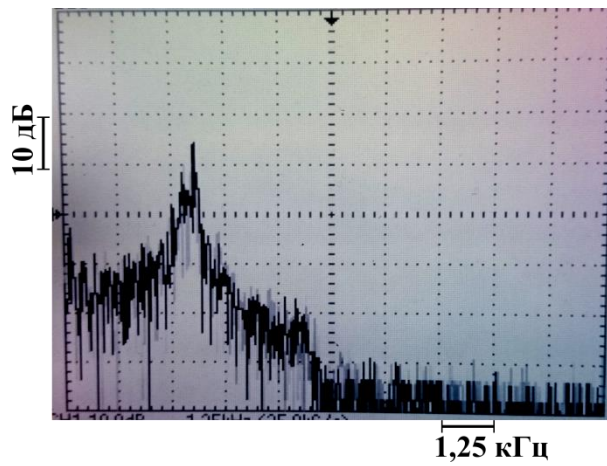
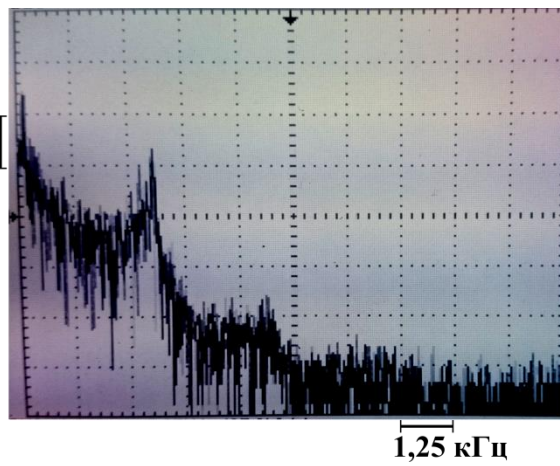


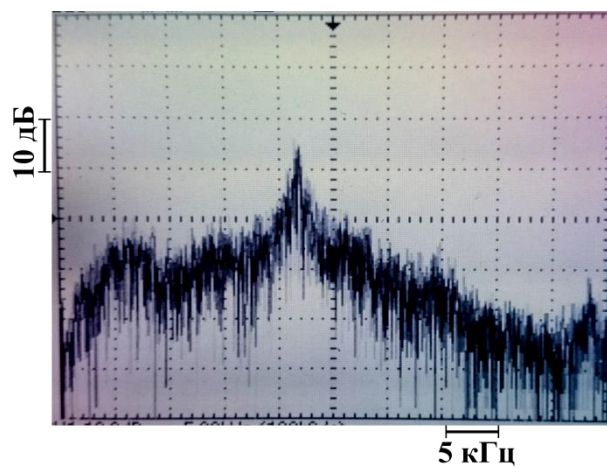
Рис. 3.3. Спектральні характеристики хаотичних сигналів, генерованих схемою Чуа, що реалізована на мікросхемі TL084CN: а) $U_{C2}(t)$; б) $U_{C3}(t)$ при $C_2 = 10$ нФ, $C_3 = 1$ нФ, $L = 2,4$ мГн та $R = 1890$ Ом



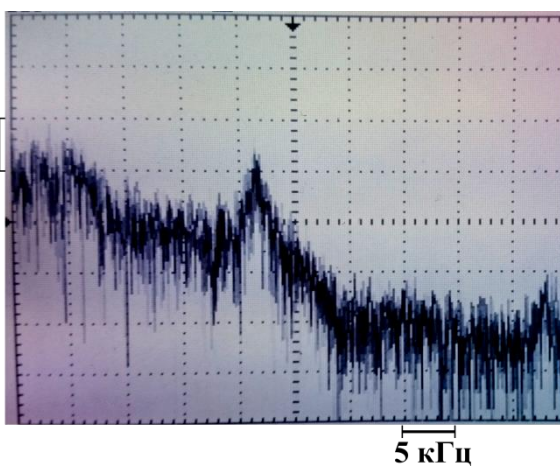
a)



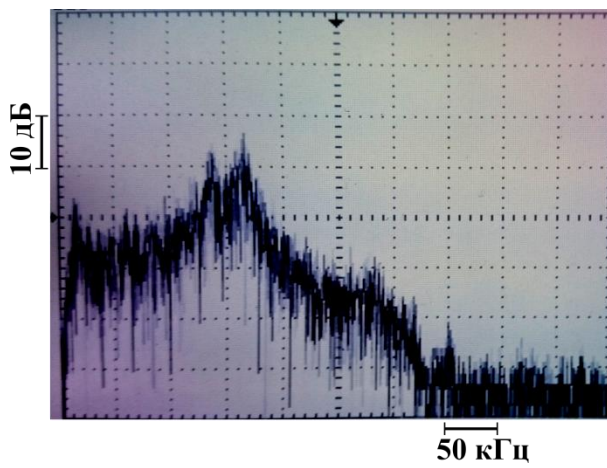
б)



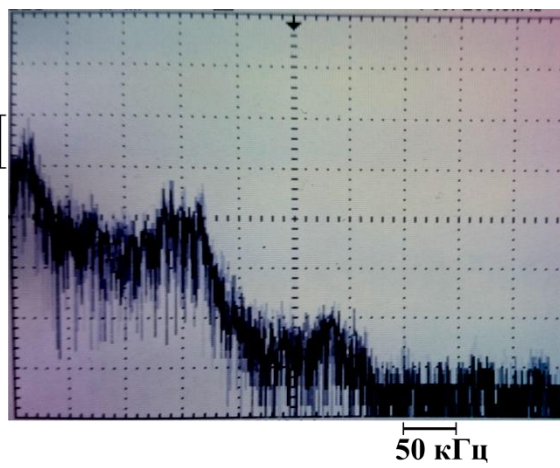
в)



г)



д)



е)

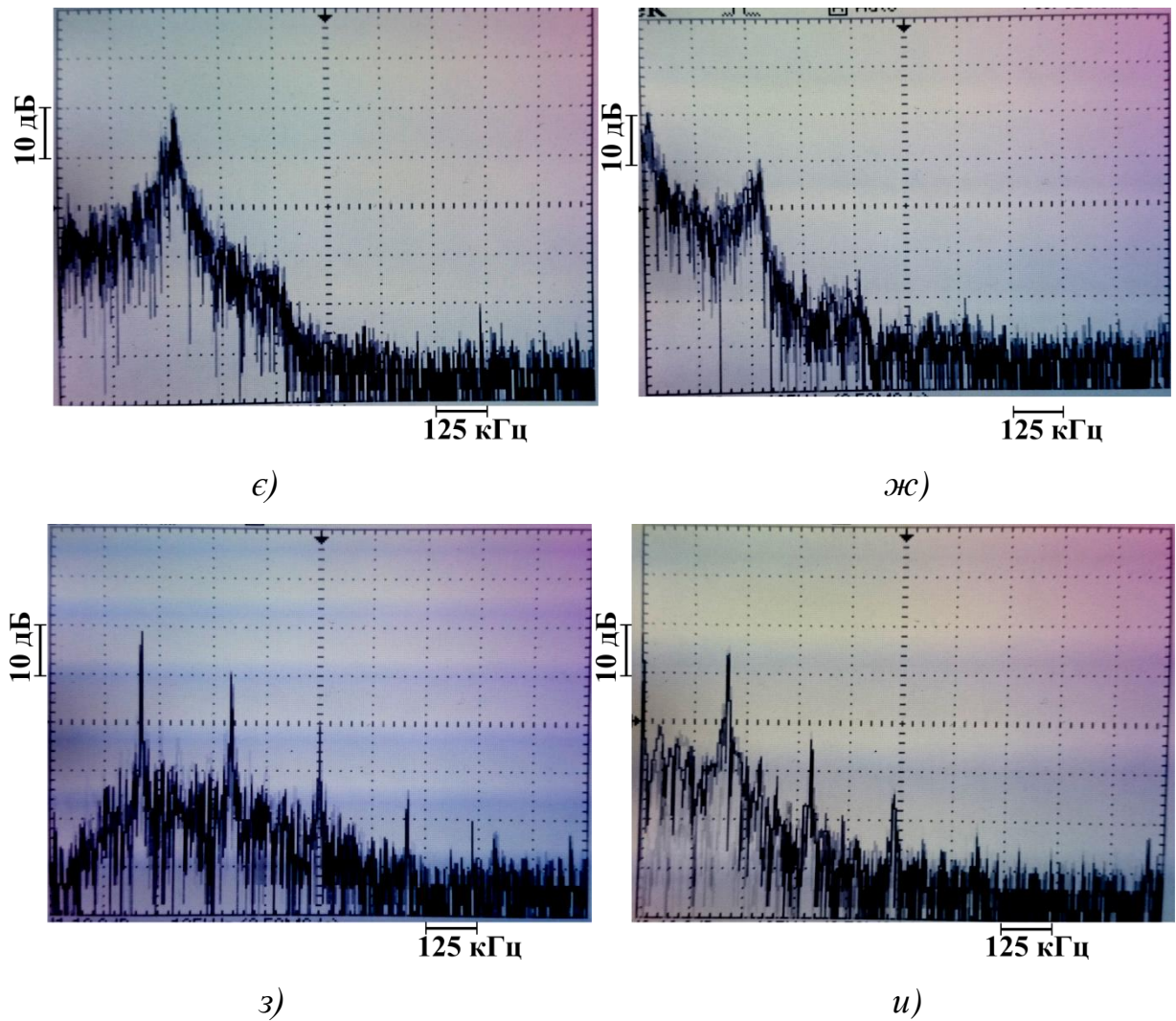


Рис. 3.4. Спектральні характеристики хаотичних сигналів, генерованих схемою Чуа, що реалізована на мікросхемі AD8056: *а) $U_{C2}(t)$ та б) $U_{C3}(t)$* при $C_2 = 100$ нФ, $C_3 = 10$ нФ, $L = 23$ мГн та $R = 1860$ Ом; *в) $U_{C2}(t)$ та г) $U_{C3}(t)$* при $C_2 = 10$ нФ, $C_3 = 1$ нФ, $L = 2.4$ мГн та $R = 1960$ Ом; *д) $U_{C2}(t)$ та е) $U_{C3}(t)$* при $C_2 = 1$ нФ, $C_3 = 100$ пФ, $L = 0.4$ мГн та $R = 1706$ Ом *е) $U_{C2}(t)$ та ж) $U_{C3}(t)$* при $C_2 = 660$ пФ, $C_3 = 68$ пФ, $L = 0.2$ мГн та $R = 1760$ Ом; *з) $U_{C2}(t)$ та и) $U_{C3}(t)$* при $C_2 = 240$ пФ, $C_3 = 18$ пФ, $L = 0,2$ мГн та $R = 1950$ Ом

Слід зауважити, що використання мікросхеми TL082CN є не доцільним, із-за її низькочастотних характеристик. Тому нами використовувалась мікросхема AD8056, що характеризується стабільною роботою у ширшому діапазоні частот. На рис. 3.4а-г приведені спектри сигналів, що відповідають результатам досліджень приведеним на

рис. 3.2 та 3.3. На рис. 3.4*д-и* приведені спектральні характеристики аналогічних хаотичних сигналів по мірі зменшення ємностей конденсаторів C_2 та C_3 та індуктивності L . Таким чином, була досягнута стійка хаотична динаміка при максимальних значеннях генерованих частот порядку 500 кГц сигналу $U_{C_2}(t)$ та 300 кГц сигналу $U_{C_3}(t)$ (рис. 4*є-ж*).

У процесі експериментальних досліджень максимально досягнуті значення ширини спектрів сигналів $U_{C_2}(t)$ та $U_{C_3}(t)$ становили 750 кГц та 400 кГц відповідно (рис. 3.4*з-и*). Проте, при цьому хаотичні режими були не стійкими і у спектральних характеристиках спостерігалось до чотирьох чітко виражених спектральних складових. Подальше розширення спектру генерованих сигналів обмежувалось можливими мінімальними значеннями ємностей конденсаторів.

3.2. Дослідження можливостей застосування генератора Колпітца в системах передавання інформації у ВЧ діапазоні. Модифікація схеми

Для розроблення систем передавання інформації у ВЧ діапазоні і вище схеми Чуа, Лоренца, Реслера, Лю та ін., є малоефективними, оскільки для їх реалізації використовувались ОП та інші мікросхеми, з меншими значеннями граничних частот [159, 184-189]. Більш перспективним є генератор Колпітца, що реалізується на біполярному чи польовому транзисторах, і здатний генерувати сигнали у ширшому діапазоні частот [190] (рис. 3.5).

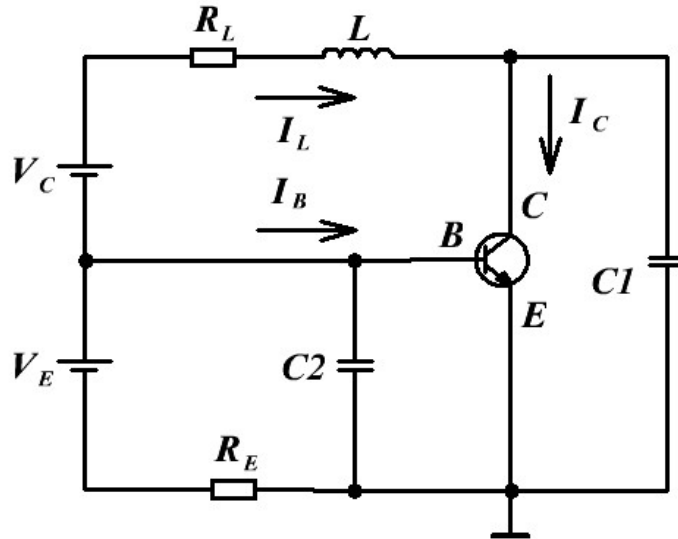


Рис. 3.5. Схема Колпітца на біполярному транзисторі.

Динаміка схеми описується трьома диференціальними рівняннями:

$$\begin{cases} C_1 \frac{dU_{C1}}{dt} = I_L - \alpha f(U_{C1}) \\ C_2 \frac{dU_{C2}}{dt} = \frac{V_E - U_{C2}}{R_E} - I_L - f(U_{C1}) \\ L \frac{dI_L}{dt} = V_C - U_{C1} - R_L + U_{C2} \end{cases} \quad (3.2)$$

де U_{C1} та U_{C2} – значення напруг, формованих на конденсаторах $C1$ та $C2$ відповідно; V_E та V_C – напруги живлення; I_L – струм, що протікає через котушку індуктивності L ; α – коефіцієнт підсилення транзистора; $f(U_{C1})$ – нелінійна характеристика, що описує залежність струму бази від напруги база-емітер за наступним співвідношенням:

$$I_B = \begin{cases} 0, V_{BE} < V_t \\ \frac{V_{BE} - V_t}{R_{BE}}, V_{BE} > V_t \end{cases} \quad (3.3)$$

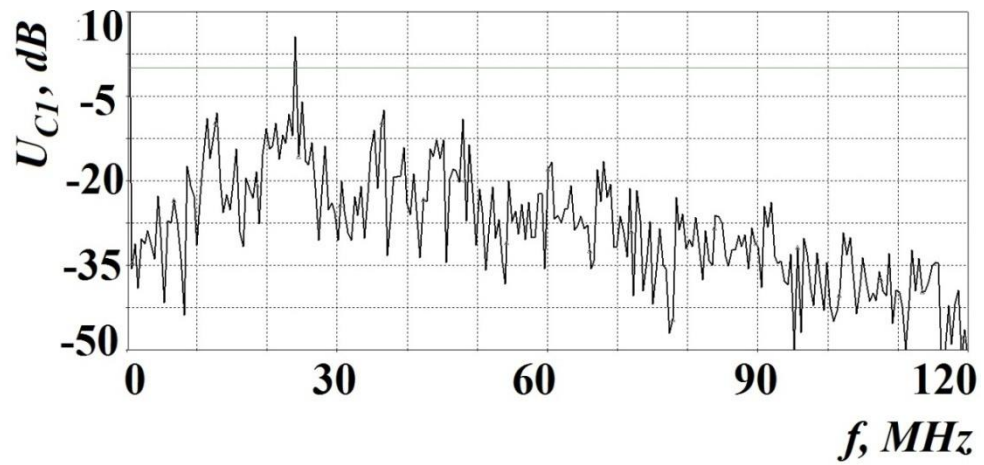
де V_t – значення напруги насичення транзистора; R_{BE} – значення опору переходу база-емітер.

При значеннях параметрів $R_L = 450 \text{ Ом}$, $R_E = 2400 \text{ Ом}$, $L = 1 \text{ мкГн}$, $V_C = 20 \text{ В}$, $V_E = 20 \text{ В}$, $C_1 = 150 \text{ пФ}$ та $C_2 = 70 \text{ пФ}$ система генерує хаотичні коливання, спектральні характеристики яких приведені на рис. 3.6. З рисунку видно, що спектри сигналів $U_{C1}(t)$ та $U_L(t)$ займають смугу частот до 100 МГц, а сигналу $U_{C2}(t)$ – до 50 МГц [168].

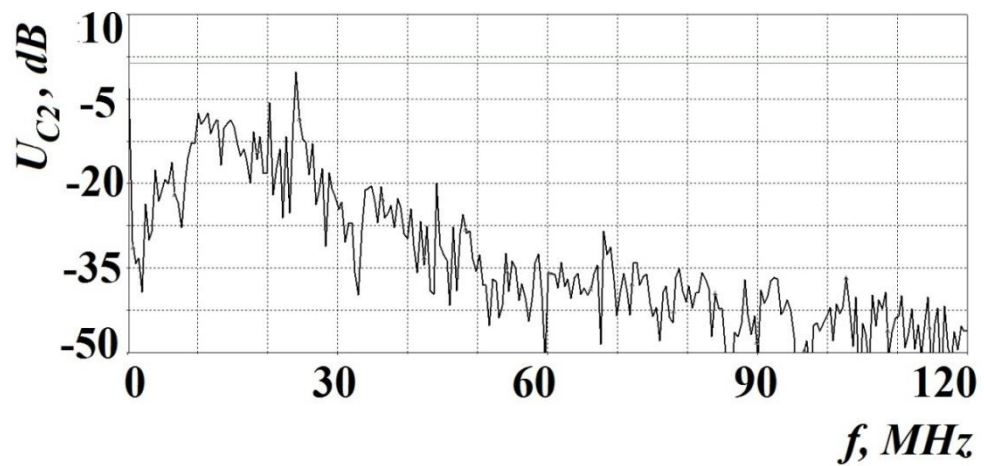
Як відомо, для підвищення рівня прихованості передавання інформації необхідно, щоб характеристики хаотичного сигналу були подібними до характеристик білого шуму. Проте значення сигналу $U_{C2}(t)$, що розподілене у діапазоні від -1,6 В до 0,6 В, розподіл є несиметричний (рис. 3.7а), а значення статистичних характеристик μ , D , $|A|$ та $|E|$ становлять 0,07; 0,64; 0,31 та 0,63 відповідно. Значення статичних характеристик сигналу $U_{C1}(t)$ становлять $\mu = 19,43$; $\sigma = 0,86$; $|A| = 0,75$ та $|E| = 3$, сигналу $U_L(t)$ - $\mu = 20,1$; $\sigma = 0,62$; $|A| = 0,21$ та $|E| = 3$, а їх розподіли приведені відповідно на рис. 3.7б та в.

Розширення частотної смуги хаотичних сигналів зі статичними характеристиками подібними до шуму генерованих генератором Колпітца дуло досягнуто введенням додаткового реактивного елемента [168].

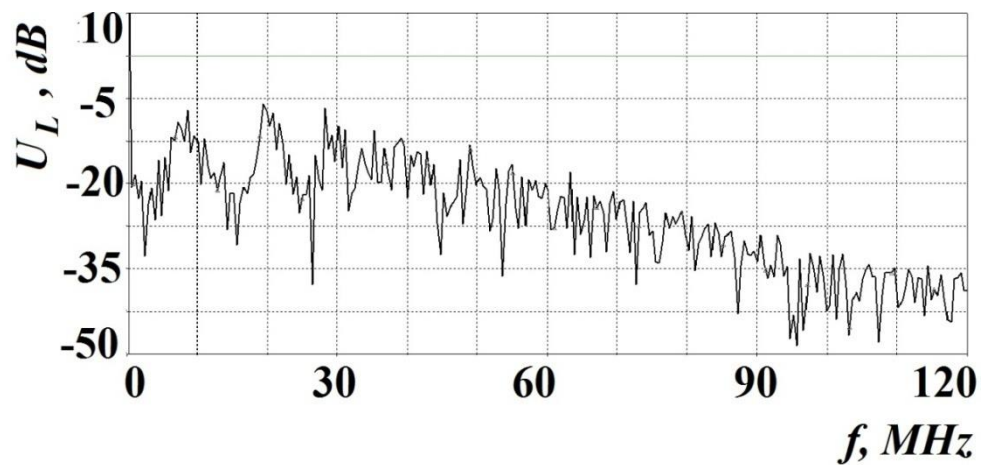
На рис. 3.8а приведено один з варіантів схеми модифікованого генератора Колпітца зі спільним емітером, в якій струм бази дорівнює струму, що протікає через котушку індуктивності L_2 . Завдяки запропонованій модифікації при значенні $L_2 = 0,1 \text{ мкГн}$ смуга генерованих частот сигналу $U_{C2}(t)$ розширилась до 140 МГц (рис. 3.9а), але розподіл сигналу залишається несиметричним (рис. 3.10а), а значення статистичних характеристик відповідно дорівнюють $\mu = -0,14$; $\sigma = 0,92$; $|A| = 1,03$ та $|E| = 0,87$.



a)

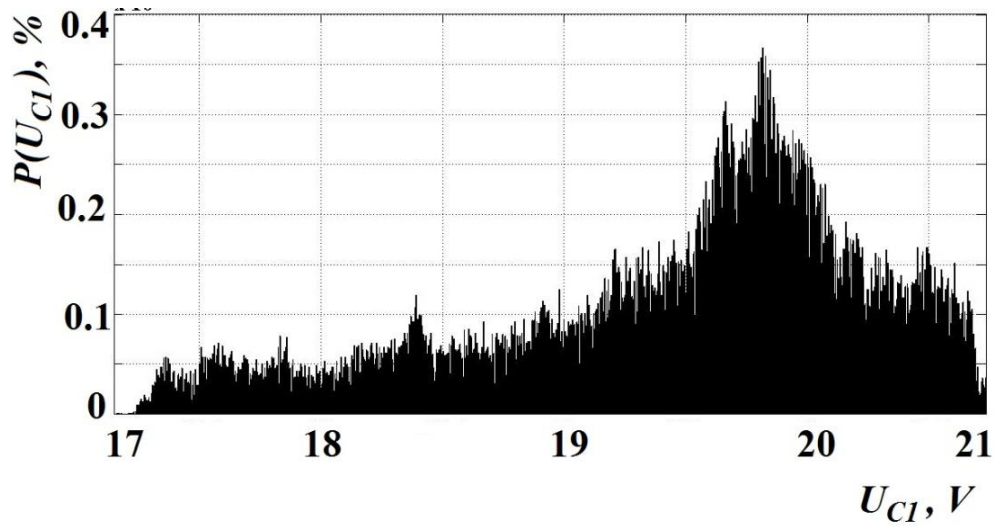


б)

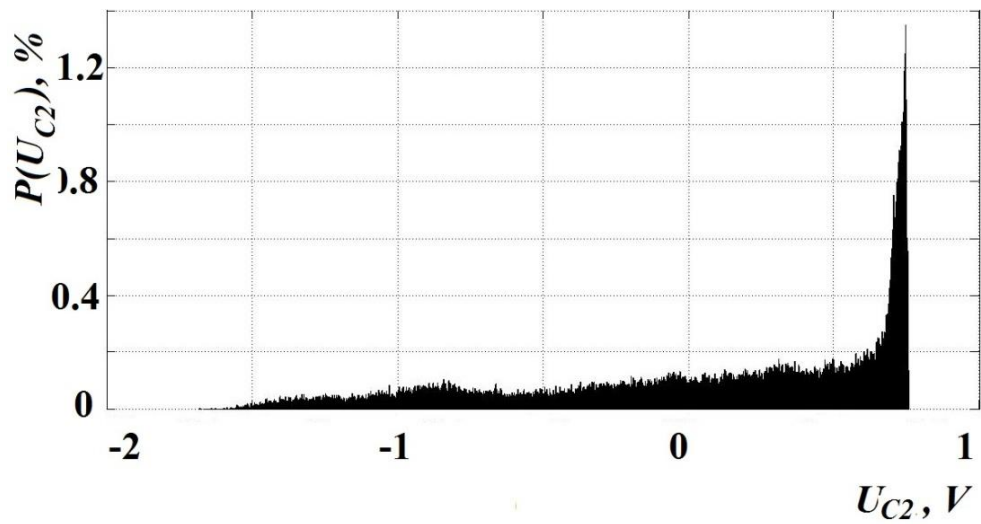


в)

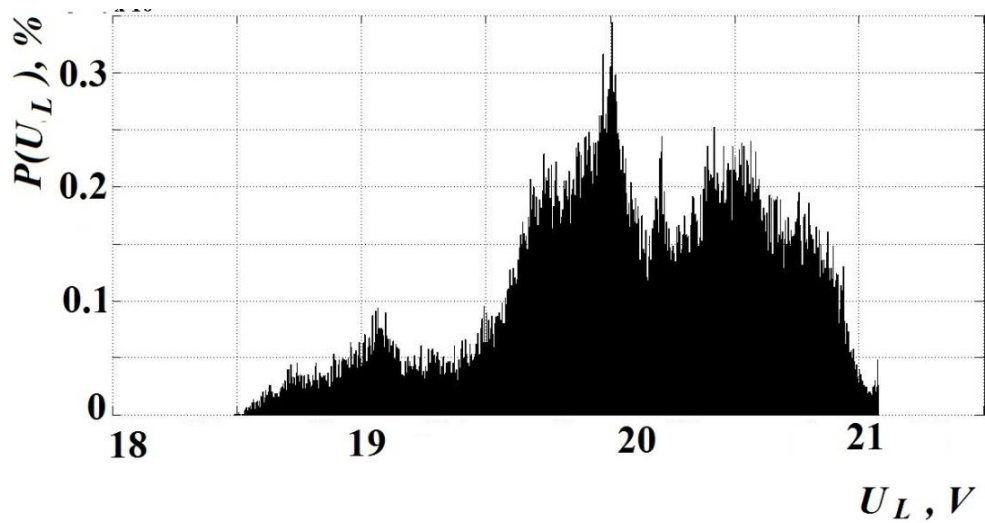
Рис. 3.6. Спектральні характеристики сигналів генератора Котпінца: а) $U_{C1}(t)$; б) $U_{C2}(t)$; в) $U_L(t)$.



a)



б)



в)

Рис. 3.7. Розподіли ймовірності сигналів: а) $U_{C1}(t)$; б) $U_{C2}(t)$; в) $U_L(t)$.

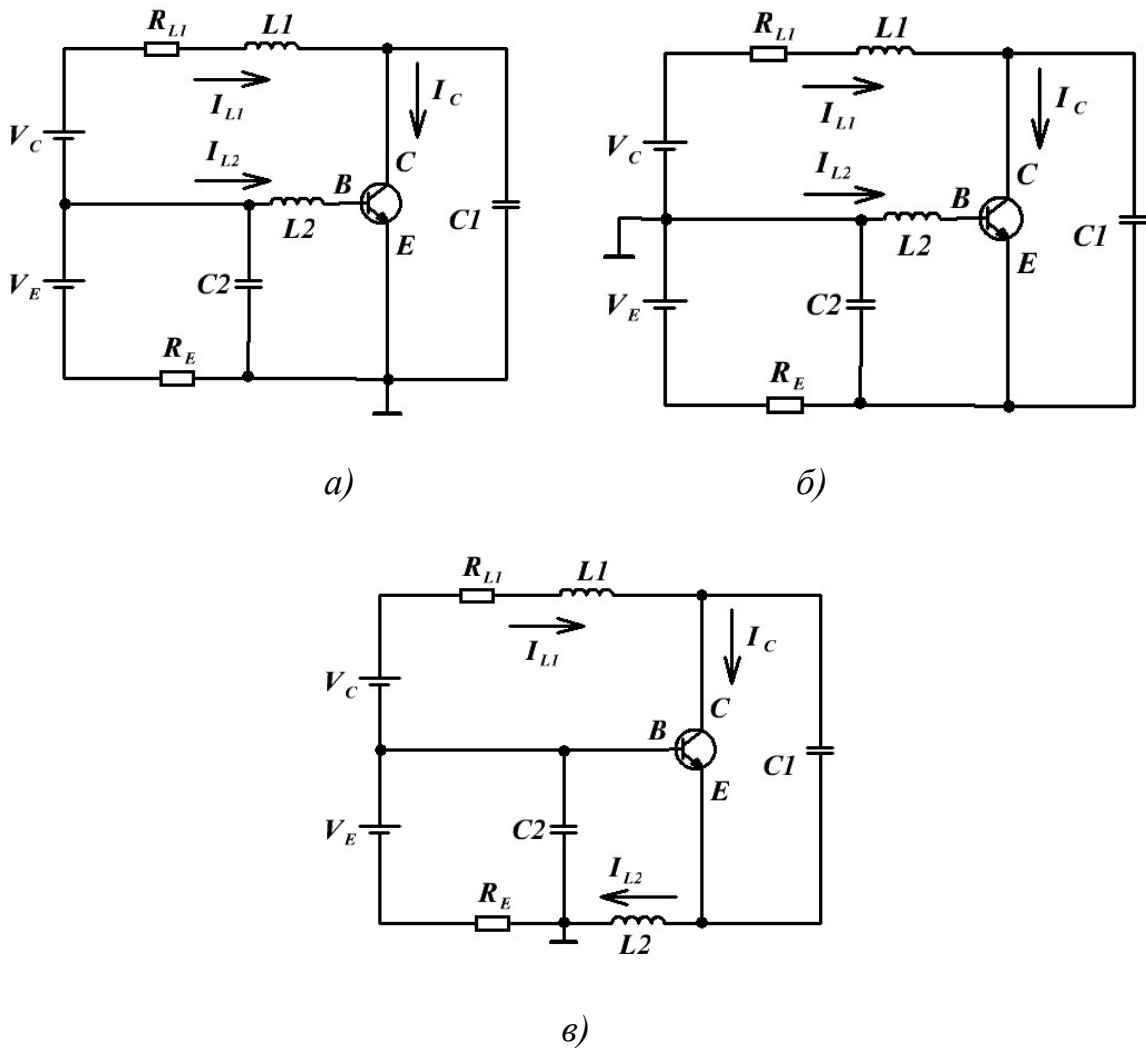
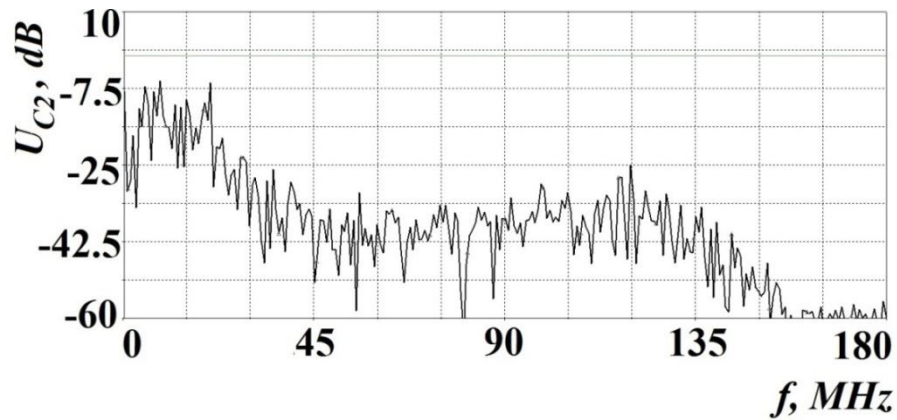


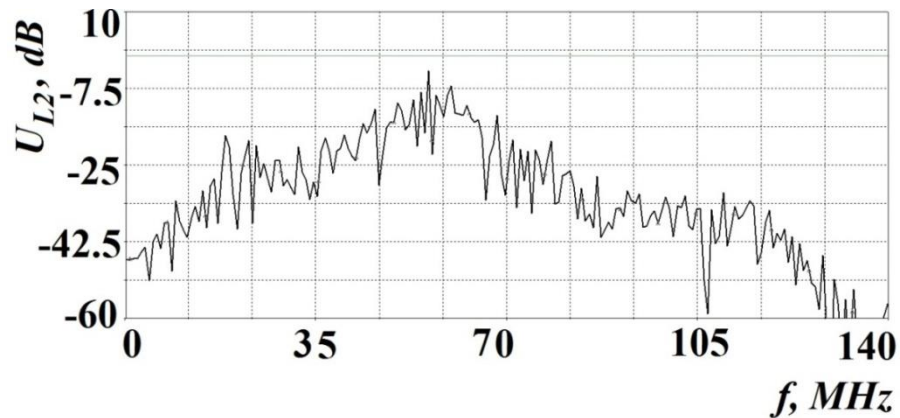
Рис. 3.8. Модифікація генератора Колпітца: *а)* з спільним емітером та введеною котушкою індуктивності у коло бази; *б)* з спільною базою та введеною котушкою індуктивності у коло бази; *в)* з спільним емітером та введеною котушкою індуктивності у коло емітера.

У випадку схеми зі спільною базою (рис. 3.8б) при $L_2 = 0,5 \text{ мкГн}$ хаотичний сигнал $U_{L2}(t)$ буде займати смугу частот біля 120 МГц (рис. 3.9б) з розподілом, приведеним на рис. 3.10б, а його статистичні характеристики $\mu = 0$, $\sigma = 1,05$, $|A| = 0,48$ та $|E| = 0,82$ є наближеними до статистичних характеристик білого шуму. Найкращі спектральні та статистичні характеристики має сигнал $U_{L2}(t)$, генерований схемою, що приведена на рис. 3.8в. При значенні $L_2 = 0,5 \text{ мкГн}$ він займає смугу частот 160 МГц (рис. 3.9в) з приведеним на рис. 3.10в розподілом, а його статистичні

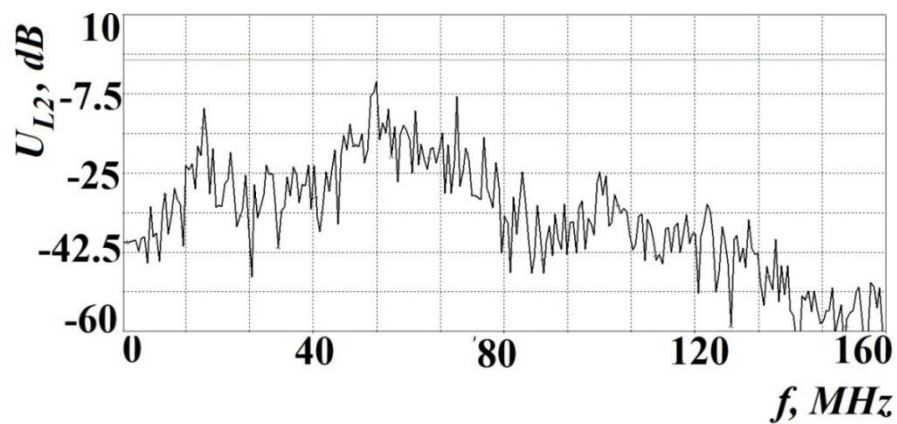
характеристики приймають наступні значення: $\mu = 0$; $\sigma = 0,99$; $|A| = 0,1$ та $|E| = 0,25$ [168].



a)

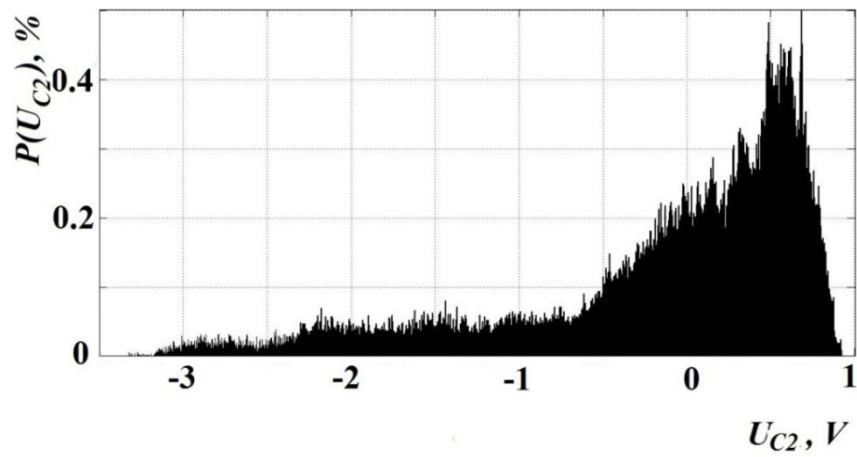


б)

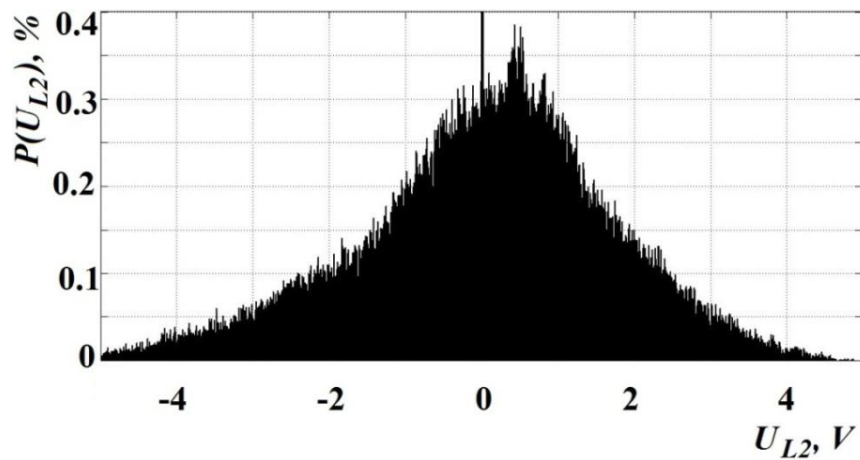


в)

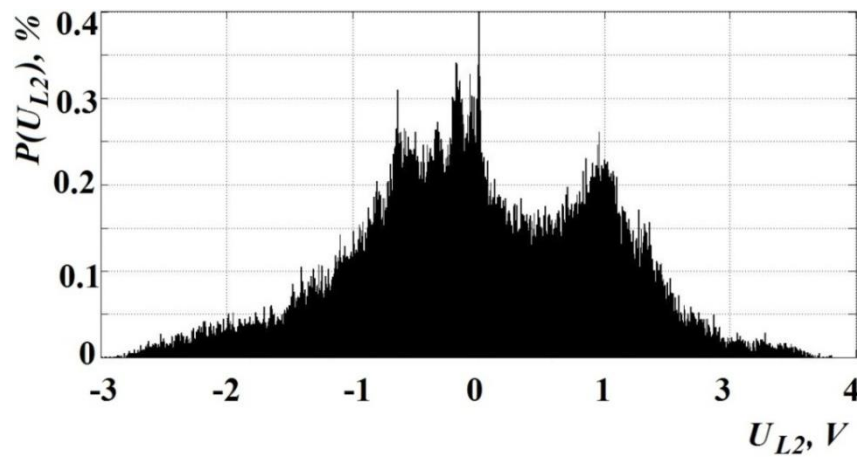
Рис. 3.9. Спектральні характеристики сигналів генерованих модифікованим генератором Колпітца: а) $U_{C2}(t)$ – у схемі з спільним емітером та введеною котушкою індуктивності у коло бази; б) $U_{L2}(t)$ – у схемі з спільною базою та введеною котушкою індуктивності у коло бази; в) $U_{L2}(t)$ – у схемі з спільним емітером та введеною котушкою індуктивності у коло емітера



a)



б)



в)

Рис. 3.10. Розподіли значень сигналів генерованих модифікованим генератором Колпітца: а) $U_{C2}(t)$ у схемі з спільним емітером та введеною котушкою індуктивності у коло бази; б) $U_{L2}(t)$ у схемі з спільною базою та введеною котушкою індуктивності у коло бази; в) $U_{L2}(t)$ у схемі з спільним емітером та введеною котушкою індуктивності у його ланку

Висновки до третього розділу.

1. Запропоновано методику розширення спектру генерованих сигналів схеми Чуа, що полягає у заміні номінальних значень компонентів схеми таким чином, щоб параметри керування схеми залишались незмінними та забезпечували хаотичну динаміку відповідно до показників Ляпунова.

2. При експериментальному дослідженні макетних зразків модифікованої схеми Чуа генеровані коливання займали смугу частот до 700 кГц.

3. Шляхом введення ще одного реактивного елемента у схему генератора Колпітца отримані хаотичні сигнали з шириною спектру до 160 МГц та статистичними характеристиками подібними до шумів, що становили $\mu = 0$; $\sigma = 0,99$; $|A| = 0,1$ та $|E| = 0,25$.

РОЗДІЛ 4

ПЕРЕДАВАЛЬНА ЧАСТИНА ШИРОКОСМУГОВОЇ СИСТЕМИ ЗВ'ЯЗКУ

Якісні комунікаційні системи передавання інформації з використанням детермінованого хаосу повинні задовольняти вимозі широкосмуговості та забезпечувати передавання інформаційних сигналів з мінімальними втратами і спотвореннями. Забезпечення синхронної роботи генераторів хаосу передавальної та приймальної сторін системи передавання інформації є складною задачею внаслідок їх високої чутливості до початкових умов та наявності паразитних процесів фільтрації, що обмежують функціональність систем на високих частотах.

4.1. Провідникові метаматеріали для забезпечення передавання сигналів у широкому діапазоні частот

Провідниковим метаматеріалам (ПММ) дослідники приділяють значну увагу із-за можливості їх застосування від мікрохвильового діапазону частот до видимого світла [191]. Серед різноманітних відомих технологій є використання простих середовищ з провідників (СП), якими слугують масиви паралельно розташованих у діелектричній матриці металевих провідників з відносно простим дизайном та нескладним процесом виготовлення. Їх незвичайною властивістю є строга і низькочастотна просторова дисперсія [192-193], що названа каналізаційним режимом поширюваної хвилі [194-195]. Такий режим може забезпечуватись у СП, що складається з перпендикулярно розміщених провідників до інтерфейсу джерела. У цьому режимі падаючі ТМ-поляризовані хвилі є поперечними відносно осей провідників і у випадку використання провідників з ідеальною провідністю перетворюються стороною випромінювання СП в ТЕМ - поперечні ЕМ хвилі, та квазі-ТЕМ – при використанні провідників з

кінцевим значенням провідності. Ці хвилі поширюються вздовж провідників і перетворюються в ТМ-хвилі біля задньої стінки СП зразку. Строга просторова дисперсія, що властива СП, забезпечує однакові групову та фазову швидкості хвиль, що збуджуються. Тому зумовлений падаючою хвилею розподіл поля, переміщується через СП зразок практично без спотворень. Це стосується не тільки ТМ-хвилі, що поширюється через СП зразок без спотворень, а й затухаючих ТМ-хвиль, що в результаті взаємодії з провідниковою метаструктурою також перетворюються в ТЕМ-хвилі.

Таким чином, явище каналізування дозволяє відтворювати біля задньої стінки СП зразку сигнали, що передаються від його передньої стінки [191, 194-195]. Розподіл поля об'єкту залишається без спотворень зі строгим значенням амплітуди навіть у випадку, якщо товщина зразку у декілька разів менша за довжину хвилі [196-198]. Ефект каналізування сигналів запобігає їх розсіюванню та забезпечує ефективне передавання енергії через СП зразок. Слід зауважити, що такий процес передавання має місце тільки на частоті Фабрі-Перо резонансів СП зразку та є вузькосмуговим у порівнянні з частотою сигналу, що передається [191, 194-199]. За межами резонансних частот, де імпеданси розбігаються, має місце відбивання падаючих хвиль від інтерфейсу СП зразку. Тому ТЕМ-хвилі слабо збуджуються і мають нерівномірний просторовий спектр [195, 197]. Таким чином можна припустити, що СП зразок є ефективним тільки при передаванні вузькосмугових сигналів, частоти яких кратні півхвильовим резонансам.

У роботах [200-202] висунуто теоретичне припущення щодо можливості широкосмугового передавання енергії через СП зразок, у випадку, якщо джерело випромінювання ЕМ хвиль розмістити безпосередньо в СП структуру. Використання даного ефекту вперше було запропоновано для так званих систем термофотовольтаїки [203-205]. Нещодавні дослідження систем, основою яких є нанопровідники, підтвердили здатність підсилення близькопольового випромінювання [206-207]. Якщо вакуумний проміжок між гарячою поверхнею, що є термоемітером, та поверхнею

напівпровідника заповнити металевими нанопровідниками, то можна спостерігати підвищення ефективності передавання випромінюваного тепла від емітера до напівпровідника. Згідно з [200-202] цей ефект є результатом перетворення створених емітером затухаючих ТМ-поляризованих хвиль в квазі-ТЕМ хвилі, що поширюються вздовж нанопровідників. При цьому сконцентровані біля поверхні емітера просторові гармоніки вищого порядку, поширюються та переносять накопичену енергію. Крім того ширококутне передавання енергії через СП зразки є результатом перетворення затухаючих хвиль у поширювані хвилі [200-202], в той час як у напівпрозорому емітері поширювані хвилі існують і без перетворень. Вважалося, що передавання їх енергії через СП зразок є вузькосмуговим та відбувалося тільки на частотах Фабрі-Перо резонансів. Згодом в [200-202, 208] була показана можливість ширококутового передавання енергії, що сприяло подальшим дослідженням щодо можливості ефективного передавання набору сигналів через СП зразок у широкій смузі частот.

4.2. Широкутне передавання сигналів через СП зразок

4.2.1. Моделювання процесу передавання ЕМ сигналів через СП зразок у широкому діапазоні частот

Експериментальне дослідження можливості передавання пакетів сигналів у широкому діапазоні частот проводилось шляхом вивчення процесів передавання енергії ЕМ хвиль між відкритими кінцями звичайних прямокутних хвилеводів через СП зразок [209]. При цьому процес передавання енергії ЕМ випромінювання є подібним до процесу передавання сигналів між передавачем та приймачем системи зв'язку, оскільки на краях відкритого кінця хвилеводу структура поля містить широкий набір як затухаючих так і поширюваних хвиль, що є подібним до структури каналу зв'язку, в якому можливе експоненційне затухання сигналів. Експериментальні дослідження можуть бути проведені у мікрохвильовому

частотному діапазоні, а конструктивні особливості провідників можна легко контролювати.

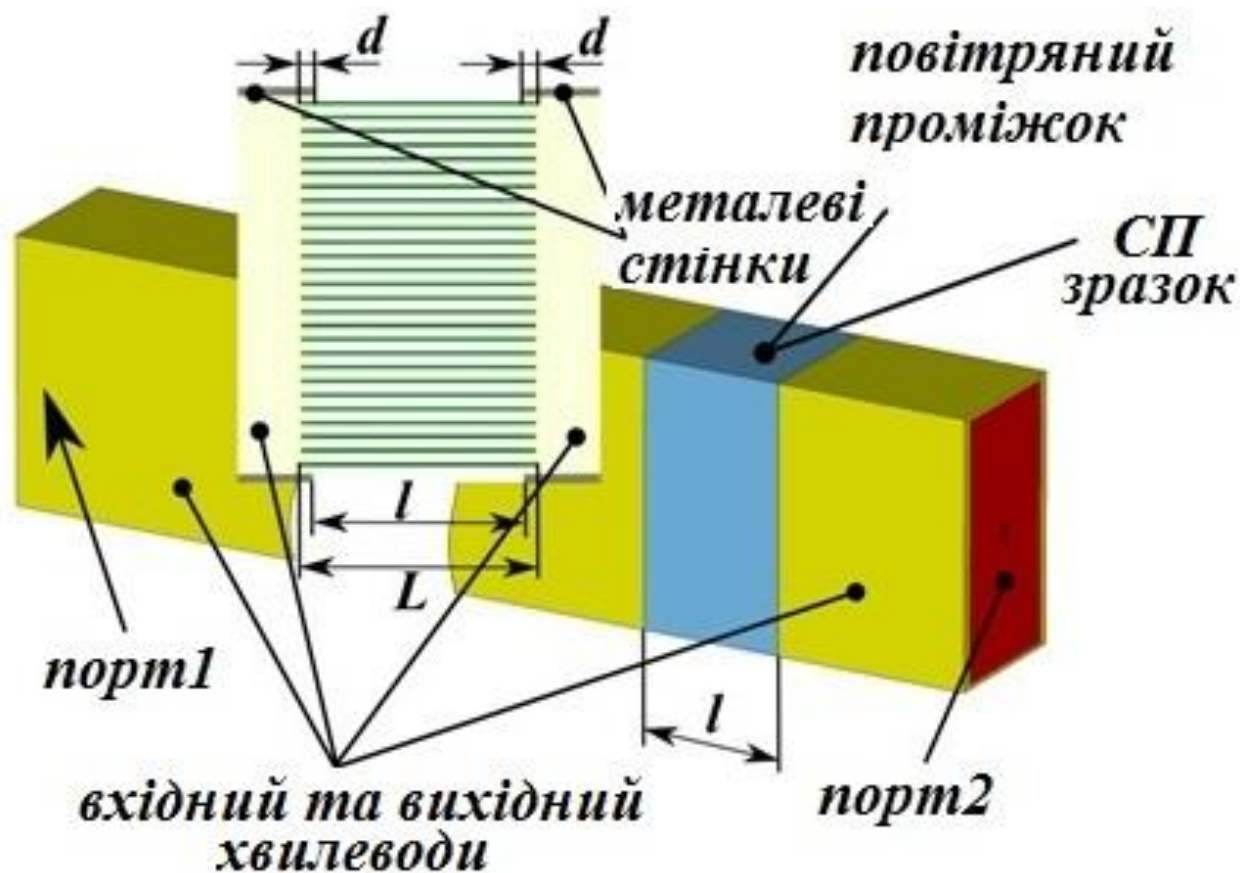


Рис. 4.1. Досліджувана структура із вхідним та вихідним алюмінієвими хвилеводами 1 та 2 відповідно, розміщених на відстані l один від одного

З точного рішення задачі прямокутного хвилеводу [209] відомо, що біля його кінців просторовий спектр ЕМ поля є дуже насиченим. На відстанях більших довжини хвилі λ від його кінців одномодовий прямокутний хвилевід кінцевої довжини забезпечує випромінювання TE_{10} -моди, а на відстанях менших λ випромінюються хвилі вищого порядку (наявні обидва види ТЕ та ТМ-хвилі) з переважаючою ТЕ-хвилею [209]. Введення СП зразку у хвилеводи на глибину d (рис. 4.1) уможливило близько-польову взаємодію між його провідниками та багатомодовим полем, що існує поблизу апертури хвилеводу.

Таким чином, не заважаючи на те, що всі провідники мають однакову довжину, вищезазначена взаємодія розширює границі ЕМ випромінювання

СП зразком, що є формою інтерфейсу. Отже, очікується, що Фабрі-Перо резонанси СП зразку у цьому випадку подавляються. Далі ця взаємодія призводить до збудження ТМ-мод високого порядку СП зразком, що були згенеровані апертурою хвилеводу. Крім того, можна стверджувати, що хоча СП зразок не взаємодіє з ТЕ-модами, він забезпечує можливість передавання хвиль ТЕ та ТМ поляризацій. Це обумовлено тим, що біля з'єднання між хвилеводом і СП зразком падаюча ТЕ-хвиля може конвертуватись у набір сигналів з широким просторовим спектром з істотною ТМ-поляризованою компонентою. Далі ТЕ-поляризована мода хвилеводу може передаватись через заповнений паралельно розміщеними один відносно одного провідниками проміжок між хвилеводами.

При відсутності СП зразку кінці вхідного та вихідного хвилеводів (рис. 4.1) взаємодіють через ЕМ поле випромінюваним апертурою вхідного хвилеводу. Ця взаємодія є слабкою, оскільки випромінювальна апертура прямокутного хвилеводу є неякісною антеною як у режимі передавання, так і приймання сигналів. У випадку, якщо $l \ll \lambda$, також матиме місце незначна близько-польова взаємодія через повітряний проміжок за допомогою затухаючих хвиль. При значеннях $l > \lambda/4$ внеском такої взаємодії у процес передавання енергії можна знехтувати в порівнянні із взаємодією за допомогою випромінюваних хвиль (далеко-польова взаємодія).

У присутності СП зразку виникає близько-польова взаємодія за рахунок формованого на обох краях ефективного перехідного шару шириною d , у якому поширювані та затухаючі власні моди СП зразку ефективно взаємодіють із власними модами вищого порядку хвилеводів.

Оскільки СП є просторово дисперсійним матеріалом, граничні умови Максвелла є достатніми для розрахунку процесу передавання ЕМ сигналів, а є необхідними також додаткові граничні умови, що полягають у створенні шару перекриття СП зразку із відкритими кінцями хвилеводів. Додаткові граничні умови на поверхні СП зразку сприяють процесу перетворення падаючої ТЕ-хвилі в ТМ-хвилю, якщо середовище зразку неоднорідне [210],

в той час як для СП зразку розміщеного у вільному просторі таке перетворення хвиль є неможливим [211].

У результаті нами у [200, 212] було висунуто припущення, що тільки перекриття СП зразку з відкритими кінцями хвилеводів, уможлиблює процес широкосмугового передавання ЕМ сигналів внаслідок відсутності явно вираженого резонансу. Незважаючи на те, що провідники СП структури ортогонально напрямлені до електричного поля основної моди хвилеводу, СП зразок буде ефективно збуджуватись падаючою TE_{10} -модю вхідного вихідного хвилеводів.

Теоретична оцінка оптимального значення перекриття хвилеводу та СП зразку d , при якому забезпечується необхідний режим передавання сигналів, здійснювалась проведенням чисельного моделювання у середовищі моделювання CST Studio Suite з врахуванням кінцевих значень провідностей стінок хвилеводів та провідників. Чисельні розрахунки проводились для прямокутного хвилеводу з алюмінієвими стінками розмірами $a = 164$ мм та $b = 82$ мм. При цьому нижня частота зрізу TE_{10} -моди дорівнює 0,9 ГГц, а одномодовий режим такого хвилеводу підтримується у частотному діапазоні від 0,9 до 2 ГГц. Товщина мідних провідників та розмір комірки сітки в основі СП зразку становили 1,5 мм та 6 мм відповідно і відповідали рекомендованим у роботі [213] параметрам, що забезпечують значення фактору заповнення міддю менше 0,125 [214].

На рис. 4.2 приведено результати моделювання для незаповненого та заповненого СП проміжку між хвилеводами довжиною $l = 90$ мм при різних значеннях перекриття зразку та хвилеводів d . Довжина провідників СП структури при цьому становила $L = l + 2d$. Із отриманих результатів випливає, що значення функції передавання S_{21} з використанням СП зразку є суттєво вищими, ніж за його відсутності. Повітряний проміжок довжиною 90 мм є більшим за чверть довжини хвилі діапазону 1...2 ГГц, внаслідок чого близько-польова взаємодія між вхідним та вихідним хвилеводами відсутня.

Згідно з результатами моделювання, енергія випромінювана вхідним хвилеводом сигналу, у діапазоні 1...2 ГГц послаблюється при проходженні через повітряний проміжок в середньому у 3,5 рази. При розміщенні у проміжку між хвилеводами СП зразку підвищує енергію прийнятого сигналу у 2,5 рази, ніж у випадку його відсутності. Із експериментально отриманих залежностей функцій передавання S_{21} випливає, що для значення ширини області перекриття СП структури та хвилеводів $d = 0; 5; 15$ мм відрізняються тільки слабкими резонансами, що мають місце на частотах відбивання від інтерфейсу зразку 1,05; 1,25 та 1,35 ГГц відповідно. При подальшому моделюванні та експериментальних дослідженнях вибрано значення перекриття хвилеводів із СП зразком $d = 5$ мм.

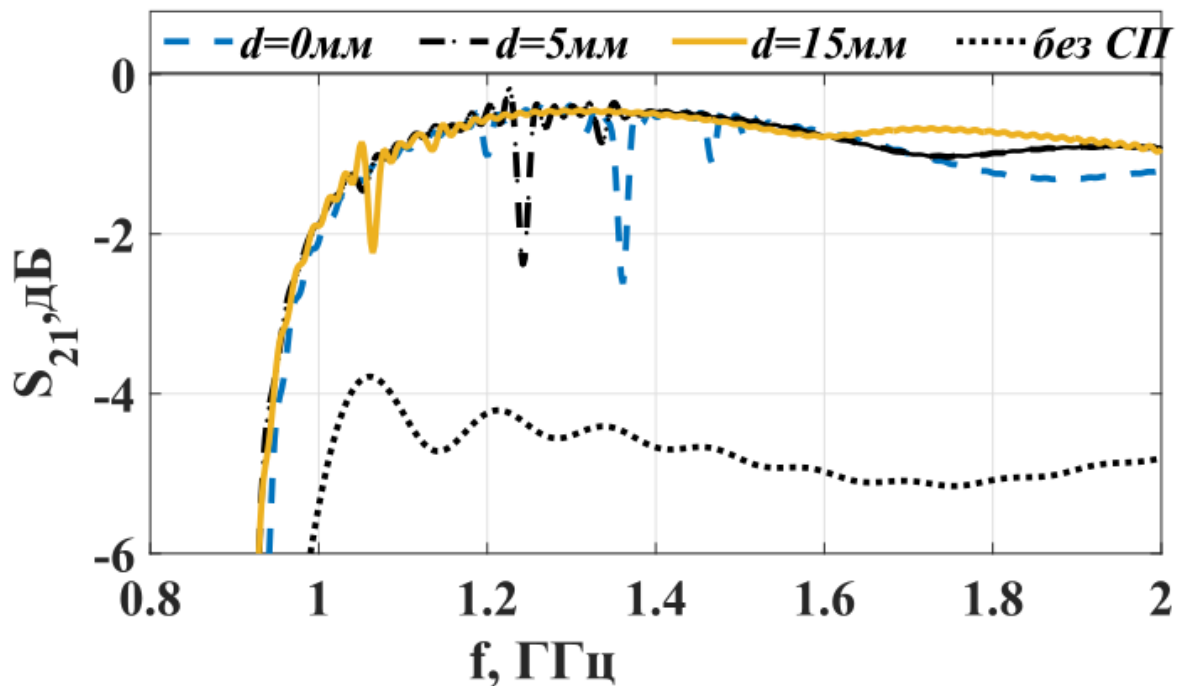
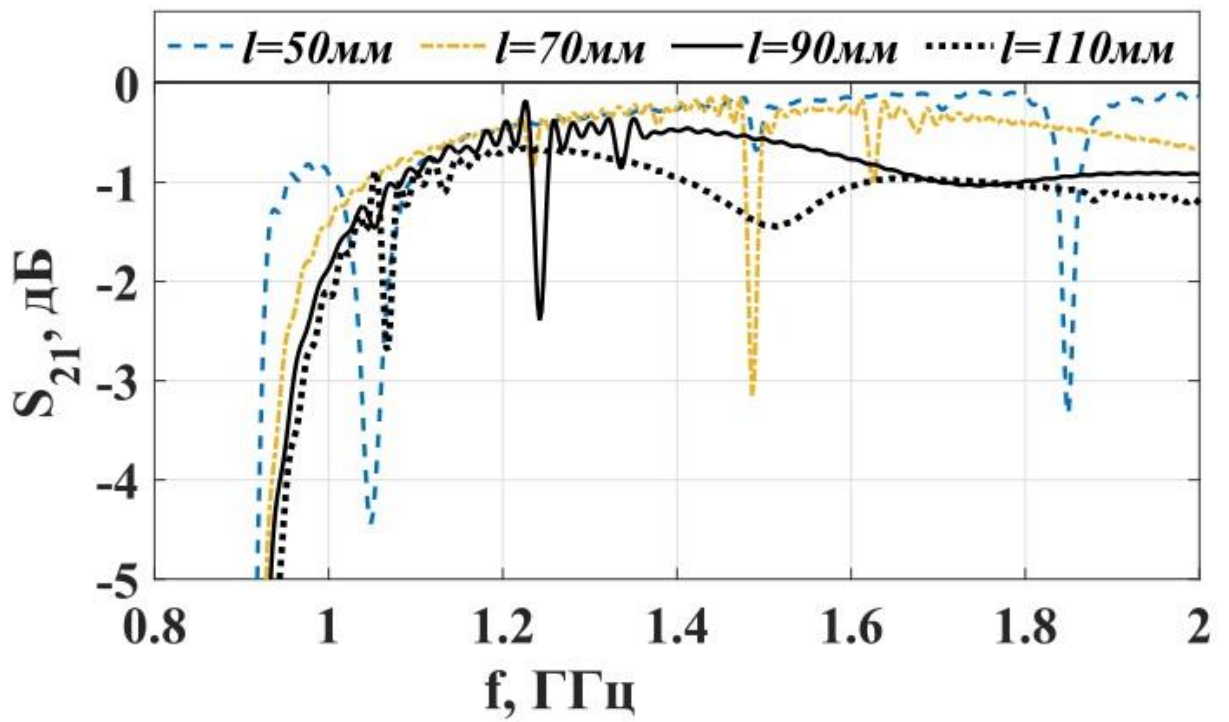
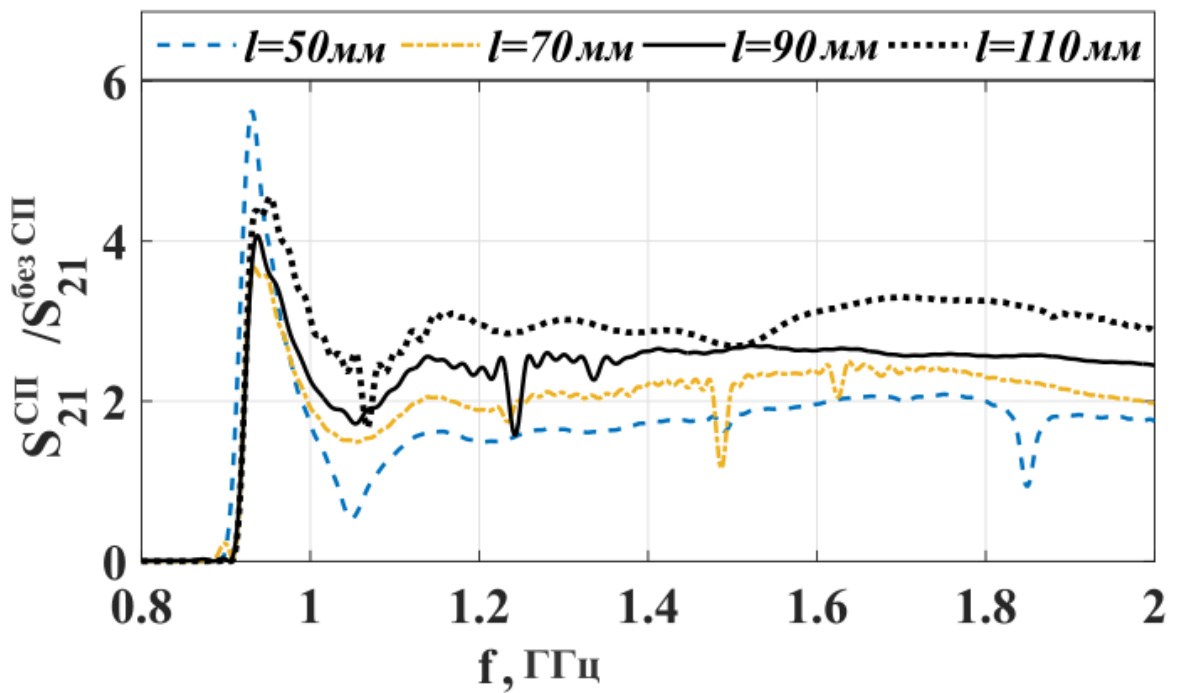


Рис. 4.2. Частотні залежності функції передавання S_{21} , отримані шляхом моделювання з та без СП зразку між розміщеними на відстані $l = 90$ мм хвилеводами для різних значень перекриття $d = 0, 5$ та 15 мм

Із проведеного моделювання процесу передавання енергії сигналів між хвилеводами проводилось при значеннях відстані між ними $l = 50; 70; 90$ та 110 мм та значеннях області перекриття $d = 5$ мм. У випадку передавання енергії через СП зразок усереднене значення функції передавання S_{21} у діапазоні $1...2$ ГГц зростає зі зменшенням відстані між хвилеводами (рис. 4.3а). Слід зауважити, що відношення $S_{21}^{WM} / S_{21}^{empty}(f)$ значень функції передавання між хвилеводами при передаванні сигналів через СП зразок та за його відсутності збільшується зі збільшенням відстані між хвилеводами. Очевидно, це обумовлено зменшенням частки розсіяної енергії сигналу в процесі його поширення між хвилеводами (рис. 4.3б). Таким чином передавання сигналів між хвилеводами через середовище з провідників забезпечує збільшення частки переданої енергії у $2...3$ рази, ніж при передаванні через вільний простір.



a)



б)

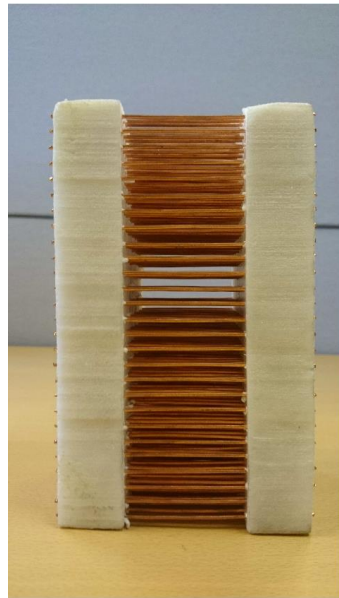
Рис. 4.3. Розрахункові залежності значення функції передавання S_{21} від частоти при значеннях відстані між хвилеводами рівній $l = 50; 70; 90$ та 110 мм та області перекриття при $d = 5$ мм та (а) та відношення функцій передавання через СП зразок і вільний простір $S_{21}^{СП} / S_{21}^{порожній}$ (б)

4.2.2. Чисельне моделювання та експериментальне дослідження процесу передавання електромагнітних сигналів через проміжок між хвилеводами у діапазоні частот 0,9...2 ГГц

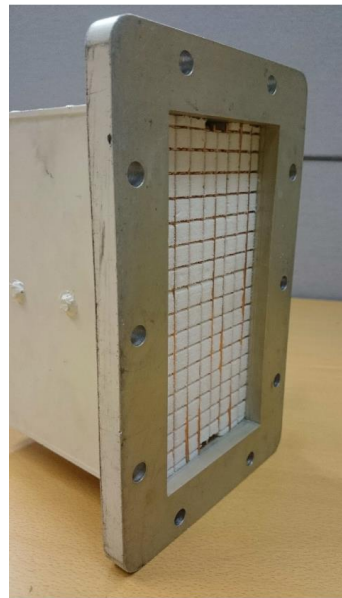
Для експериментального дослідження ефективності процесу передавання інформації ЕМ сигналами між двома хвилеводами через середовище з провідників було виготовлено конструкцію з паралельних провідників довжиною $L = 100$ мм (рис. 4.4а). Провідники у досліджуваній структурі фіксувалися за допомогою пластикових пластин, матеріал яких був прозорим для проходження ЕМ сигналів. Відстань між хвилеводами та ширина області їх перекриття з СП структурою вибиралася у відповідності до попереднього отриманих результатів моделювання і становила $l = 90$ мм та $d = 5$ мм відповідно. Зовнішній вигляд експериментальної установки приведений на рис. 4.4в. Експериментальні дослідження проводились у діапазонах частот 0,9...2 ГГц та 0,9...12 ГГц, що відповідають одно- та багатомодовому режимам хвилеводів.

В результаті експериментальних досліджень було встановлено, що ефективність передавання енергії затухаючих сигналів може бути покращена шляхом використання СП середовища, оскільки при цьому має місце їх перетворення у незатухаючі власні моди СП зразку. Формування затухаючих сигналів здійснювалось за допомогою щільної сітки з металевих провідників, що розміщувалась біля апертури вхідного хвилеводу (рис. 4.4б). Порядок розташування сітки та СП зразку приведений на рис. 4.5.

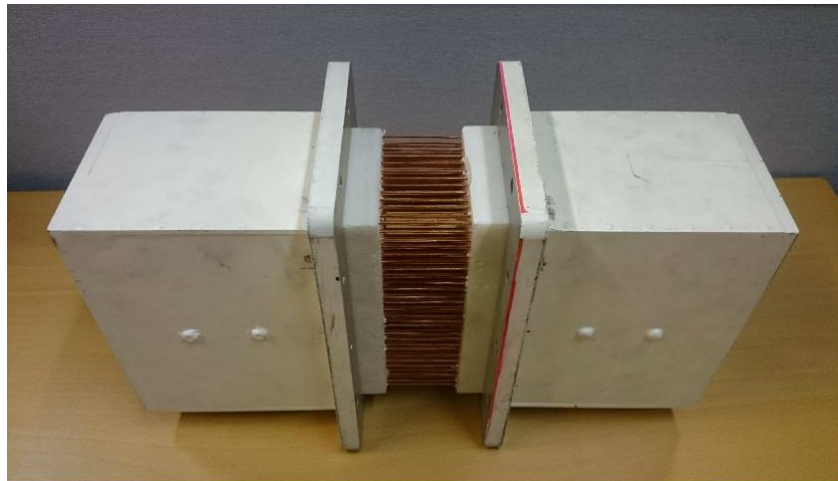
У випадку розповсюдження хвиль через вільний простір між хвилеводами сіткою формуються затухаючі хвилі вищого порядку. Ці хвилі послаблюються за сіткою на відстані приблизно рівній її кроку рівним $p = 10$ мм. Якщо відстань між сіткою та апертурою хвилеводу не перевищує розмір комірки p , то затухаючі хвилі все ще будуть збуджуватися апертурою хвилеводу, а взаємодія вхідного і вихідного хвилеводів, хоча і буде слабкою, уможливлуватиме детектування сигналів навіть у відсутності СП зразку.



a)



б)



в)

Рис. 4.4. Експериментальна установка: СП зразок (*a*); сітка, встановлена біля апертури вхідного хвилеводу (*б*) та зовнішній вигляд установки (*в*)

За наявності СП зразку затухаючі хвилі частково конвертуються у незатухаючі власномодові, що призводить до збільшення частки енергії сигналу прийнятого приймальною стороною. На приймальній стороні системи має місце зворотній процес перетворення незатухаючих хвиль у затухаючі. Тому режим каналізування є неефективним для підвищення ефективності передавання енергії у широкосмуговому частотному діапазоні, навіть у діапазоні частоти Фабрі-Перо резонансу. Досліджувані нами [212]

режими передавання ЕМ сигналів значно відрізняються від каналізаційного, оскільки в структурі наявні ефективні передавальні шари, утворені перекриттям хвильоводів та СП зразку, вздовж яких власні моди СП зразку взаємодіють з TE_{10} -модами вихідного хвильоводу. Тому, навіть якщо має місце часткове відбивання падаючої хвилі СП зразок сприяє підвищенню частки енергії прийнятого сигналу у широкому діапазоні частот.

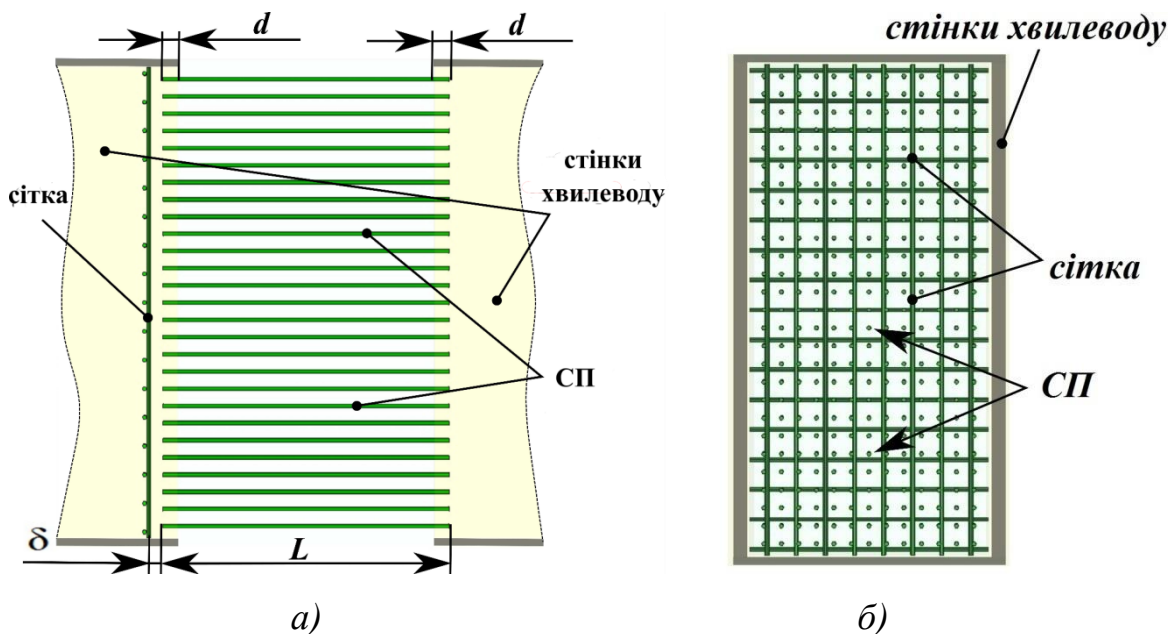


Рис. 4.5. Поздовжній (а) та поперечний (б) перерізи встановлених між вхідним та вихідним хвильоводами СП структури та металевої сітки

На рис. 4.6-4.9 приведені результати чисельних та експериментальних досліджень покращення процесу передавання сигналів у діапазоні 0,9...2 ГГц, в якому хвильоводами забезпечується одномодовий режим поширення хвиль, між передавачем та приймачем без та з використанням металевої сітки, відповідно. Отримані шляхом моделювання частотні залежності функції передавання енергії сигналів S_{21} з та без використання СП структури приведені на рис. 4.6а. Наявність декількох незначних резонансів можна віднести до присутності явища інтерференції мод. Багатомодовий режим за попередніми розрахунками починається з частоти 2 ГГц, проте модифікація хвильоводу за рахунок вставок може дещо зміщувати значення цієї частоти. При цьому, використання СП структури покращує ефективність

передавання сигналів $\langle S_{21}^{СП} / S_{21}^{без СП} \rangle$ у 2,5 разів. Виконанням відповідних експериментальних досліджень було досягнуто покращення процесу передавання енергії ЕМ сигналів приблизно у 2 рази (рис. 4.7). Отримані результати досліджень підтверджують функціонування системи у широкій смузі частот.

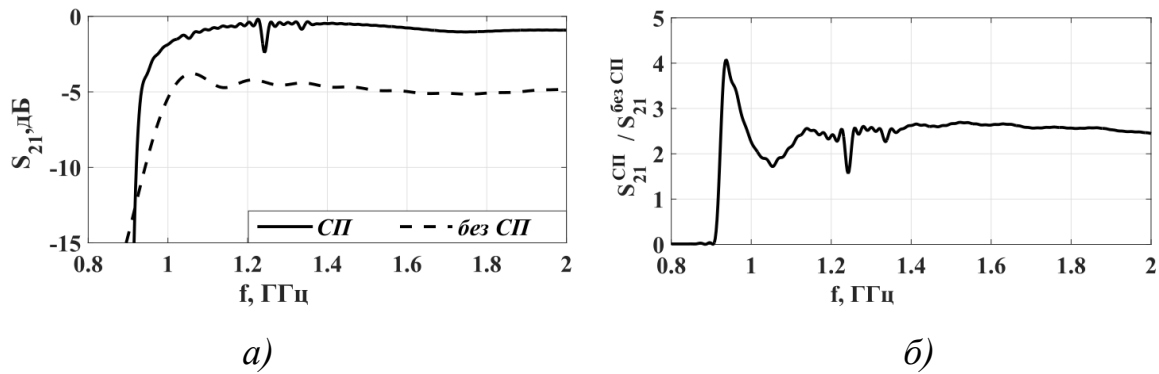


Рис. 4.6. Отримані шляхом комп'ютерного моделювання частотні залежності функції передавання S_{21} (а) та відносне значення покращення передавання $S_{21}^{СП} / S_{21}^{без СП}$ (б) енергії сигналів між розташованими на відстані $l = 90$ мм хвилеводами з та без використання СП зразку

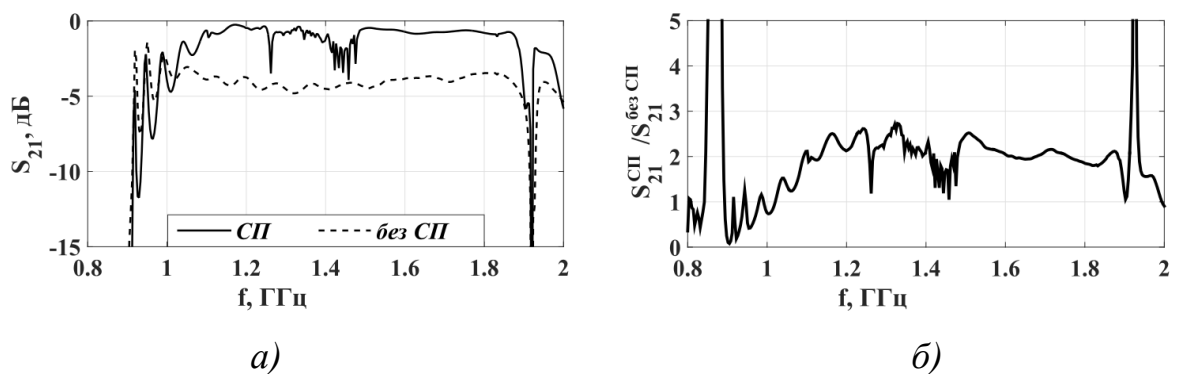


Рис. 4.7. Отримані шляхом експериментальних досліджень частотні залежності функції передавання S_{21} (а) та відносне значення покращення передавання $S_{21}^{СП} / S_{21}^{без СП}$ (б) енергії сигналів між розташованими на відстані $l = 90$ мм хвилеводами з та без використання СП зразку

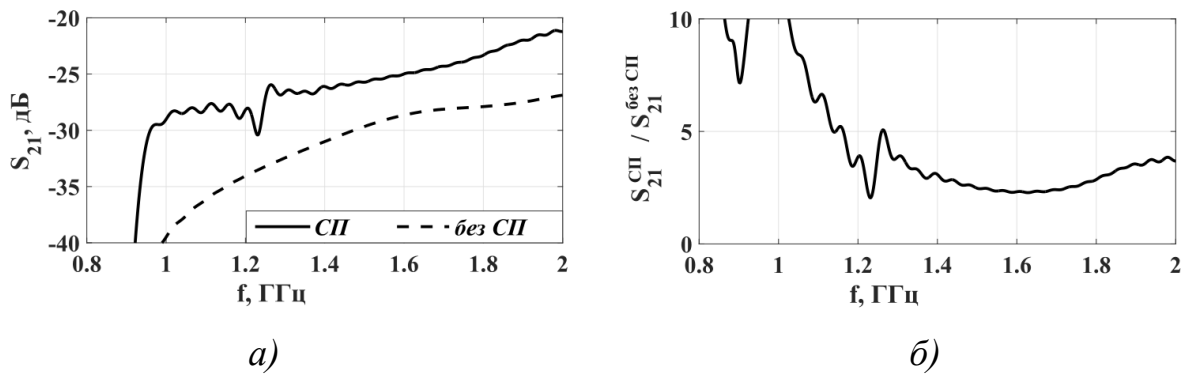


Рис. 4.8. Отримані шляхом комп'ютерного моделювання частотні залежності функції передавання S_{21} (а) та відносне значення покращення передавання $S_{21}^{\text{СП}} / S_{21}^{\text{без СП}}$ (б) енергії сигналів між розташованими на відстані $l = 90$ мм хвилеводами з та без використання СП зразку та вмонтованою металеву сіткою біля апертури вхідного хвилеводу

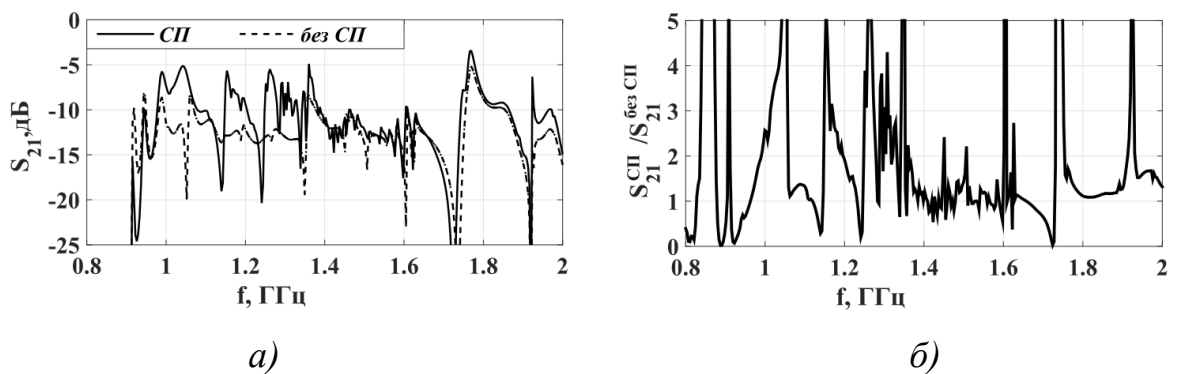


Рис. 4.9. Отримані шляхом експериментальних досліджень частотні залежності функції передавання S_{21} (а) та відносне значення покращення передавання $S_{21}^{\text{СП}} / S_{21}^{\text{без СП}}$ (б) енергії сигналів між розташованими на відстані $l = 90$ мм хвилеводами з та без використання СП зразку та вмонтованою металеву сіткою біля апертури вхідного хвилеводу

Ефект покращення широкопasmового передавання енергії ЕМ випромінювання за допомогою СП зберігається навіть у випадку продукування джерелом затухаючих хвиль. Із приведених на рис. 4.8-4.9 залежностей випливає, що існує суттєва відмінність між результатами отриманими шляхом моделювання та експериментальних досліджень. Це обумовлюється тим, що моделювання не повністю враховує всі фактори, що

мають місце в процесі передавання ЕМ хвиль між хвилеводами. У процесі моделювання вважалося, що стінки хвилеводів є джерелами випромінювання, як і у випадку розв'язання низки подібних задач. Підвищення якості розрахунків вимагають значного зростання витрат часу. Не зважаючи на це, результати моделювання підтверджують покращення ефективності передавання енергії ЕМ випромінювання при використанні СП у діапазоні частот 0,9...2 ГГц у 3, та у 2,24 шляхом експериментальних досліджень.

4.2.3. Експериментальні дослідження передавання енергії ЕМ поля через проміжок між двома хвилеводами у діапазоні до 12 ГГц

Слід очікувати, що при роботі хвилеводів у багатомодовому режимі ефективність процесу передавання ЕМ сигналів між хвилеводами буде більш ефективним у порівнянні з процесом їх передавання у одномодовому режимі.

Для підтвердження достовірності цього припущення було проведено експериментальні дослідження функцій передавання системи у діапазоні частот 0,9...12 ГГц, що забезпечує багатомодовий режим роботи використовуваних хвилеводів.

На рис. 4.8 та 4.9 приведено результати експериментальних досліджень процесу передавання ЕМ сигналів у діапазоні частот 0,9...12 ГГц. Режим інтерференції у досліджуваному частотному діапазоні призводить до появи великої кількості резонансів, що ускладнює візуальне представлення частотних залежностей функцій передавання S_{21} . Таким чином, було здійснено усереднення значень отриманих експериментальних залежностей функції передавання S_{21} за допомогою апроксимації кубічним поліномом (рис. 4.8б), в результаті чого значення покращення процесу передавання енергії ЕМ сигналів $\langle S_{21}^{СП} / S_{21}^{без СП} \rangle$ становило 3,78.

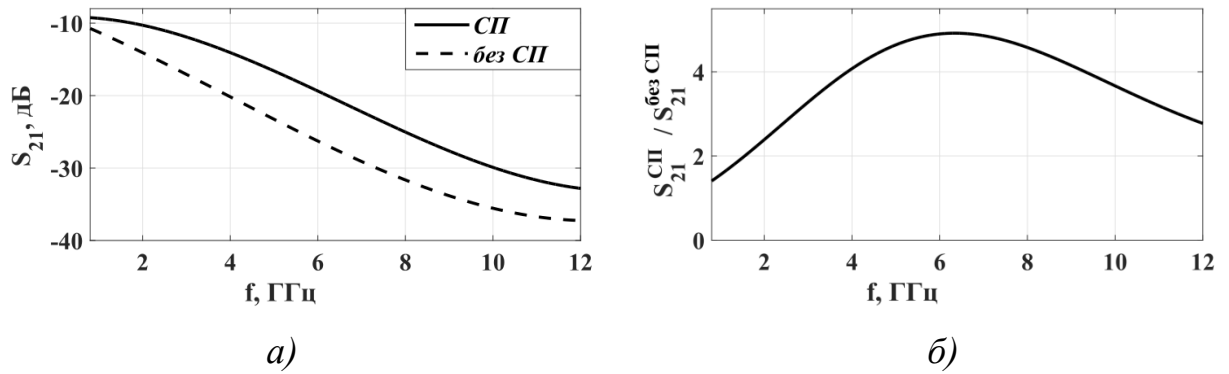


Рис. 4.8. Експериментально отримані частотні залежності функції передавання S_{21} системи хвильоводів при ЕМ випромінюванні у вільний простір та СП структуру (а) та відношення значень функцій передавання при вищезазначених умовах $S_{21}^{СП} / S_{21}^{\text{без СП}}$ (б)

У випадку наявності сітки, що спричиняє випромінювання затухаючих коливань вхідним хвильоводом, внесок СП структури у передавання енергії ЕМ сигналів є більш значним (рис. 4.9б), а при цьому $\langle S_{21}^{СП} / S_{21}^{\text{без СП}} \rangle = 4,44$. Результати досліджень у частотному діапазоні 0,9...12 ГГц корелюють з результатами отриманими для одномодового режиму хвильоводів, усереднене значення $S_{21}^{СП} / S_{21}^{\text{без СП}}$ слабо залежить від частоти.

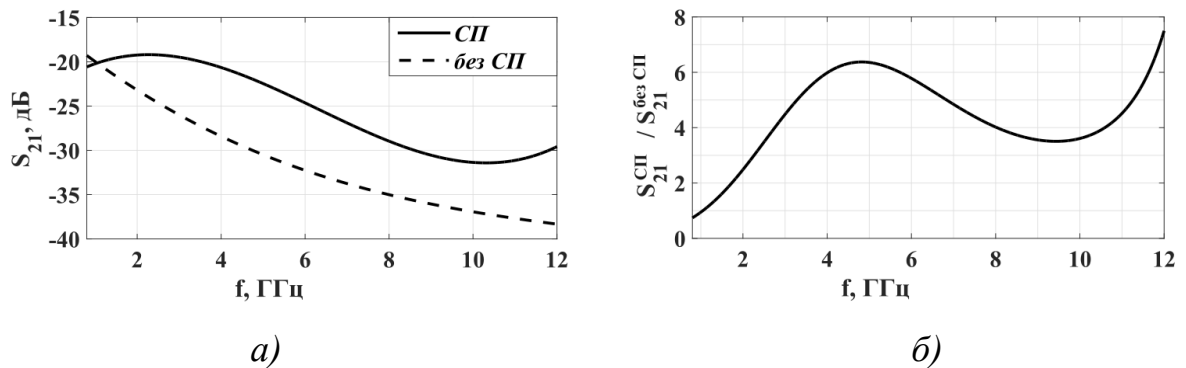


Рис. 4.9. Експериментально отримані частотні залежності функції передавання S_{21} системи хвильоводів з металеву сіткою при ЕМ випромінюванні у вільний простір та СП структуру (а) та відношення значень функцій передавання при вищезазначених умовах $S_{21}^{СП} / S_{21}^{\text{без СП}}$ (б)

4.3. Випромінювальна частина антенної системи з невпорядковано розміщеними провідниками

Застосування СП забезпечує підвищення ефективності покращення процесу випромінювання ЕМ сигналів продукованих півхвильовим електричним або магнітних диполями, що безконтактно вмонтовані між провідниками СП зразку [216-218]. Якісним показником оцінки ефективності випромінювання є так званий фактор Парсела $F_P = R_{СП}/R_{ВП}$ (де $R_{СП}$ – дійсна частина вхідного імпедансу диполя вмонтованого в СП структури, $R_{ВП}$ – дійсна частина вхідного імпедансу диполя при його випромінюванні у вільний простір) [222] введеним для резонаторів, що взаємодіють із дипольними джерелами [223].

Змінюючи конструктивні параметри СП метаструктури, можна досягти передавання ЕМ сигналів у широкому діапазоні частот зі значенням фактору Парсела 100...200 та 1000 для мікрохвильового та інфрачервоного діапазонів відповідно [216, 218], що є наслідком анізотропії СП зразку [215] та/чи його просторової дисперсії [218].

У роботах [216-218] введено поняття загального фактору Парсела F_P , що враховує потужність випромінювання із можливими втратами у структурі, та фактору Парсела випромінювання F_{PR} , що враховує тільки потужність випромінювання. У мікрохвильовому діапазоні втратами у алюмінієвих та мідних провідниках можна знехтувати та вважати, що загальний фактор Парсела та фактор Парсела випромінювання є рівними між собою та є набагато більшими одиниці.

Для збільшення частки енергії випромінюваної диполем вмонтованим в СП метаструктуру у [221] було запропоновано замінити середовище з паралельних провідників на середовище з провідників, що розходяться із впорядкованою та симетричною структурою (гіперлінза). В інтерфейсі блоку провідники утворюють масив рівновіддалених один відносно одного складових з подальшим розходженням під наперед заданим кутом відхилення. В [221] при математичному та чисельному моделюванні

вважалося, що такі структури представляли собою діелектричний купол рівномірно заповненими вольфрамівими нанопровідниками, що розходяться відносно центральної осі блоку.

У роботах [222-223] теоретично та експериментально встановлені режими, що забезпечують високі значення значення фактору Парсела випромінювання F_{PR} , використовуваних у мікрохвильовому та міліметровому частотному діапазонах, а також показана можливість заміни непрактичного, утвореного провідниками, напівсферичного куполу зменшеним у розмірах кінчним аналогом, сформованим провідниками різної довжини, які розходяться під одним кутом. При цьому значення фактор Парсела зменшився на незначну величину. Таким чином, використання провідників різної довжини для формування СП гіперлінз забезпечує можливість зменшення розмірів випромінювальних антен.

Для забезпечення випромінювання ЕМ сигналів у широкому діапазоні частот із застосуванням СП структур у антенних системах СВЧ діапазону нами запропоновано нова конструкція випромінювальних антен, що поєднує в собі переваги ВСП та гіперлінз (рис. 4.11в). Ідея полягає в тому, що в запропонованій конструкції провідники мають різні довжини та кути нахилу і неупорядковано розташовані у об'ємі фігури, що являє собою паралелепіпед, аналогічний ВСП структурі (НСП). Дослідження показали, що використання паралелепіпедної структури з рівними основами не впливає на ефективність широкосмугового випромінювання ЕМ хвиль у порівнянні з СП гіперлінзою, про що зазначалося в роботах [222-223].

4.3.1. Чисельне моделювання

А. СП структура з неупорядкованим розміщенням провідників (НСП)

У запропонованій структурі (рис. 4.11в) з неупорядкованим розміщенням провідників враховувалось, що відстань між центрами провідників в основі структури, як і для ВСП та СП гіперлінзи, визначалась із умови, що коефіцієнт заповнення $\pi(r/a)^2$ кінців провідників на їх нижній основі не повинен перевищувати 0,125 і становила $a = 10$ мм при радіусі

провідника $r = 0,5$ мм [214]. Довжина провідників та значення кутів їх розорієнтації відносно вертикальної осі Z вибирались таким чином, щоб їх вільні кінці не виходили за межі бічної поверхні та випромінювальної поверхні паралелепіпеда (рис. 4.11в) висотою $h = 30$ см та стороною основи $10a = 10$ см.

Очікується, що у НСП блоці роль СП гіперлінз можуть відігравати пучки сусідніх провідників, що розорієнтовані один відносно одного. Іншими словами, для будь-якого можливого розміщення джерела випромінювання структуру можна вважати як набір локальних гіперлінз, що сформовані сусідніми провідниками навколо джерела. Було зроблено припущення, що провідники гіперлінз, не відбиватимуть хвилі джерела, що спрямовуються до випромінюваної поверхні структури. Крім того, локальні гіперлінзи можуть захоплювати частину випромінювання джерела та спрямовувати його у напрямку випромінювальної поверхні.

Таким чином, слід очікувати, що множина локальних СП гіперлінз забезпечує збільшення кількості Фабрі-Перо резонансів на частотах, що є близькими одна до одної. Внаслідок чого можливе широкосмугове випромінювання цією структурою. Очевидно, що зі зменшенням регулярності структури забезпечується широкосмугове випромінювання.

Слід зауважити, що при цьому залишається відкритим питання можливості функціонування запропонованих НСП структур у СВЧ-діапазоні, а також залежності значень фактору Парсела F_{PR} НСП структури від кількості Фабрі-Перо резонансів.

Зростання ширини робочої смуги частот в одномодовому режимі супроводжується зменшенням величини резонансу. Проте, запропонована НСП структура є багатомодовою в порівнянні з ВСП структурою. Густина ЕМ станів неупорядкованої структури ймовірно є вищою, а локальні максимуми частотної залежності фактору Парсела взаємно підсилюються сусідніми резонансами, ширина та кількість яких збільшується завдяки запропонованій НСП структурі.

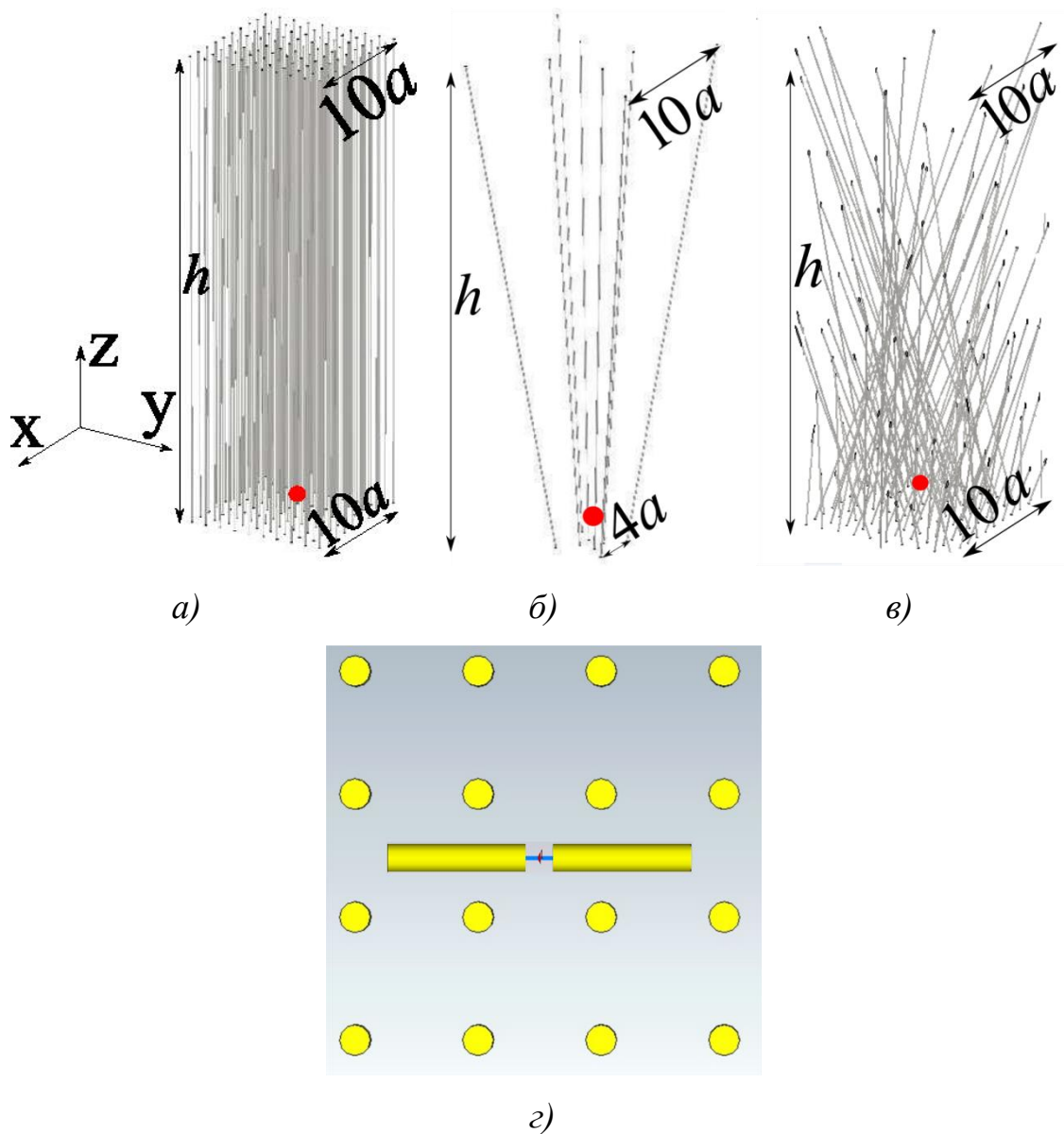


Рис. 4.11. СП метаструктури з паралельним (а), конічним (б) та неупорядкованим розміщенням провідників (в), де a – відстань між центрами провідників, h – висока структур, \bullet – місце розташування джерела сигналів у структурах; топологія фрагменту структури з розташуванням дипольного випромінювача відносно сусідніх провідників СП метаструктури (г)

У якості джерела вибрано провідникову дипольну антену орієнтовану вздовж осі X довжиною $l = 10$ мм та радіусом провідника диполя дорівнював $r_{\text{диполя}} = 0,25$ мм відповідно, що збуджувався синусоїдальним сигналом, частота якого змінювалась від 0,2 до 5 ГГц. При таких розмірах дипольної антени забезпечувався її мінімальний ємнісний зв'язок із СП зразками. У

цьому випадку ортогонально зорієнтований до диполя масив провідників не змінює його дипольного моменту [222]. Комп'ютерне моделювання проводилось у частотному діапазоні 0,2...5 ГГц у припущенні, що провідники є ідеальними. Тому вважалось, що загальний фактор Парсела є рівним фактору Парсела випромінювання $F_P = F_{PR}$.

У процесі моделювання диполь розташовувався на відстані 10 мм від основи структури та завжди знаходився у проміжку між чотирма сусідніми провідниками, поділяючи відстань між кінцями провідників навпіл (рис. 4.11з).

Для досліджуваної СП гіперлінзи (рис. 4.11б) позиція диполя була у центрі перерізу структури на відстані 10 мм від її основи. При цьому кількість кінців провідників у основі структури становила 4×4 провідники (рис. 4.11а).

Б. Результати моделювання

Імітаційне дослідження залежності фактору Парсела від частоти при різних позиціях розташування випромінювального диполя для ВСП та НСП структур проводилось у середовищі моделювання FEKO та CST Suite Studio з порівнянням отриманих результатів. Результати дослідження приведені на рис. 4.12. Із отриманих результатів випливає, що для всіх трьох структур мають місце піки залежностей показника фактору Парсела на частотах Фабрі-Перо резонансів.

Дослідження залежності фактору Парсела для ВСП та НСП проводились для дев'яти позицій розташування диполя у вищезазначених структурах. Отримані значення F_P для ВСП структури є більшими за теоретично розраховані на частотах Фабрі-Перо резонансів, в той час як на частотах між ними усереднене значення фактору Парсела $F_P^{BCII} = 1$. При цьому експериментально отримані значення фактору Парсела для ВСП структури є більшими за теоретично розраховані значення на частотах Фабрі-Перо резонансів.

На рис. 4.12а приведені розрахункові залежності фактору Парсела від частоти для ВСП структур нескінченної та заданої довжин $h = 30$ см. Розрахунок фактору Парсела для структури нескінченної довжини згідно виразу (4.1) [216].

$$F_P = \frac{3\pi}{(2ka)^2} \frac{\ln(1 + \pi/3) + 2 \ln\left(\frac{a}{2\pi r}\right)}{\ln\left(\frac{a}{2\pi r}\right) + \frac{\pi}{6}} \quad (4.1)$$

де a – відстань між центрами сусідніх провідників ВСП структури нескінченної довжини; r – значення радіус її провідників; $k = 2\pi f/c$ – хвильове число, де f – значення частоти збуджуючого сигналу, що в процесі дослідження змінювалось у діапазоні 0,2...5 ГГц; c – швидкість світла.

Усереднені значення фактору Парсела для досліджуваної структури з кінцевою довжиною отримувались шляхом усереднення його значень для дев'яти позицій. Із отриманої залежності випливає, що ВСП структура нескінченної довжини має неперервний експоненційно спадаючий спектр фактору Парсела, а значення фактору Парсела для структури з кінцевою довжиною на резонансних частотах є більшими, ніж для нескінченної структури у діапазоні частот від 0,2 до 4 ГГц (рис. 4.12). Для СП гіперлінзи має місце покращення значень фактору Парсела між резонансними частотами і знаходиться в межах від 10 до 3 у діапазоні частот від 0,2 до 4 ГГц (рис. 4.12). Спектр фактору Парсела для НСП структури вибраної конструкції є неперервним, що підтверджує раніше висунуте припущення.

За результатами моделювання НСП структури було встановлено, що найбільше значення фактору Парсела має місце у випадку розташування випромінювального диполя у перерізі структури площиною, що знаходиться на відстані 10 мм від її основи, з координатами його кінців (0; -0,5) та (0; -1,5) (початок системи координат співпадає із центром перерізу). Найменше значення фактору Парсела мало місце при розташуванні диполя у позиції з координатами його кінців (-1; 1,5) та (-1; 0,5). На рис. 4.13 приведені частотні залежності фактору Парсела для НСП структури при розташуванні

випромінювального диполя на позиціях з найбільшого та найменшого значень фактору Парсела і їх усереднене значення по дев'яти позиціях.

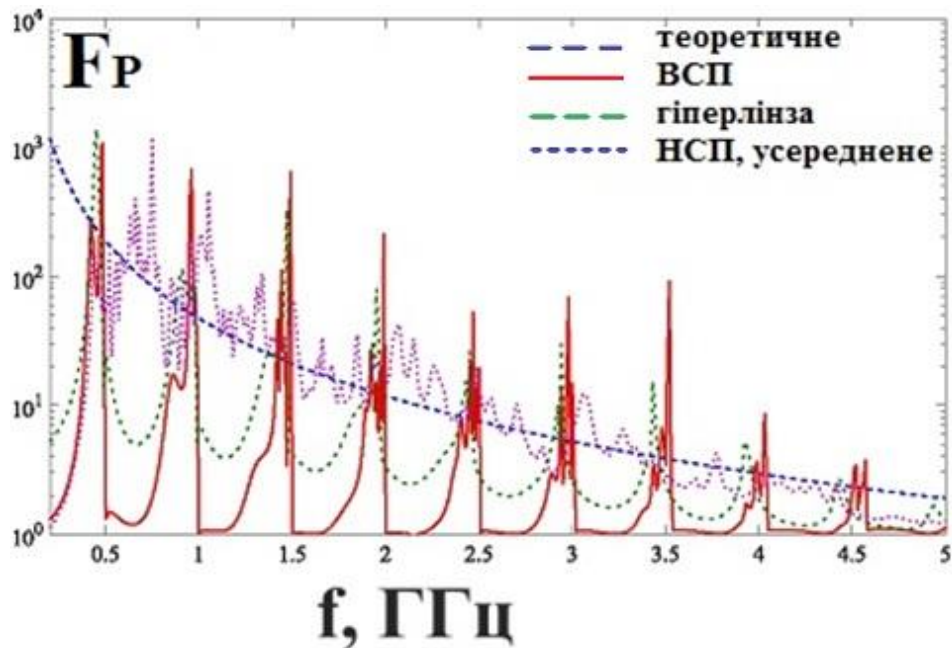


Рис. 4.12. Частотна залежність фактору Парсела для теоретично розрахованої ВСП нескінченної довжини, досліджуваної ВСП, гіперлінзи та НСП

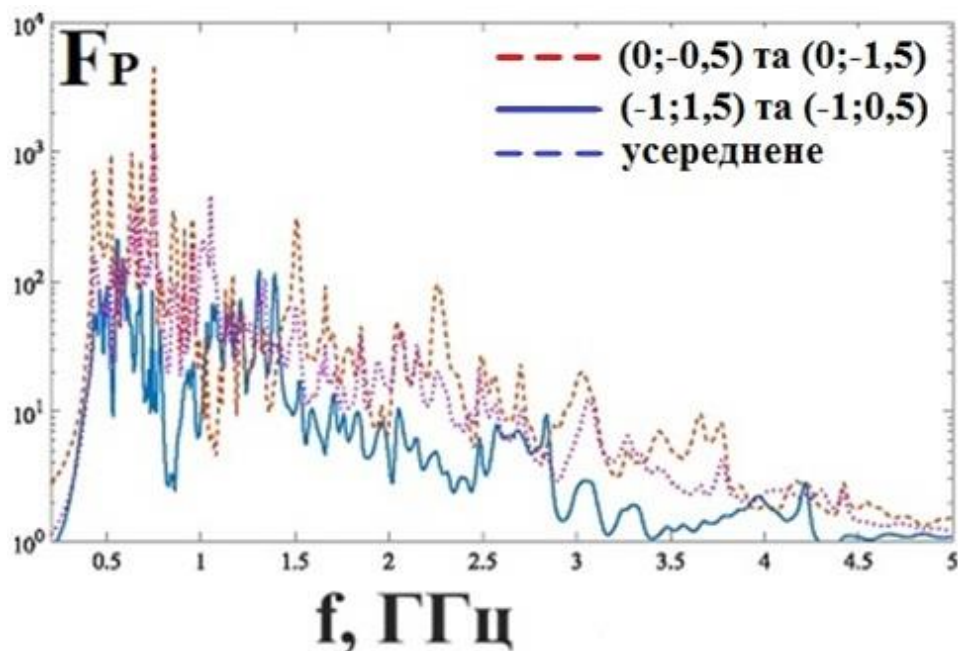


Рис. 4.13. Частотні залежності фактору Парсела для НСП структури при розташування диполя на позиціях з координатами його кінців (0; -0,5) і (0;-1,5) з максимальною та (-1; 1,5) і (-1; 0,5) з мінімальною потужність випромінювання, а також усередненого значення фактору Парсела за дев'ятьма позиціями розташування диполя

Із отриманих залежностей можна зробити висновок, що НСП структура має неперервний та більш рівномірний спектр випромінювання у діапазоні частот 0,2...5 ГГц.

Слідуючи отриманим значенням частот Фабрі-Перо резонансів на рис. 4.12 шляхом комп'ютерного моделювання були отримані розподіли напруженості електричного поля ВСП структури при збудженні дипольного випромінювача синусоїдальним сигналом зі значенням частот 1,7 та 1,99 ГГц Фабрі-Перо мінімуму та максимуму відповідно. Із розподілів видно, що на частоті 1,7 ГГц електричне поле зосереджене навколо диполя, що унеможлиблює випромінювання сигналів ВСП структурою в цілому. На частоті Фабрі-Перо резонансу 1,99 ГГц досліджувана структура інтенсивно випромінює ЕМ хвилі, що пояснюється узгодженістю імпедансів верхньої та нижньої поверхонь ВСП зразку із імпедансом вільного простору.

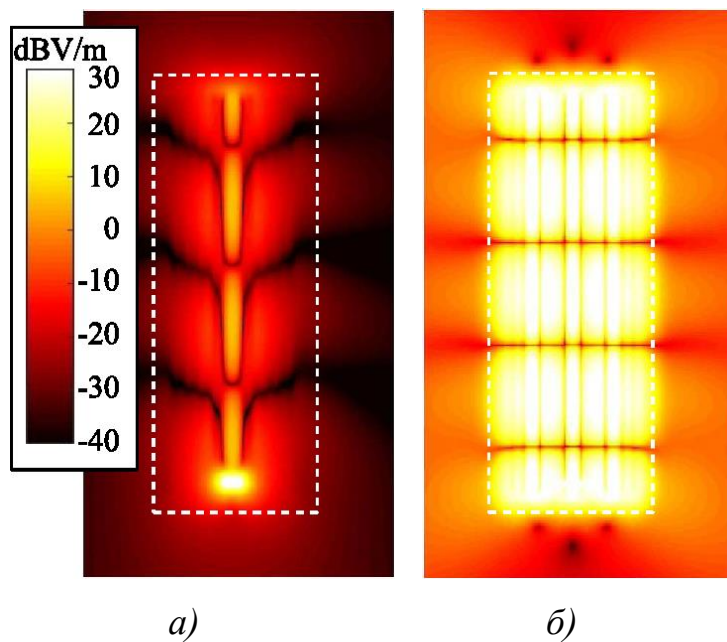


Рис. 4.14. Отримані в результаті моделювання розподіли напруженості електричного поля у перерізі структури площиною, паралельною площині XZ, що знаходиться на відстані 50 мм: на частоті збудження дипольного випромінювача 1,70 ГГц - Фабрі-Перо мінімум (а) та 1,99 ГГц - Фабрі-Перо максимум резонанс (б). Пунктирна лінія позначає контури зразків

Розподіли напруженості електричного поля НСП структури при розміщенні дипольного випромінювача на позиції із найгіршим значенням фактору Парсела на частотах 1,89 ГГц та 1,96 ГГц, що відповідає локальному мінімуму та локальному максимуму відповідно, приведені на рис. 4.15. Поняття локальних мінімуму та максимуму у даному випадку є досить умовним, оскільки спектр фактору Парсела є майже рівномірний. Тому значення частоти локального максимуму вибирались серед піків на частотній залежності Фактору Парсела, а значення частоти, що відповідає локальному мінімуму, відповідає найменшому значенню сусіднього мінімуму залежності. Оскільки різниця між значеннями фактору Парсела мінімуму та максимуму на є значною, то інтенсивність розподілів напруженості електричного поля на рис. 4.15а та б майже непомітна.

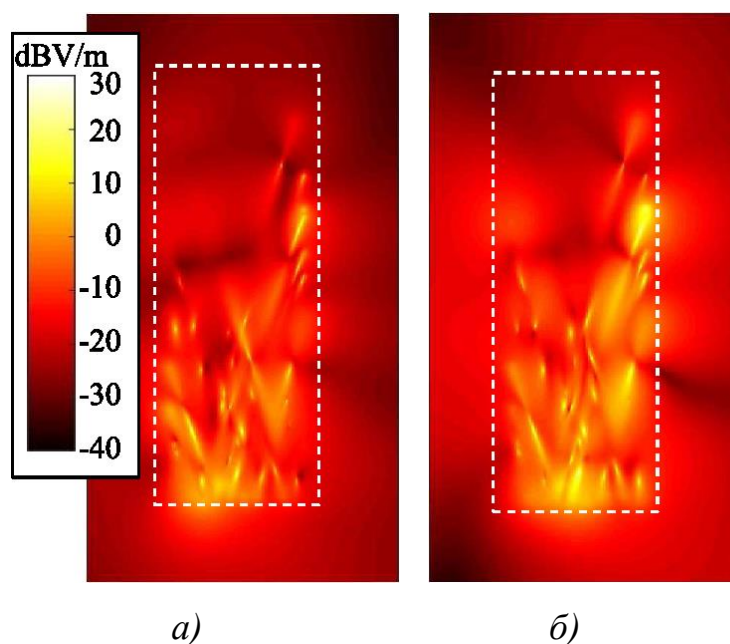


Рис. 4.15. Отримані в результаті моделювання розподіли напруженості електричного поля у перерізі структури площиною, паралельною площині XZ, що включає в себе позицію розташування диполя з найгіршим значенням фактору Парсела на частоті 1,89 ГГц (локальний мінімум) (а) та 1,96 ГГц (локальний максимум) (б)

При розміщенні дипольного випромінювача у положенні із найкращим значенням фактору Парсела НСП структура випромінює ЕМ хвилі у вільний

простір, що підтверджує ефект локального гіперлінзування та корелює із вищевисунутими припущеннями.

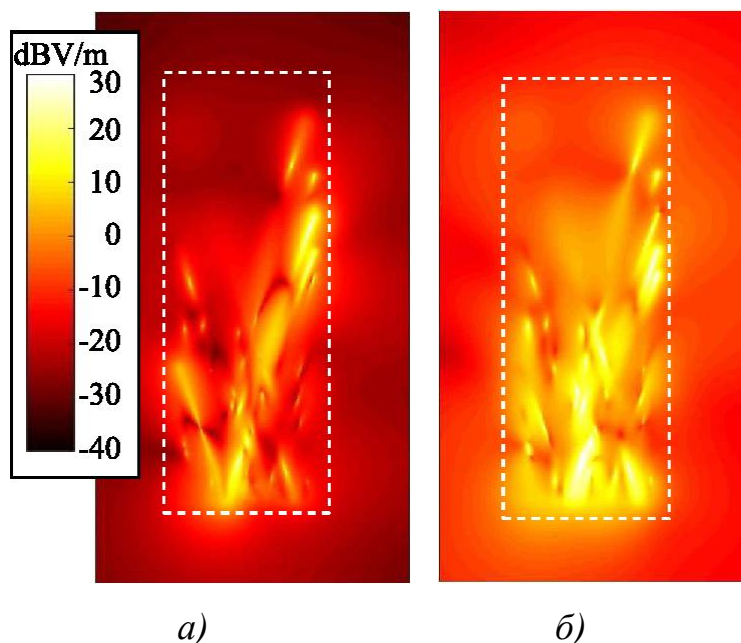


Рис. 4.16. Отримані в результаті моделювання розподіли напруженості електричного поля у перерізі структури площиною, паралельною площині XZ, що включає в себе позицію розташування диполя з найкращим значенням фактору Парсела на частоті 1,36 ГГц (локальний мінімум) (а) та 1,54 ГГц (локальний максимум) (б)

Усереднені значення ефекту Парсела для досліджуваних метаструктур зведні у таблицю 4.1.

Таблиця 4.1.

Усереднені значення фактору Парсела для ВСП, СП гіперлінзт та НСП

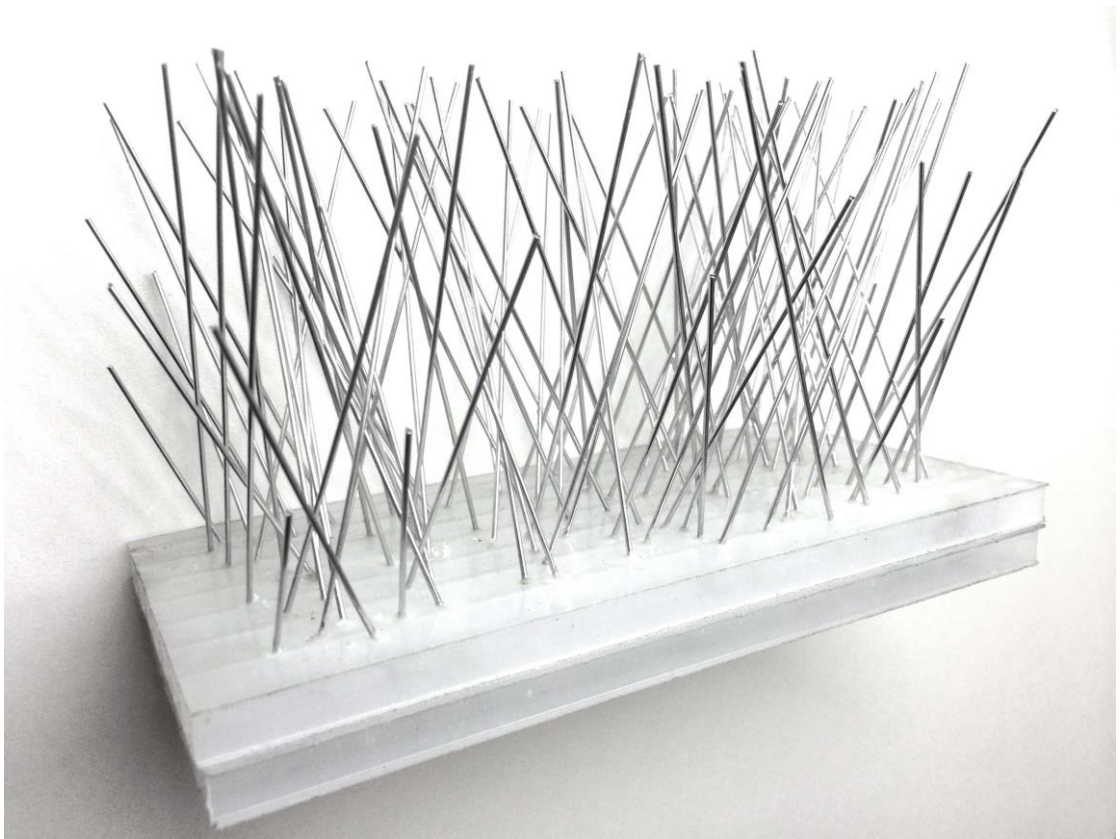
F_P для діапазону частот 0,2...5 ГГц	Значення
$F_P^{СП}$, теоретичне	46,98
$F_P^{НСП} (0; -0,5)$ і $(0; -1,5)$	54,42
$F_P^{НСП} (-1; 1,5)$ і $(-1; 0,5)$	11,38
$F_P^{НСП}$, усереднене значення	28,51
$F_P^{ВСП}$	12,72
$F_P^{ГЛ}$	16,31

Видно, що використання НСП структури забезпечує у декілька разів краще випромінювання ЕМ сигналів в порівнянні із ВСП та СП гіперлінзою, а при розміщенні диполя на позиції з максимальною потужністю випромінювання середнє значення фактору Парсела НСП структури є більшим, ніж теоретично розраховане значення для ВСП структури нескінченної довжини.

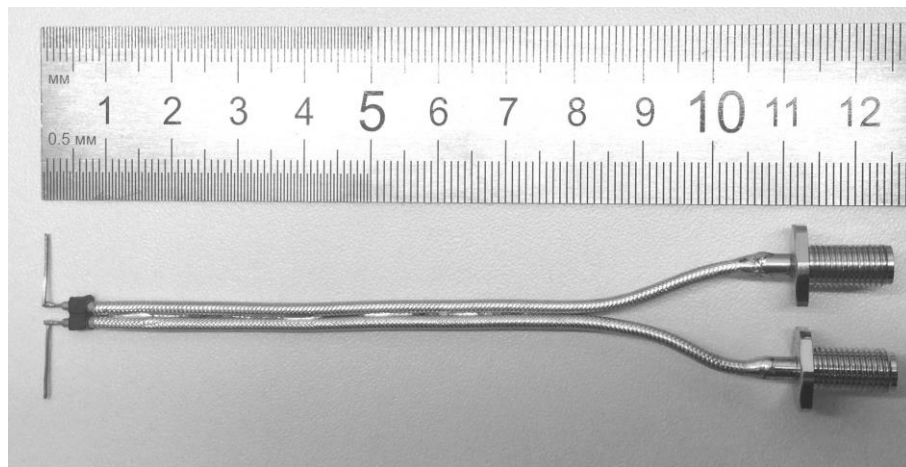
4.3.2. Експериментальні дослідження

А. Фактор Парсела для ЕМ хвиль випромінювання ВСП та НСП

Досліджувана НСП структура виготовлялась із алюмінієвих провідників радіусом 0,5 мм, періодом 10 мм та довжиною 10 см, та розмірністю масиву 15×7 провідників відхилених від осі Z на кут $\alpha = 20^\circ$ з довільним обертанням кожного провідника відносно напрямку нормалі таким чином, щоб усунути електричні контакти між ними. Плечі дипольного випромінювача виготовлялись із мідного провідника довжиною 12,5 мм з проміжком між ними рівним 2,5 мм (рис. 4.17б). З метою уникнення паразитного ємнісного зв'язку диполя з НСП та забезпечення його збудження у широкому діапазоні частот застосовувався метод, що описаний у [222]. Метод базується на використанні спеціального обладнання, що дозволяло спарувати фізичні коаксіальні порти у один логічний симетричний порт за допомогою режиму Balances/Unbalanced. Це забезпечувало можливість реалізації двопровідної лінії живлення диполя, зовнішні екрани яких спаяні між собою та створюють загальне екранування лінії живлення [222].



a)



б)

Рис. 4.17. Експериментальний НСП зразок (*a*) та півхвильова дипольна антена (*б*)

У процесі експериментальних досліджень дипольний випромінювач розташовувався у площині перерізу паралельній площині ХУ ВСП структури на відстані 5 мм від основи структури та завжди знаходився у проміжку між

чотирма сусідніми провідниками, поділяючи відстань між кінцями провідників навпіл.

В отриманих залежностях фактору Парсела для ВСП метаструктури спостерігаються дві ділянки Фабрі-Перо резонансів з центральними частотами рівними 2,7 та 4,3 ГГц, що відповідають довжинам хвиль приблизно рівним довжині та $2/3$ довжини провідників ВСП структури відповідно (рис. 4.18а). При значенні частот, що виходять за межі Фабрі-Перо резонансів, значення фактору Парсела є близьким до одиниці, що корелює з результатами моделювання.

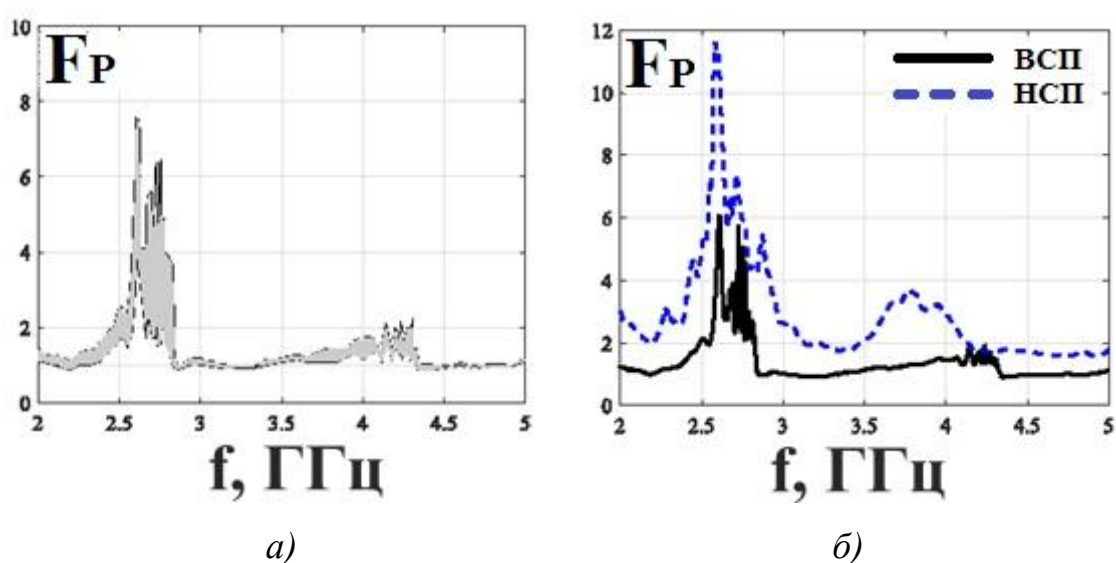


Рис. 4.18. Залежність значення величини фактору Парсела F_p від частоти: а) для всіх позицій та орієнтацій джерела у площині ХУ ВСП зразку на глибині 5 мм; б) усереднена експериментально виміряна залежність для ВСП та НСП структур

Усереднені експериментальні криві залежностей фактору Парсела для досліджуваних ВСП та НСП структур приведені на рис. 4.18б. Слід зауважити, що незважаючи на подібність спектральних кривих отриманих для обох структур, ширини резонансних кривих є більшою, а значення фактору Парсела у діапазоні 2...5 ГГц перевищує одиницю ($F_p > 1$). Очевидно, що покращення ефективності випромінювання та розширення діапазону робочих частот з використанням НСП зразку в порівнянні з ВСП

структурою, є наслідком підвищеної щільності мод для зразку з непорядкованим розміщенням провідників. Поза резонансними смугами $F_p^{НСП} \approx 2$.

Середнє значення величини фактору Парсела становило $F_p^{ВСП} = 1,37$ та $F_p^{НСП} = 2,88$ для ВСП та НСП структур відповідно, тобто використання НСП структур як блоку випромінювання ЕМ хвиль є вдвічі ефективнішим в порівнянні ВПС структурою.

НСП структури по ефективності є порівнянними з СП гіперлінзами, але частотні залежності фактору Парсела для НСП структур мають значно меншу кількість резонансів у досліджуваному діапазоні частот. Таким чином, запропонована НСП структура забезпечує таку ж ефективність випромінювання як і СП гіперлінза, не зважаючи на плоску поверхню випромінювання.

Б. Підвищення ефективності затухаючого випромінювання за допомогою НСП метаструктур

Затухання випромінювання хвилеводу забезпечувалось встановленням на його апертуру індуктивних діафрагм зі щілинами 2; 10 та 20 мм (рис.4.19), що відбиває генероване диполем хвилеводу ЕМ випромінювання. В цьому випадку, кожен елемент апертури представляє собою окреме джерело Гюйгенса - пару уявних електричного та магнітного диполів.

Якщо у хвилевід з індуктивною діафрагмою вмонтувати ВСП або НСП структури (рис. 4.20), то слід очікувати підвищення ефективності затухаючого випромінювання, за рахунок збільшення опору навантаження.

Для експериментальних досліджень використовувався прямокутний хвилевід з довжиною 1124 мм. Індуктивна діафрагма розміщувалась на глибині 10 мм від апертури хвилеводу (рис. 4.19б), що становить $1/40 \dots 1/20$ довжини хвилі випромінюваних диполем хвилеводу. Дослідження проводились для індуктивних діафрагм шириною щілини $g_{щілини} = 2; 10$ та 20 мм. НСП та ВСП структури вмонтовувались у хвилевід таким чином, що область їх перекриття з хвилеводом становила 8 мм.

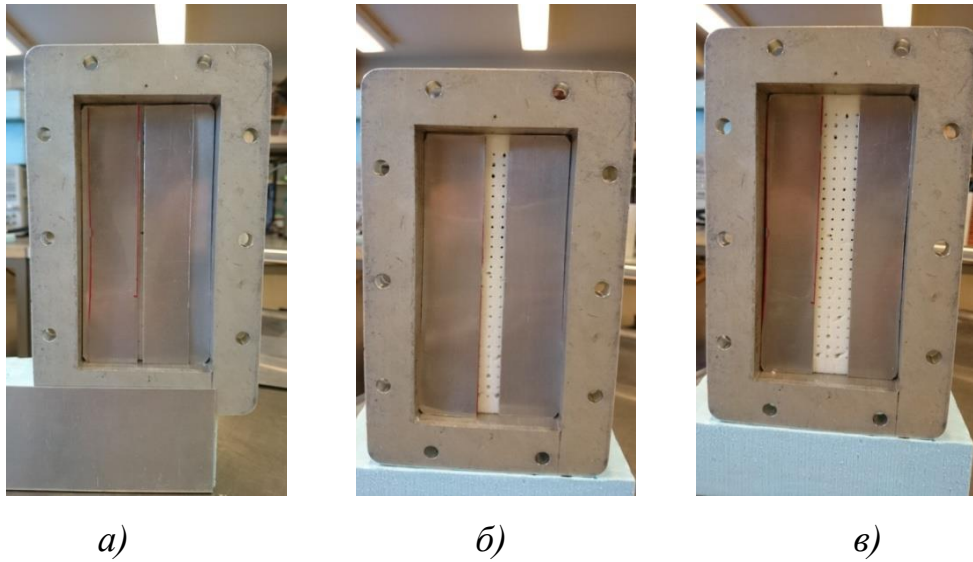
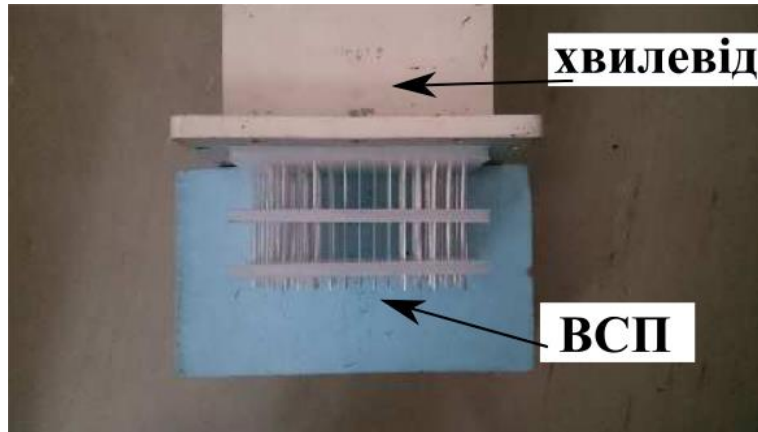
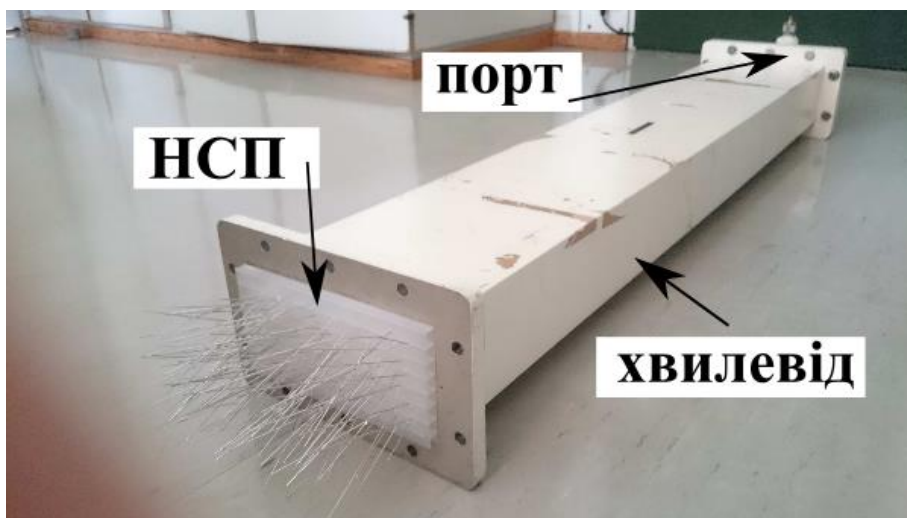


Рис. 4.19. Встановлені всередину відкритого кінця хвилеводу індуктивні діафрагми при значеннях прорізу: a – 2 мм, b – 10 мм, v – 20 мм



a)



b)

Рис. 4.19. Експериментальні зразки хвилеводів із вмонтованими ВСП (a) та НСП (b) метаструктурами

Експериментальним шляхом було визначено комплексне значення коефіцієнту відбивання S_{11} навантаженого індуктивною діафрагмою хвилеводу без наявності ВСП і НСП метаструктур та з їх застосуванням. На рис. 4.21 приведені експериментальні результати коефіцієнту відбивання та чисельні результати активної та реактивної складових вхідного опору навантаження апертури хвилеводу зі щілиною діафрагми $g_{\text{прорізу}} = 10$ мм. Із отриманих результатів випливає, що значення коефіцієнту відбивання хвилеводу без застосування СП структур коливається відносно рівня -5 дБ у досліджуваному діапазоні частот.

Використання ВСП зразку призводить до появи двох резонансів на частотах 1,04 та 1,17 ГГц. Покращення ефективності ЕМ випромінювання у діапазоні частот 1,08...1,46 ГГц було досягнуто шляхом використання НСП структури.

За допомогою отриманих експериментальним шляхом значень коефіцієнту відбивання S_{11} відповідно до співвідношення (4.2), були отримані частотні залежності вхідного імпедансу навантаженого хвилеводу $Z_{\text{ВХ}}$ [223].

$$Z_{\text{ВХ}} = Z_0 \frac{1 + S_{11}}{1 - S_{11}} \quad (4.2)$$

де S_{11} – значення коефіцієнту відбивання хвилеводу та Z_0 – характеристичний імпеданс, що виражається співвідношенням:

$$Z_0 = \frac{\eta k}{\beta} = \frac{\eta k}{\sqrt{k^2 - \left(\frac{\pi}{a}\right)^2}} \quad (4.3)$$

де β – фазова постійна комплексної постійної поширення ТЕ хвилі; $\eta = 120\pi \approx 377$ Ом – імпеданс вільного простору; $a = 164$ мм – довжина діафрагми; $k = 2\pi f/c$ – хвильове число, де f – значення частоти досліджуваного діапазону, c – швидкість світла.

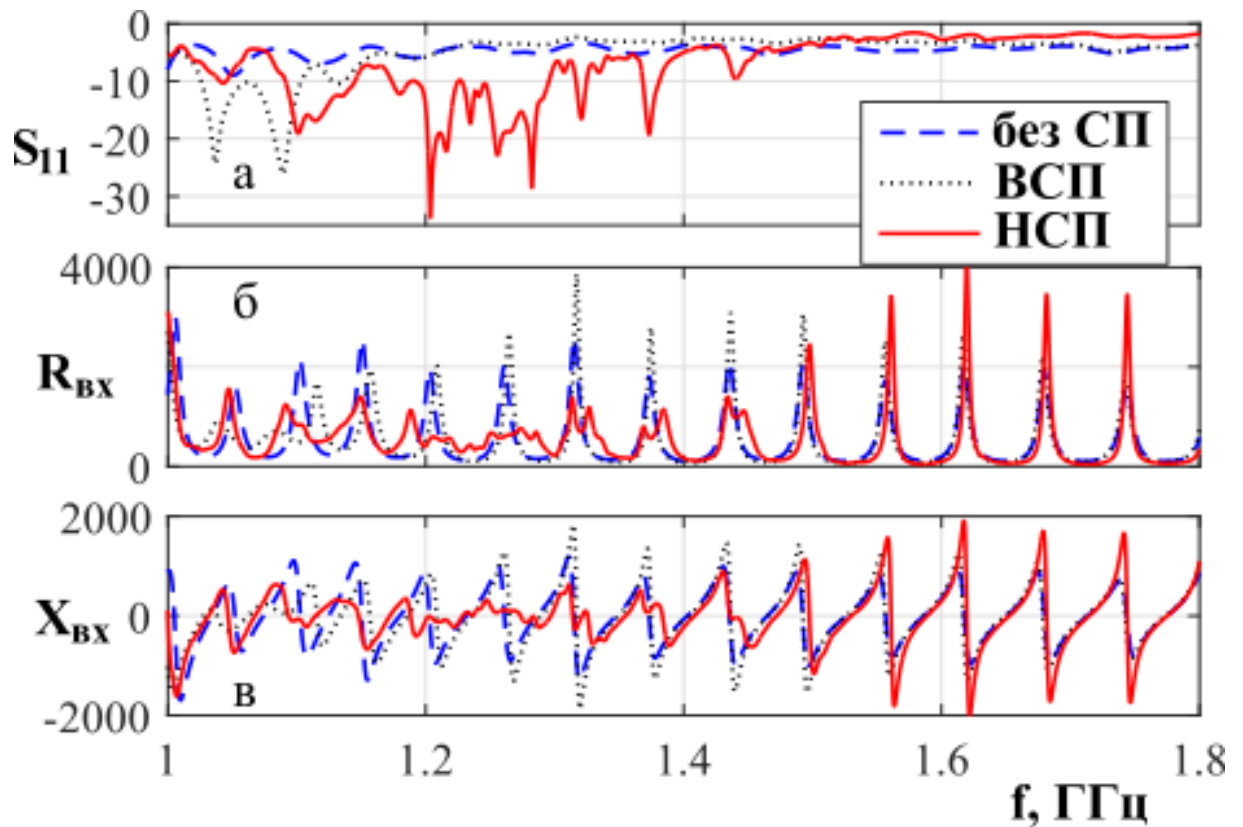


Рис. 4.21. Експериментально отримані залежності коефіцієнту відбивання (а), активної (б) та реактивної (в) складових вхідного опору навантаженої індуктивною діафрагмою апертури

За допомогою отриманих значень вхідного імпедансу відповідно до співвідношення (4.3) отримано частотні залежності активної та реактивної складових імпедансу навантаження при випромінюванні хвиль апертурою хвилеводу у вільний простір та при використанні ВСП та НСП структур (рис. 4.22).

$$Z_H = Z_0 \frac{Z_{ВХ} - jZ_0 \operatorname{tg}(\beta l)}{Z_0 - jZ_{ВХ} \operatorname{tg}(\beta l)} \quad (4.4)$$

де $l = 1124$ мм – довжина хвилеводу.

Виділені сірим кольором діапазони частотної залежності активної складової R_H імпедансу навантаження перекривають діапазони частот, де мають місце власні резонанси системи при випромінюванні сигналів у вільний простір (рис. 4.22а). У цих діапазонах неможливо точно стверджувати про ефективність випромінювання ВСП та НСП структурою. З

іншої сторони випромінювання досліджуваними ВСП та НСП метаструктурами відбуватиметься на частотах, де значення R_H перевищують імпедансу вільного простору ($R_H > 377$ Ом). Значення деяких резонансних частот навантаженого СП структурами хвилеводу співпадають з теоретично значеннями резонансів в одномодовому режимі. Інші резонанси пояснюються багатомодовим режимом, що виникає у просторі між діафрагмою та апертурою хвилеводу, та пояснюється наявними резонансами реактивної складовою імпедансу навантаження X_H (рис. 4.22б).

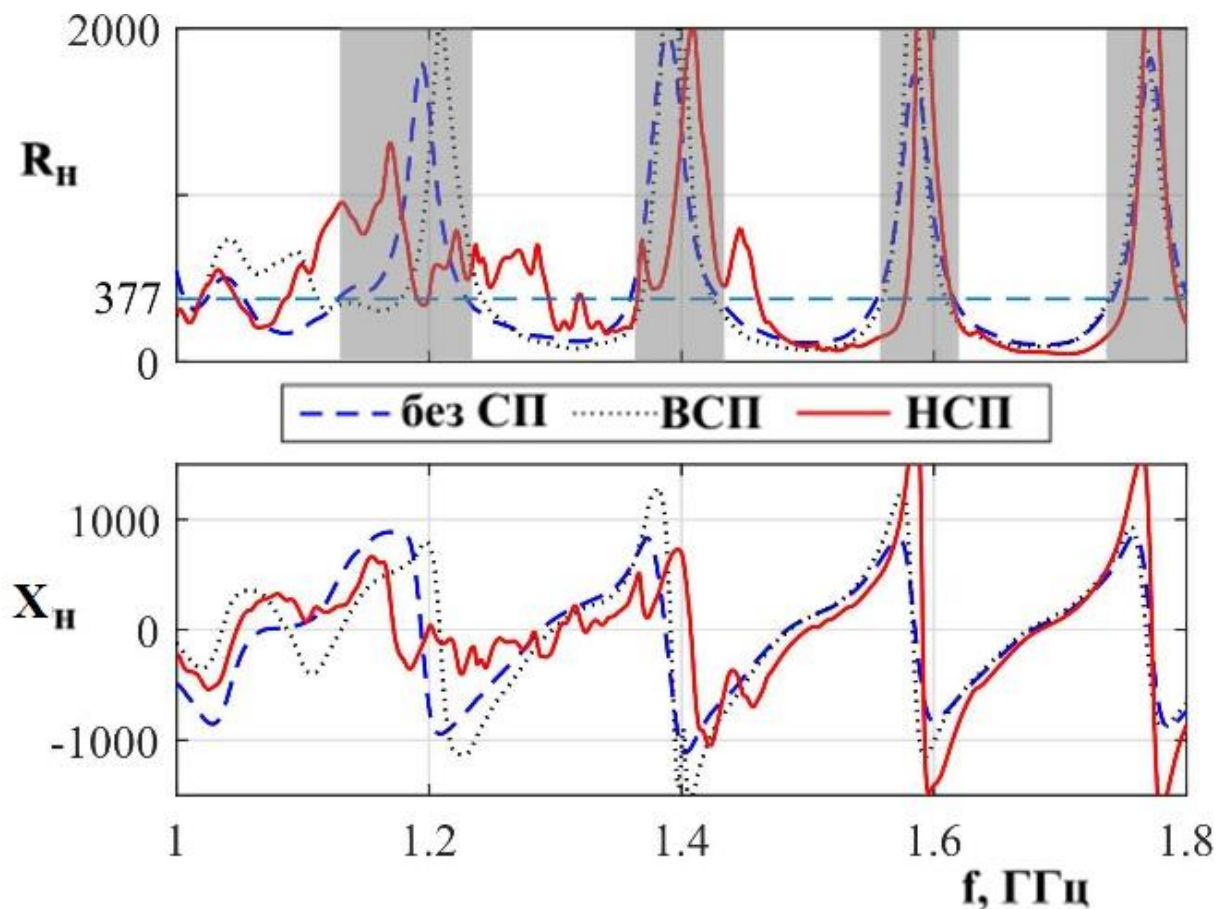


Рис. 4.22. Частотні залежності значень активної (а) та реактивної (б) складових опору випромінювання

З рис. 4.22а видно, що у діапазоні 1,23-1,34 ГГц значення $R_H^{НСП}$ близькі до 450 Ом, тоді як для обох інших випадків $R_H^{ВП}$ та $R_H^{ВСП}$ є меншими, ніж значення імпедансу вільного простору. Результати, отримані для двох інших значень $g_{щільни} = 2$ та 20 мм, є подібними та підтверджують покращення

ефективності процесу випромінювання НСП метаструктурою у широкому діапазоні частот.

Висновки до четвертого розділу

1. Досліджено структуру, що складається із паралельно розташованих провідників для передавання ЕМ сигналів у широкому діапазоні частот 0,9...12 ГГц шляхом забезпечення двох шарів перекриття хвилеводів із СП структурою. За допомогою комп'ютерного моделювання та експериментальних досліджень досягнуто покращення ефективності передавання енергії сигналів між двома хвилеводами хвилеводами у 2 та 3,78 рази у діапазонах частот 0,9...2 ГГц (одномодовий режим роботи хвилеводів) та 0,9...12 ГГц (багатомодовий режим роботи хвилеводів) відповідно.

2. Виявлено, що застосування структура із паралельно розташованих провідників є неефективною для випромінювання ЕМ сигналів у широкому діапазоні частот та забезпечує випромінювання тільки на частотах Фабрі-Перо резонансів, в той час як СП гіперлінзи характеризуються покращеними значеннями фактору Парсела між резонансними частотами.

3. Запропоновано використання метаструктури з паралельно розміщених металевих провідників для покращення ефективності передавання ЕМ сигналів у широкому діапазоні частот. Шляхом комп'ютерного моделювання встановлено, що спектр фактору Парсела запропонованої структури є неперервним та рівномірним у діапазоні частот 0,2...5 ГГц у порівнянні із ВСП структурою та СП гіперлінзою.

4. Експериментально встановлено, що запропонована структура дозволяє розширити діапазон робочих частот дипольного випромінювача із довжиною плеча 12,5 мм від 2 до 5 ГГц та забезпечують широкосмугове випромінювання набору затухаючих ЕМ сигналів у діапазоні частот 1,08...1,46 ГГц. Це уможливорює їх використання у системах зв'язку, що функціонують у широкому діапазоні частот.

5. Отримані результати дозволяють використовувати досліджувані структури для випромінювання широкосмугових сигналів у вільний простір та уможлиблює їх застосування для систем прихованого передавання інформації з використанням детерміновано хаотичних сигналів та засобів багатокористувальницького зв'язку.

ВИСНОВКИ ДО ДИСЕРТАЦІЙНОЇ РОБОТИ

1. На основі аналізу переваг та недоліків існуючих систем з використанням повної синхронізації хаосу проведено модифікацію схеми хаотичного маскуванню для прихованого передавання цифрової даних. Модифікована схема характеризується підвищеною стійкістю до впливу шумів та завад у порівнянні з існуючими схемами хаотичного маскуванню за рахунок передавання інформації у цифровому вигляді. Оскільки синхронізація встановлюється одноразово на початку передавання та підтримується безперервно на протязі всього сеансу ведучим генератором передавача, то швидкість передавання модифікованої схеми є більшою у порівнянні з використанням схеми перемикання хаотичних режимів.

2. Запропоновано два варіанти схем передавання: з поданням інформаційних бітів синусоїдальними та хаотичними сигналами відповідно. Використання другого варіанту є конструктивно вигіднішим за рахунок зменшення масогабаритних розмірів схеми передавача, що забезпечується можливістю ефективного використання обох хаотичних сигналів схеми Чуа.

3. За результатами аналізу спектральних та статистичних характеристик проведена оцінка допустимих значень амплітуди та частоти гармонічного сигналу і потужності хаотичних коливань, що використовуються для подання інформаційних бітів повідомлення. Показано, що система ефективно працює при значеннях співвідношень потужностей маскувального та гармонічного/хаотичного сигналів не менше 18 дБ та при значеннях частоти гармонічного сигналу близьких до верхньої частоти маскувального хаотичного коливання.

4. Оцінки коефіцієнту кореляції адитивних сигналів та сигналів, що використовуються для подання інформаційних бітів повідомлення, а також розподілів їх густин ймовірності показали задовільний рівень прихованості інформації у каналі зв'язку модифікованої схеми передавання.

5. Дослідження завадостійкості модифікованої системи зв'язку показали, що використання хаотичного сигналу для представлення

інформаційних бітів повідомлення забезпечує набагато менше значення ймовірності помилкового біту в порівнянні із схемою перемикачів хаотичних режимів, починаючи зі значень співвідношень сигнал/шум більше 5 дБ.

6. Запропоновано та експериментально реалізовано модифікацію схеми Чуа шляхом пропорційної зміни значень ємностей та індуктивності елементів схеми, що забезпечує розширення спектральних характеристик генерованих нею хаотичних сигналів до 700 кГц.

7. Проведено модифікацію генератора Колпітца на біполярному транзисторі шляхом додавання ще одного реактивного елементу, що забезпечує генерування хаотичних сигналів у діапазоні частот до 160 МГц зі статистичними характеристиками – математичним сподіванням, дисперсією, асиметрією та ексцесом ($\mu = 0$, $\sigma = 0,99$, $A = 0,1$ та $E = 0,25$), що є близькими до відповідних характеристик шумів.

8. Запропоновано використання метаструктури з паралельно розміщених металевих провідників для покращення ефективності передавання ЕМ сигналів у широкому діапазоні частот. Шляхом комп'ютерного моделювання та експериментальних досліджень показано, що запропонована метаструктура дозволяє покращити ефективність передавання сигналів між хвилеводами у 2 та 3,78 рази у діапазонах частот 0,9...2 ГГц (одномодовий режим роботи хвилеводів) та 0,9...12 ГГц (багатомодовий режим роботи хвилеводів), відповідно.

9. Запропоновано та експериментально реалізовано метаструктуру з неупорядковано розміщених провідників, що може бути використана у передавальній частині антенних систем. Експериментально встановлено, що запропонована структура дозволяє розширити діапазон робочих частот дипольного випромінювача із довжиною плеча 12,5 мм від 2 до 5 ГГц та забезпечує широкосмугове випромінювання набору затухаючих ЕМ сигналів у діапазоні частот 1,08...1,46 ГГц. Це уможливорює її використання у системах зв'язку, що функціонують у широкому діапазоні частот.

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Варакин Л.Е. Системы связи с шумоподобными сигналами / Л.Е. Варакин. – М.: Радио и связь, 1985. - 384 с.
2. Дмитриев А.С. Динамический хаос: новые носители информации для систем связи / А.С. Дмитриев, А.И. Панас. – М. : Издательство Физико–математической литературы, 2002. – 252 с.
3. Jovic B. Synchronization Techniques for Chaotic Communication Systems / B. Jovic. - New York : Springer,, 2011. - 345 p.
4. Lau F.C.M. Chaos-Based Digital Communication Systems: Operating Principles, Analysis Methods and Performance Evaluation / F.C.M.Lau, C.K.Tse.- Springer-Verlag Berlin Heidelberg New York, 2003.- 228 p.
5. Digital Communications Using Chaos and Nonlinear Dynamics / [Editors: L.E. Larson, J. M. Liu, L.S. Tsimring]. – New York : Springer, 2006. – 382 p.
6. Theory and Phenomena of Metamaterials / [Edited by Filippo Capolino]. – Taylor and Francis Group, LLC, 2009.- 926 p.
7. Ziolkowski R. W., Erentok A. Metamaterial-Based Efficient Electrically Small Antennas / R. W. Ziolkowski, A. Erentok // IEEE Transactions on Antennas and Propagation.- July 2006.- vol. 54.- No. 7.- P.2113–2130.
8. Joshi J.G. etamaterial Loaded Antennas for Wireless Communication / J.G. Joshi, P.Sh. Sundar. – LAP Lambert Academic Publishing, 2014.- 284p.
9. Пиковский А.С. Синхронизация. Фундаментальное нелинейное явление / А.С. Пиковский, М.Г. Роземблюм, Ю. Куртс. – М. : Техносфера, 2003. –496 с.
10. Gonzales-Miranda J.M. Synchronization and Control of Chaos: an Introduction for Scientists and Engineers / J.M. Gonzales-Miranda.- London Imperial College Press, 2004.- 212p.
11. Слюсар В. Метаматериалы в антенной технике: основные принципы и результаты / В. Слюсар // Первая миля.- 2010.- №. 3.- с. 44–60.

12. Слюсар В. Метаматериалы в антенной технике: история и основные принципы / В. Слюсар // ЭЛЕКТРОНИКА:НТБ.-2009.-№.7.-с.70–79.
13. Слюсар В. Метаматериалы в конструкциях антенн / В. Слюсар // ЭЛЕКТРОНИКА:НТБ.- 2009.- №.8.- с. 66–70.
14. Андронов А.А. К математической теории захватывания / А.А. Андронов, А.А. Витт // Журнал прикладной физики.- 1930.-№7.-С. 3–11.
15. Mosekilde E. Chaotic Synchronization: Applications to living systems / E. Mosekilde, Yu. Maistrenko, D. Postnov; [Editor: L. Chua].- World Scientific Publishing Co. Pte. Ltd., 2002.- Series A.- Vol. 42.- 440 p.
16. Czeisler C.A. Stability, precision, and near-24-hour period of the human circadian pacemaker / C.A. Czeisler, J.F. Duffy, T.L. Shanahan, E.N. Brown, J.F. Mitchell, D.W. Rimmer, J.M. Ronda, E.J. Silva, J.S. Allan, J.S. Emens, D. – J. Dijk, R.E. Kronauer // Science. – 1999. –Vol. 284. – P. 2177–2181.
17. Sassone-Corsi P. Molecular clocks: Mastering time by gene regulation / P. Sassone-Corsi // Nature. – 1999. – Vol. 392. – P. 871–874.
18. Buck J. Mechanism of rhythmic synchronous flashing of fireflies / J. Buck, E. Buck // Science. – 1968. – Vol. 159. – P. 1319–1327.
19. Buck J. Control of flushing in fireflies. IV. Free run pacemaking in a synchronic Pteroptyx / J. Buck, E. Buck, F.E. Hanson, J.F. Case, L. Mets, G.J. Atta // J. Comp. Physiol. – 1981. –Vol. 144. – P. 277–286.
20. Anishchenko V.S. Entrainment between heart rate and weak noninvasive forcing / V.S. Anishchenko, A.G. Balanov, N.B. Janson, N.B. Igosheva, G.V. Bordyugov // Int. J. Bifurc. Chaos. – 2000. – Vol. 10. – № 10. – P. 2339–2348.
21. Singer W. Visual feature integration and the temporal correlation hypothesis / W. Singer, C.M. Gray // Annual Review of Neuroscience. – 1995. – Vol. 18. – P. 555–586.
22. Singer W. Striving for coherence / W. Singer // Nature. – 1999. – Vol. 397. – P. 391–393.

23. Stern E.A. Membrane potential synchrony of simultaneously recorded striatal spinyneurons in vivo / E.A. Stern, D. Jaeger, and C.J. Wilson // *Nature*. – 1998. – Vol. 394. – P. 475–478.
24. Petrov V. Resonant pattern formation in a chemical system / V. Petrov, Qi Ouyang, H.L. Swinney // *Nature*. – 1997. – Vol. 388. – P. 655–657.
25. Lin L.A. Resonant Phase Patterns in a Reaction-Diffusion System / A.L. Lin, M. Bertram, K. Martinez, H.L. Swinney, A. Ardelea, G.F. Carey // *Phys. Rev. Lett.* – 2000. – Vol. 84. – № 18. – P. 4240–4243.
26. Hommesa C.H. Cycles and chaos in a socialist economy / C.H. Hommesa, H.E. Nusse, A. Simonovits // *Journal of Economic Dynamics and Control*. – 1995. – Vol. 19. – № 1–2. – P. 155–179.
27. LeBaron B. Chaos and nonlinear forecastability in economics and finance / B. LeBaron // *Philosophical Transactions: Physical Sciences and Engineering*. – 1994. – Vol. 348. – № 1688. – P. 397–404.
28. 15. Kiel L. Douglas Elliott Chaos theory in the social sciences: foundations and applications / L. Douglas Kiel, Euel W. Elliott // *University of Michigan Press*. – 1996. – 349 p.
29. Lorenz E.N. Deterministic nonperiodic flow / E.N. Lorenz // *J. Atmos. Sci.* – Vol. 20. – № 2. – P. 130–141.
30. Fujisaka H. Stability theory of synchronized motions in coupled oscillatory systems / H. Fujisaka, T. Yamada // *Prog. Theor. Phys.* – 1983. – Vol. 69. – P. 32–46.
31. Афраймович В.С. Стохастическая синхронизация колебаний в диссипативных системах / В.С. Афраймович, Н.Н. Веричев, М.И. Рабинович // *Изв. вузов. Радиофизика*. – 1986. – Т. 29. – № 9. – С. 1050–1060.
32. Pecora L.M. Synchronization in chaotic systems / L.M. Pecora, T.L. Carroll // *Phys. Rev. Lett.* – 1990. – Vol. 64. – № 8. – P. 821–824.
33. Короновский А.А. О применении хаотической синхронизации для скрытой передачи информации / А.А. Короновский, О.И. Москаленко,

А.Е. Храмов // Успехи физических наук. – 2009. – Т. 179. – № 12. – С. 1281–1310.

34. Hayes S. Communicating with chaos / S. Hayes, C. Grebogi, E. Ott // Phys. Rev. Lett. – 1993. – Vol. 70. – № 20. – P. 3031–3034.

35. Kolumban G. The role of synchronization in digital communications using chaos. II. Chaotic modulation and chaotic synchronization / G. Kolumban, M.P. Kennedy, L.O. Chua // IEEE Trans. Circ. and Syst. – 1998. – Vol. 45. – № 11. – P. 1129–1140.

36. Політанський Л. Система передачі інформації з використанням синхронного хаотичного відгуку / Л. Політанський, М. Кушнір, С. Галюк // Комп'ютерні науки та інженерія : Матеріали III міжн. конф. молодих вчених CSE-2009, 14–16 травня 2009 р. – 2009. – С. 319–320.

37. Політанський Л.Ф. Система передачі даних на основі динамічного хаосу / Л.Ф. Політанський, П.М. Шпатар, О.В. Гресь, Г.В. Косован // Сучасні інформаційні та електронні технології : тези допов. XI міжн. наук.-практ. конф., 24–28 травня 2010 р. / Одеса : Політтехперіодика. – 2010. – Т. 1. – С. 215.

38. Політанський Л.Ф. Багатокористувальницька система зв'язку з використанням хаотичної частотної модуляції / Л.Ф. Політанський, М.Я. Кушнір, Р.Л. Політанський та ін. // Східно-Європейський журнал передових технологій – 2010. – № 1/5(43). – С. 44-47.

39. Bollt E. Dynamics of coding in communicating whits chaos / E. Bollt, Y.-C. Lai // Phys. Rev. E. – 1998. – Vol. 58. – № 2. – P. 1724–1736.

40. Marino I.P. Channel coding in communications using chaos / I.P. Marino, L. Lopez, M.A.F. Sanjuan // Phys. Lett. A. – 2002. – Vol. 295. – № 2. – P. 185–191.

41. Baptista M.S. Cryptography with chaos / M.S. Baptista // Phys. Lett. A. – 1998. – Vol. 240. – № 1–2. – P. 50–54.

42. Jakimovski G. Chaos and Cryptography: Block Encryption Ciphers Based on Chaotic Maps / G. Jakimoski and L. Kocarev // IEEE Trans. on circ. and syst. – I: Fund. theory and appl. – 2001. – Vol. 48. – № 2. – P. 163–169.
43. Oliviera L.P.L. Cryptography with chaotic mixing / L.P.L. de Oliveira, M. Sobottka // Chaos, Solitons and Fractals. – 2008. – Vol. 35. – № 3. – P. 466–471.
44. Pecora L.M. Driving system switch chaotic signals / L.M. Pecora, T.L. Carroll // Phys. Rev. A. – 1991. – Vol. 44. – № 4. – P. 2374–2383.
45. Boccaletti S. The synchronization of chaotic systems / S. Boccaletti, J. Kurths, G. Osipov, D.L. Valladares, C.S. Zhou // Physics Report. – 2002. – Vol. 366. – № 1–2. – P. 1–101.
46. Stojanovski T. Driving and synchronizing by chaotic impulses / T. Stojanovski, Kocarev L. General approach for chaotic synchronization with applications to communication / L. Kocarev, U. Parlitz // Phys. Rev. Lett. – 1995. – Vol. 74. – № 25. – P. 5028-5031.
47. Parlitz U. Encoding messages using chaotic synchronization / U. Parlitz, L. Kocarev, T. Stojanovski, H. Preckel // Phys. Rev. E 53. – 1996. – P. 4351–4361.
48. Guemez J. Modified method for synchronizing and cascading chaotic systems / J. Guemez, M.A. Matias // Phys. Rev. E. – 1995. – Vol. 52. – № 3. – P. R2145–R2148.
49. Wu C.W. A unified framework for synchronization and control of dynamical systems / C.W. Wu, L.O. Chua // Int. J. of Bifurcation and Chaos in Applied Sciences and Engineering. – 1994. – Vol. 4. – № 4. – P. 979–998.
50. Boccaletti S. Unifying framework for synchronization of coupled dynamical systems / S. Boccaletti, L.M. Pecora, A. Pelaez // Phys. Rev. E. – 2001. – № 6. – P. 066219(1-4).
51. Волковский А.Р. Синхронный хаотический отклик нелинейной системы передачи информации с хаотической несущей / А.Р. Волковский, Н.Ф. Рульков // Письма в ЖТФ.- 1993.- Т. 19ю- №3ю- с. 71-75.

52. Cao L.-Y., Lai Y. – C. Antiphase synchronism in chaotic systems, *Phys. Rev. E.* – 1998.– Vol. 58. – № 1. – P. 382–386.
53. Astakhov V. Antiphase synchronization in symmetrically coupled self-oscillators / V. Astakhov, A. Shabinun, V. Anishenko // *Int. J. Of Bifurcation and Chaos.* – 2000. – Vol. 10. –№ 4. – P. 849–857.
54. Astakhov V. Inphase and antiphase complete chaotic synchronization in symmetrically coupled discrete maps / V. Astakhov, A. Shabunin, A. Klimshin, V. Anishchenko // *Discrete Dynamics in Nature and Society.* – 2002. – Vol. 7. – № 4. – P. 215–229.
55. Андронов А.А. Теория колебаний / А.А. Андронов, А.А. Витт, С.Э. Хайкин. – М. : Физматгиз. – 1959. – 916 с.
56. Блехман И.И. Синхронизация динамических систем / И.И. Блехман. – М. : Наука, 1971. – 896 с.
57. Osipov G. V. Phase synchronization effects in a lattice of nonidentical Rossler oscillators / G. V. Osipov, A. S. Pikovsky, M. G. Rosenblum, Ju. Kurths // *Phys. Rev. E.*- 1997.- Vol. 55.- №3.- P. 2353-2361.
58. Rosenblum M.G. From phase to lag synchronization in coupled chaotic oscillators / M.G. Rosenblum, A.S. Pikovsky, J. Kurths // *Phys. Rev. Lett.* – 1997. – Vol. 78. – № 22. – P. 4193–4196.
59. Pikovsky A. S. Phase synchronization of chaotic oscillators by external driving / A.S. Pikovsky, M.G. Rosemblum, G.V. Osipov, Ju. Kurths // *Physica D.*- 1997.- №104.- P 219-238.
60. A. S. Pikovsky Synchronization in a population of globally coupled chaotic oscillators / Pikovsky A. S., Rosenblum M. G., Kurths Ju. // *Europhys. Lett.*- 1996.- №34.- P. 165-170.
61. Rosenblum M. G. Locking-Based Frequency Measurement and Synchronization of Chaotic Oscillators with Complex Dynamics / Pikovsky A. S., Rosenblum M. G., Kurths Ju. // *Phys. Rev. Lett.*- 2002.- Vol.89.- №26.- P. 2641021-2641024.

62. Hramov A E, Koronovskii A A An approach to chaotic synchronization / A. E.Hramov, A. A. Koronovskii // Chaos.- 2004.- Vol. 14.- №3.- P. 603-610.
63. Hramov A. E. Synchronization of chaotic oscillator time scales / A. E. Hramov, A. A. Koronovskii, Yu. I. Levin // JETP.- 2005.- Vol. 127.- №4.- P. 886.
64. A. Kittel Delayed feedback control of chaos by self-adapted delay time / Kittel A, Parisi J, Pyragas K. // Phys. Lett. A.- 1995.- №198.- P. 433-436.
65. Chavez M. On the intrinsic time scales involved in synchronization: A data-driven approach / Ch.Mario, A. Claude, N. Vincent , B. Stefano, M. Jacques // Chaos.- 2005.- Vol. 15.- №2.- P. 23904.
66. Короновский А.А. Анализ хаотической синхронизации динамических систем с плохо определенной фазой / А.А.Короновский, А.Е. Храмов // Радиотехника и электроника.- 2005.- Т.50.- №8.- С.969-977.
67. Taherion S, Lai Y-C Observability of lag synchronization of coupled chaotic oscillators / S. Taherion, Y.-C. Lai // Phys. Rev. E.- 1999.- Vol. 59.- №6.- P. 6247-6250.
68. Boccaletti S. Characterization of intermittent lag synchronization / S. Boccaletti, D.L. Valladares // Phys. Rev. E.- 2000.- Vol. 62.- № 5.- P. 7497-7500.
69. Zhu L. Experimental observation of generalized time-lagged chaotic synchronization / L. Zhu, Y.-C. Lai // Phys. Rev. E.- 2001.- Vol. 64.- № 4.- P. 045205R(1-4).
70. Corron N.J. Lag and anticipating synchronization without time-delay coupling / N.J. Corron, J.N. Blakely, S.D. Pethel // Chaos.- 2005.- Vol. 15.- №2.- P. 023110 (1-7).
71. Shahverdiev E.M. Lag synchronization in time-delayed systems / E.M. Shahverdiev, S. Sivaprakasam, K.A. Shore // Physics letters A.- 2002.- №292.- P. 320-324.
72. Voss H.U. Anticipating chaotic synchronization / H.U. Voss // Phys. Rev. E.- 2000.- Vol. 61.- № 5.- P. 5115–5119.

73. Voss H.U. Dynamic Long-Term Anticipation of Chaotic States / H.U. Voss // *Phys.Rev. Lett.* – 2001. – Vol. 87. – № 1. – P. 014102(1-4).
74. Voss H.U. Real-time anticipation of chaotic states of an electronic circuit / H.U. Voss // *Int. J. Bifurcation and Chaos.* – 2002. – Vol. 12. – № 7. – P. 1619–1625.
75. Hernandez-Garcia E. Anticipating the dynamics of chaotic maps / E. Hernandez-Garcia, C. Masoller, C.R. Mirasso // *Phys. Lett. A.* – 2002. – Vol. 295. – № 1. – P. 39–43.
76. Masoller C. Anticipation in the synchronization of chaotic semiconductor lasers with optical feedback / C. Masoller // *Phys. Rev. Lett.* – 2001. – Vol. 86. – № 13. – P. 2782–2785.
77. Han Q. Anticipating synchronization of chaotic systems with time delay and parameter mismatch / Q. Han, C. Li, J. Huang // *Chaos.* – 2009. – Vol. 19. – № 1. – P. 013104 (1-10).
78. Gonzalez-Miranda J.M Chaotic systems with a null conditional Lyapunov exponent under nonlinear driving / J.M. Gonzalez-Miranda / *Phys. Rev. E.* – 1996. – Vol. 53. – № 1. –P. R5–R8.
79. Gonzalez-Miranda J.M. Synchronization of symmetric chaotic systems / J.M. Gonzalez-Miranda // *Phys. Rev. E.* – 1996. – Vol. 53. – № 6. – P. 5656–5669.
80. Афраймович В.С. Стохастическая синхронизация колебаний в диссипативных системах / В.С. Афраймович, Н.Н. Веричев, М.И. Рабинович // *Изв. вузов. Радиофизика.* – 1986. – Т. 29. – № 9. – С. 1050.
81. Rulkov N.F. Generalized synchronization of chaos in directionally coupled chaotic systems / N.F. Rulkov, M.M. Sushchik, L.S. Tsimring, H. D.I. Abarbanel // *Phys. Rev. E.* –1995. – Vol. 51. – № 2. – P. 980–994.
82. K. Pyragas Weak and strong synchronization of chaos / K. Pyragas // *Phys. Rev. E.*- 1996.- №54, P. R4508.

83. Pecora L. M. Statistics for mathematical properties of maps between time series embeddings / L. M. Pecora, T. L. Carroll, J. F. Heagy // *Phys. Rev. E.*- 1995.- №52.- P. 3420-3439.
84. Pyragas K. Conditional Lyapunov exponents from time series / Pyragas K. // *Phys. Rev. E.*- 1997.- Vol.56.- №5.- P. 5183-5188.
85. Abarbanel H. D. I. Generalized synchronization of chaos: The auxiliary system approach / H. D. I. Abarbanel, N. F. Rulkov, M. M. Sushchik // *Phys. Rev. E.*- 1996.- Vol. 53.- №5. – P. 4528-4535.
86. Короновский А. А. Скрытая передача информации на основе режима обобщенной синхронизации в присутствии шумов / А. А. Короновский, О. И. Москаленко, А.Е.Храмов // *ЖТФ.*- 2009.- Т. 80.- № 4.- с. 1-8.
87. Галюк С. Д. Дослідження узагальненої синхронізації модифікованого кільцевого генератора / С. Д. Галюк, М. Я. Кушнір, І. М. Годинюк // *Матеріали I Всеукраїнської науково-практичної конференції “Фізико-технологічні проблеми радіотехнічних пристроїв, засобів телекомунікації, нано- та мікроелектроніки”, 13-15 жовтня 2011 р., Чернівці, Україна.* – С. 97-100.
88. Cuomo K. M. Synchronization of Lorentz-Dased Chaotic Circuits with Applications to Communications / K. M. Cuomo, A. V. Oppenheim, S. H.Strogatz // *IEEE Trans. Circuits Syst. II Analog Digital Signal Process.*- 1993.- Vol. 40.- №10.- P. 626-633.
89. Downes Ph. Secure communicationu sing chaotic synchronization / Ph. Downes // *SPIE.*- 1993.- Vol. 2038.- P. 227.
90. Kocarev L. Experimental demonstration of sectrre communications via chaotic synchronization / L.Kocarev, K.S.Halle, K.Eckert, L.Chua, U.Parlitz // *Int. J. Bifurcation and Chaos.*- 1992.- Vol. 2.- № 3.- P. 709-713.
91. Yang T. Recovery of digital signals from chaotic switching / T. Yang // *Int. J. Circuit Theory Appl.*- 1995.- Vol. 23.- №6.- P. 611-5615.

92. Dmitriev A. S., Experiments on speech and music signals transmission using chaos / A. S. Dmitriev, A. I. Panas, S. O. Starkov // *Int. J. Bifurcat. Chaos.*- 1995.- Vol.5.- №4.- P. 1249-1254.
93. Dmitriev A. S. Experiments on RF Band Communications Using Chaos / A. S. Dmitriev, A. I. Panas, S. O. Starkov, L.V. Kuzmin // *Int. J. Bifurcat. Chaos.*- 1997.- Vol.7.- №11.- P. 2511-2527.
94. Parlitz U. Transmission of digital signals by chaotic synchronization / U. Parlitz, LO Chua, L Kocarev, KS Halle A. // *Shang International Journal of Bifurcation and Chaos.*- 1992.- Vol. 2, № 4.- P. 973-977.
95. Слюсар В. Антенны PIFA для мобильных средств связи: многообразие конструкций / В. Слюсар // *ЭЛЕКТРОНИКА:НТБ.*- 2007.- № 1.- с. 64-74.
96. Слюсар В. Диэлектрические резонаторные антенны. Малые размеры, большие возможности / В. Слюсар // *ЭЛЕКТРОНИКА:НТБ.*- 2007.- №.4.- с. 89–95.
97. Слюсар В. Фрактальные антенны. Принципиально новый тип "ломаных" антенн / В. Слюсар // *ЭЛЕКТРОНИКА:НТБ.*- 2007.- №. 5.-с.78-83.
98. Слюсар В. Синтез антенн на основе генетических алгоритмов / В. Слюсар // *Первая миля.*- 2008.- № 6.- с.16–23; 2009.- № 1.- с. 22–25.
99. Sihvola A. Metamaterials in electromagnetic / A.Sihvola // *Physical Review Letters.*- Oct. 2000.- Vol. 85.- №18.- P. 3966-3069.
100. Джексон Дж. Классическая электродинамика / Дж. Джексон // [Пер. с англ. Г.В. Воскресенского и Л.С. Соловьева].- М.: Мир, 1965.- с.254-255.
101. Pendry B. Stewart Low frequency plasmons in thin-wire structures / B. Pendry, A. Holden, D. Robbins, W. Stewart // *J. Physics-Condensed Matter.*- 1998.- Vol. 10.- P. 4785–4809.
102. Brown J. Artificial dielectrics having refractive indices less than unity / J. Brown // *Proc. Inst. Elect. Eng (London).*- May 1953.- Part IV.- Vol. 100, Monograph №62R.- P. 51-62.

103. Rotman W. Plasma simulation by artificial and parallel plate media / W. Rotman // IRE Trans. Ant. Propagat.- Jan. 1962.- Vol. 10.- Issue 1.- P.82-95.
104. Chen H.-T. Active terahertz metamaterial devices / H.-T. Chen, W. J. Padilla, J. M. O. Zide, A. C. Gossard, A. J. Taylor, R. D. Averitt // Nature.- 30 November 2006.- Vol. 444.- P. 597-600.
105. Щелкунов С. Антенны (Теория и практика) / С. Щелкунов, Г. Фриис. – М.: Советское радио, 1955.- 604 с.
106. Pendry J.B. Magnetism from conductors and enhanced nonlinear phenomena / J.B. Pendry, A. J. Holden, D. J. Robins, and W. J. Stewart // IEEE Trans. Microw. Theory Tech.- 1999.- Vol. 47.- №11.- P.2075-2084.
107. Marques R. Role of bianisotropy in negative permeability and left-handed metamaterials / R. Marques, F. Medina, and R. Rafii-el-Idrissi // Phys. Rev. B.- 2002.- Vol. 65.- P. 144440 (1-6).
108. Freire M. J. Experimental demonstration of a $\mu = -1$ metamaterial lens for magnetic resonance imaging / M. J. Freire, R. Marques, L. Jelinek // Applied Physics Letters.- 2008.- №93.- P. 231108 (1-4).
109. Neil P. Theory, Simulation, Fabrication and Testing of Double Negative and Epsilon Near Zero Metamaterials for Microwave Applications / P. Neil // Master's Thesis in Electrical Engineering.- June 2008.- P. 165.
110. Tretyakov S.A. Research on negative refraction and backward-wave media: A historical perspective / S.A. Tretyakov and many colleagues // Radio Laboratory SMARAD Helsinki University of Technology.- 2005.
111. Maslovski S. Artificial magnetic materials based on the new magnetic particle: Metasolenoid / S. Maslovski, P. Ikonen, I. Kolmakov, M. Kaunisto // Progress in Electromagnetics Research.- 2005.- Vol. 54, P. 61-81.
112. Semichaevsky A. Homogenization of Metamaterial-Loaded Substrates and Superstrates for Antennas / A. Semichaevsky, A. Akyurtlu // Progress In Electromagnetics Research.- 2007.- № 71.- P.129-147.

113. Веселаго В.Г. Электродинамика веществ с одновременно отрицательными значениями ϵ и μ / В.Г. Веселаго // Успехи физических наук.- 1967.- Т.92.- №7.- с. 517–526.
114. Metamaterials Physics and Engineering Explorations / [N. Engheta, R. Ziolkowski].- NY: J. Wiley and Sons, 2006.- 438 p..
115. Tretyakov S.A. Research on negative refraction and backward-wave media: A historical perspective / S.A. Tretyakov and many colleagues // Radio Laboratory SMARAD Helsinki University of Technology.- 2005.
116. Neil P. Theory, Simulation, Fabrication and Testing of Double Negative and Epsilon Near Zero Metamaterials for Microwave Applications / P. Neil // Master's Thesis in Electrical Engineering.- June 2008.- P. 165.
117. Pocklington H.C. Growth of a wavegroup when the group velocity is negative / H.C. Pocklington // Nature.- 1905.- Vol.71, P.607–608.
118. Lamb H. On group velocity / H. Lamb // Proc. London Math. Soc.- 1904.- №1.- P. 473-479.
119. Schuster A. An Introduction to the Theory of Optics / A. Schuster // Edward Arnold, London.- 1904.- P. 313-318.
120. Сивухин Д.В. Об энергии электромагнитного поля в диспергирующих средах / Д.В. Сивухин // Оптика и спектроскопия.- 1957.- Т. 3.- №4.- с 308-312.
121. Мандельштам Л.И. Лекции по некоторым вопросам теории колебаний. Четвертая лекция / Мандельштам Л.И. // В кн.: Лекции по оптике, теории относительности и квантовой механике. – М.: Наука, 1972.- с. 431-437.
122. Smith D.R. Composite Medium with Simultaneously Negative Permeability and Permittivity / D.R. Smith, W. J. Padilla, D. C. Vier, S. C. Nemat-Nasser, S. Schultz // Physical Review Letters.- 1 May 2000.- Vol. 84, №18.- P. 4184-4187.

123. Shelby R.A. Experimental Verification of a Negative Index of Refraction / R.A. Shelby, D.R. Smith, S. Schultz // Science.- 6 April 2001.- Vol. 292, №5514, P. 77-79.
124. Christine T. Chevalier Frequency Bandwidth Optimization of Left-Handed Metamaterial / T. C. Chevalier, D. W. Jeffrey // NASA.- 2004.- P. 213403 (1-4).
125. Ueda T. Lefthanded metamaterial structures using dielectric resonators / T.Ueda, N.Michishita, T.Itoh. // EMTS-2007, International URSI Commission B, Electromagnetic Theory Symposium.- July 26-28, 2007.- Ottawa, Canada.
126. Wang J.F. Wide-angle polarization-independent planar left-handed metamaterials based on dielectric resonators / J.F.Wang, S. B. Qu, H. Ma, Y. M. Yang, and X. Wu, Z. Xu, M. J. Hao // Progress In Electromagnetics Research B, 2009, vol. 12, p. 243–258.
127. Vendik I. 3D Metamaterial Based on a Regular Array of Resonant Dielectric Inclusions / I. Vendik, M. Odit, D. Kozlov // Radioengineering.- June 2009. - Vol. 18.- № 2.- P. 111-116.
128. Wu B.-I. A Study of Using Metamaterials as Antenna Substrate to Enhance Gain / B.-I. Wu, W. Wang, J. Pacheco, X. Chen, T. Grzegorzcyk, J. A. Kong // Progress in electromagnetics research.- 2005, №51.- P. 295-328.
129. Wu M.-F. Miniaturization of a Patch Antenna with Dispersive Double Negative Medium Substrates / M.-F. Wu // APMC2005 Proceedings.- 2005.
130. Слюсар В. Антенны PIFA для мобильных средств связи: многообразие конструкций / В. Слюсар // ЭЛЕКТРОНИКА:НТБ.- 2007.- №1.- с. 64-74.
131. Stuart H. R. Electrically Small Antenna Elements Using Negative Permittivity Resonators / H. R. Stuart, A. Pidwerbetsky // Strategic White Paper.- 2006.- P.10-19.

132. Sui Q. Experimental Study of $\lambda/4$ Monopole Antennas in a Left-Handed Meta-Material / Q. Sui , C. Li, L. L. Li, and F.Li // Progress In Electromagnetics Research.- 2005.- № 51.- P. 281-293.
133. Burghignoli P. Radiation from Elementary Sources in the Presence of Wire-Medium Slabs: Physical Mechanisms And Full-Wave Analysis / P.Burghignoli, G. Lovat, et. al.
134. Trentini G.V. Partially reflecting sheet array / G.V.Trentini // IRE Transactions on Antennas and Propagation.- 1956.- Vol. 4.- P. 666- 671.
135. Liu Z.-G. Fabry-Perot Resonator Antenna / Z.-G. Liu // Journal of Infrared, Millimeter and Terahertz Waves.- 2010.- Vol. 31.- № 4.- P. 391-403.
136. Weng Z.-B., Wang N.-B., Jiao Y.-C. Study on High Gain Patch Antenna with Metamaterial Cover / Z.-B. Weng, N.-B.Wang, Y.-C. Jiao // 7th International Symposium on Antennas Propagation & EM Theory, ISAPE'06.- 26–29 Oct. 2006.- P. 353564 (1-2).
137. Tichit P.-H.Design of an ultra-directive antenna using spatial coordinate transformation / P.-H.Tichit, S.N.Burokur, A. de Lustrac // IEEE International Workshop on Antenna Technology, iWAT 2009.- 2–4 March 2009.
138. Mookiah P. Metamaterial-Substrate Antenna Array for MIMO Communication System / P. Mookiah, K. R.Dandekar // IEEE Transactions On Antennas And Propagation.- October 2009.- Vol. 57.- №10, P. 3283–3292.
139. Hsu C.-C. Design of MIMO Antennas with Strong Isolation for Portable Applications / C.-C. Hsu, K.-H. Lin, H.-L. Su, H.-H. Lin, C.-Y. Wu // Antennas and Propagation Society International Symposium, APSURSI'09.- 1-5 June 2009.
140. Wu Q. A Novel flat lens horn antenna designed based on zero refraction principle of metamaterials / Q.Wu, Q. Wu, P. Pan, F.-Y. Meng, L.-W. Li, J. Wu // Applied Physics A 87.- 2007.- P. 151-156.
141. Hrabar S., Muha D., Sipus Z. Optimization of Wire-mediumbased Shortened Horn Antenna / S.Hrabar, D. Muha, Z. Sipus // 4th European

Conference on Antennas and Propagation EuCAP 2010.- Barcelona.- 12-16 April 2010.

142. Lindell I.V. Electromagnetic waves in Chiral and Bi-Isotropic Media / I.V. Lindell, A.H.Sihvola, S.A Tretyakov., A.J. Viitanen // London: Artech House.- 1994.

143. Bancroft R. Fundamental Dimension Limits of Antennas / R. Bancroft // Ensuring Proper Antenna Dimensions in Mobile Device Designs.- P.1-14.

144. Wheeler H.A. Fundamental limitations of small antennas / H.A. Wheeler // Proceeding of the IRE.- December 1947.- P. 1479-1488.

145. Huynh M.-C. T. A Numerical and Experimental Investigation of Planar Inverted-F Antennas for Wireless Communication Applications / M.-C. T. Huynh // Master Thesis of Science in Electrical Engineering, Virginia Polytechnic Institute and State University, Blackburg, Virginia. – October 19, 2000.- 123 p.

146. Breed G. Basic Principles of Electrically Small Antennas / G. Breed // High Frequency Electronics.- 2007.- P. 50-52.

147. R. Garg Microstrip Antenna Design Handbook / R. Garg, P. Bhartia, I. Bahl, A. Ittipiboon.- Artech House, 2001.- 845 p.

148. Miron D. Small Antenna Design / D. Miron.- Newnes, 2006.- 286 p.

149. Chu L.J. Physical Limitations of Omni-Directional antennas / L.J. Chu // Journal of Applied Physics.- December 1948.- Vol. 19.- P. 1163-1175.

150. В.А. Пахотин Излучение электрически короткой антенны из ограниченного объема газоразрядной плазмы / Пахотин В.А // Письма в ЖТФ.- 2007.- Т. 33, №8.- с. 22–29.

151. Ziolkowski R. W. Application of double negative materials to increase the power radiated by electrically small antennas / R. W. Ziolkowski, A. D. Kipple // IEEE Trans. Antennas Propag.- 2003.- Vol. 51.- P. 2626–2640.

152. Engheta N. A positive future for double-negative metamaterials / N. Engheta, R. W. Ziolkowski // IEEE Trans. Microw. Theory Tech.- 2005.- Vol. 53.- P. 1535-1556.

153. Ziolkowski R. W. Reciprocity between the effects of resonant scattering and enhanced radiated power by electrically small antennas in the presence of nested metamaterial shells / R. W. Ziolkowski, A. D. Kipple // *Phys. Rev. E*.- 2005.- Vol. 72.- P. 036602 (1-5).

154. Слюсар В. 60 лет теории электрически малых антенн / В. Слюсар // *Электроника: наука и технология*.- 2006.- №7.

155. Stuart H. R. Electrically Small Antenna Elements Using Negative Permittivity Resonators / H. R. Stuart, A. Pidwerbetsky // *Bell Lab Innovations*.- 2006.- 19p.

156. Best S. R. The radiation properties of electrically small folded spherical helix antennas / S. R. Best // *IEEE Trans. Antennas Propag.*- 2004.- Vol.52.- P. 953–960.

157. Вовчук Д.А. Адаптація методу хаотичного маскування для цифрового передавання інформації / Д.А. Вовчук, С.Д. Галюк, Л.Ф. Політанський // *Східно-Європейський журнал передових технологій*.- 2013. – №2/4 (62). - С. 50-55.

158. Патент України на корисну модель UA97300U, МПК H04L 9/24 (2006.01) Спосіб прихованого передавання цифрової інформації з використанням хаотичного маскування / Д.А. Вовчук, С.Д. Галюк, Л.Ф. Політанський; Власник Чернівецький національний університет ім. Ю.Федьковича. - №u20140952; заявка 01.09.2014; опубл. 10.03.2015, Бюл. №5

159. Fortuna L. Chua's Circuit Implementations: Yesterday, Today and Tomorrow / L. Fortuna, M. Frasca, M.G. Xibilia [Ed. L. Chua] // *World Scientific Series on Nonlinear Science*, 2009.- Series A.- Vol. 65.- 210 p.

160. Zhong G.Q. Experimental Confirmation of Chaos from Chua's Circuit / G.Q. Zhong, F. Ayrom // *International Journal of Circuit Theory & Applications*. – 1985. – Vol. 13, № 1. – P. 93 – 98.

161. Zhong G.Q. Periodicity and chaos in Chua's circuit / G.Q. Zhong, F. Ayrom // *IEEE Transactions on Circuits & Systems*. – 1985. – Vol. CAS-32, № 5. – P. 501 – 503.

162. Bartissol P. The Double Hook (Nonlinear Chaotic Circuits) / P. Bartissol, L.O. Chua // IEEE Transactions on Circuits & Systems. – 1988. – Vol. 35, № 12. – P. 1512 – 1522.
163. Senani R. Implementation of Chua's chaotic circuit using current feedback op-amps / R. Senani, S.S. Gupta // Electronics Letters. – 1988. – Vol. 34, № 9. – P. 829 – 830.
164. Еліяшів О.М. Дослідження властивостей нелінійного елемента передавача хаотичної системи зв'язку / О.М. Еліяшів, В.Б. Русин, Л.Ф. Політанський, М.Я. Кушнір, Р.Л. Політанський // Радиоелектроника и информатика. – 2011. – №2 (53). – С. 12 –16.
165. О.М. Элияшив, Л.Ф. Политанский Безындуктивные генераторы хаотических колебаний по схеме Чуа / Технология и конструирование в электронной аппаратуре, №2, с. 12-15, 2012.
166. Галюк С. Використання режиму узагальненої синхронізації при прихованій передачі інформації / С. Галюк, М. Кушнір, Д. Вовчук // Матеріали V Міжнародної конференції молодих вчених «CSE-2011». – Львів, 2011. – С. 300-303.
167. Вовчук Д. Синхронізація неідентичних кільцевих генераторів хаосу / Д. Вовчук // Матеріали студентської конференції ЧНУ ім. Ю. Федьковича, Чернівці, 2012. – С. 12-13.
168. Kushnir M. Information Security of the Chaotic Communication Systems / M. Kushnir, P. Ivaniuk, D. Vovchuk, S. Galiuk // Proceeding of the 8th International Conference on Chaotic Modeling and Simulation «CHAOS2015». – 26-29 May 2015, Henri Poincare Institute, Paris, France. – P. 353-364.
169. Chenys A. et al. On-off intermittency in chaotic synchronization experiment / A.Chenys, A. Namajunas, A. Tamasevicius, T. Schneider // Phys. Lett. A.- 1996.- Vol. 213.- P. 259-264.
170. Chenys A. Statistical Properties of the Noisy on-off Intermittency / A. Chenys, H. Lustfeld // J. Phys. A.- 1996.- Vol. 29.- P. 11-20.

171. Heagy J.F. Characterization of on-off intermittency / J.F.Heagy, N. Platt, S.M. Hammel // Phys. Rev.- 1994.- Vol. E49(2).- P. 1140-1160.
172. Platt N. On-off intermittency a mechanism for bursting / N. Platt, E.A. Spilker, C. Tresser // Phys. Rev. Lett.- 1993.- Vol. 70(3).- P. 279-282
173. Kushnir M. Computer Modeling of Information Properties of Deterministic Chaos / M. Kushnir, S. Galiuk, V. Rysun, G. Kosovan, D. Vovchuk // Chaotic Modeling and Simulation. - 2015. – №2, P. 117-128.
174. Kushnir M. Computer Modeling of Information Properties of Deterministic Chaos / M. Kushnir, S. Galiuk, V. Rysun, G. Kosovan D. Vovchuk // Proceeding of the 7th International Conference on Chaotic Modeling and Simulation «CHAOS2014». – Lisbon, Portugal, 7-10 June 2014. – P. 265-276.
175. Vovchuk D. The Parameters Hiding Estimation of Chaotic Communication Systems / D. Vovchuk // Proceeding of the International Conference «TCSET'2016». – 2016, Lviv-Slavske. – P. 40-43.
176. Вовчук Д.А. Моделювання системи передавання цифрової інформації з допомогою хаотичного маскування / Д.А. Вовчук // Технологічний аудит і резерви виробництва.- 2013. – №5/5(13). - С. 55-57.
177. Vovchuk D. MatLab-Simulink Model of the Digital Data Transmission with the Use of Chaotic Masking / D. Vovchuk, S. Haliuk, L. Politanskii, N. Ivanyshyn // Proceeding of the 6th International Conference of Young Scientists «CSE-2013». – Lviv, 2013. – P. 66-67.
178. Політанський Л.Ф. Маскування інформації з використанням модуляції хаотичного сигналу цифровим / Л.Ф. Політанський, Д.А. Вовчук, С.Д. Галюк // Матеріали III Міжнародної науково-практичної конференції «PREDT-2013». – Чернівці, 2013. – С. 82-83.
179. Вовчук Д.А. Моделювання систем передавання цифрової інформації з хаотичною носійною / Д.А. Вовчук // Матеріали 17-го Міжнародного молодіжного форуму «Радиоэлектроника и молодежь в XXI веке». – Харків, 2013. – Т.7. – С. 106-107.

180. Vovchuk D.A. Experimental Research of the Process of Masking of Digital Information Signals Using Chaotic Oscillations / D.A. Vovchuk, L.F. Politanskii, S.D. Galiuk // Eastern European Scientific Journal.- 2014. - №3. – P. 245-253.

181. Вовчук Д.А. Кореляційні властивості хаотичних символічних послідовностей / Д.А. Вовчук, С.Д. Галюк // Матеріали V Міжнародної молодіжної науково-технічної конференції «РТ-2012». – Севастополь, 2012. – С. 58.

182. Vovchuk D. Experimental Research of Digital Communication Systems with Chaotic Masking / D.Vovchuk, S. Haliuk, L. Politanskii // Proceeding of the International Conference «TCSET'2014». – 2014, Lviv-Slavske. – P. 473-474.

183. Vovchuk D.A. The Spreading of Signals' Spectrum of Chua's Circuit / D.A. Vovchuk, S.D. Haliuk, L.F. Politanskii, K. Nikoskinen, V.S. Tanasiuk // Proceeding of the 4th International Scientific-Practical Conference «PREDT-2014». – 2014. – Chernivtsi. – P. 78-79.

184. Sanchez E. Experimental observation of a periodic rotating wave in rings of unidirectionally coupled analog Lorenz oscillators / E. Sanchez, M.A. Matias // Physical Review E. – 1998. – Vol. 57, № 5. – P. 6184 – 6186.

185. Sanchez E. Transition to Chaotic Rotating Waves in Arrays of Coupled Lorenz Oscillators / E. Sanchez, M.A. Matias // International Journal of Bifurcation and Chaos. – 1999. – Vol. 9, № 12. – P. 2335 – 2343.

186. Tsay S.C. Implementation of bidirectional chaotic communication systems based on Lorenz circuits / Shuh-Chuan Tsay, Chuan-Kuei Huang, Dong-Liang Qiu, Wan-Tai Chen // Chaos, Solitons and Fractals. – 2004. – Vol. 20. – P. 567 – 579.

187. Rossler O.E. Continuous chaos – four prototype equations / O.E. Rossler // Annals of the New York Academy of Sciences. – 1979. – Vol. 316, № 1. – P. 376 – 392.

188. García-Lopez J.H. Novel communication scheme based on chaotic Rossler circuit / J.H. García-Lopez, R. Jaimes-Reátegui, A.N. Pisarchik, A. Murguía-Hernandez, C. Medina-Gutiérrez, R. Valdivia-Hernandez, E. Villafana-Rauda // *Journal of Physics: Conference Series*. – 2005. – Vol. 23. – P. 276-284.
189. Іванюк П.В. Дослідження хаотичних процесів, генерованих системою Лю / П.В. Іванюк, Л.Ф. Політанський, Р.Л. Політанський // *Східно-Європейський журнал передових технологій*. – 2011. – №4/9(52). – С. 11–15.
190. Ефремова Е.В. Генераторы хаотических колебаний радио- и СВЧ диапазонов / Е.В. Ефремова // *Успехи современной радиоэлектроники*.- 2008.- №1.- с. 17-31.
191. Simovski C. R. Wire metamaterials: Physics and applications / Simovski, C. R., P. A. Belov, A. V. Atrashchenko, Yu. S. Kivshar // *Adv. Mater.*- 2012.- Vol. 24.- P. 4229-4248,.
192. Belov P. A. Strong spatial dispersion in wire media in the very large wavelength limit / P. A. Belov, R. Marques, S. I. Maslovski, I. S. Nefedov, M. Silverinha, C. R. Simovski, S. A. Tretyakov // *Phys. Rev. B*.- 2003.- Vol.67.- P. 113103(1–4).
193. Nefedov I. S. Wire media: Metamaterial Handbook. Theory and Phenomena of Metamaterials / I. S. Nefedov, A. J. Viitanen // Chapter 15-1, CRC Press, Boca Raton.- 2009.
194. Simovski C. R. Low-frequency spatial dispersion in wire media / C. R. Simovski, P. A. Belov // *Phys. Rev. E*.- 2004.- Vol. 70.- P. 046616 (1–8).
195. Belov P. A. Canalization of subwavelength images by electromagnetic crystals / P. A. Belov, C. R. Simovski, P. Ikonen // *Phys. Rev. B*.- 2005.- Vol. 71.- P. 193105(1–4),.
196. Belov P. A. Experimental study of the subwavelength imaging by a wire medium slab / P. A. Belov, Y. Zhao, S. Sudhakaran, A. Alomainy Y. Hao // *Appl. Phys. Lett.*- 2006.- Vol. 89.- P 459-462.
197. Belov P. A. Transmission of images with subwavelength resolution to distances of several wavelengths in the microwave range / P. A. Belov, Y. Zhao,

S. Tse, P. Ikonen, M. G. Silveirinha, C. R. Simovski, S. A. Tretyakov, Y. Hao, C. Parini // *Phys. Rev. B.*- 2008.- Vol. 77.- P. 193108 (1-4).

198. Shvets G. Guiding, focusing, and sensing on the subwavelength scale using metallic wire arrays / G. Shvets, S. Trendafilov, J. B. Pendry, A. Sarychev // *Phys. Rev. Lett.*- 2007.- Vol. 99.- P. 053903(1-4).

199. Zhao Y. Magnification of subwavelength field distributions using a tapered array of metallic wires with planar interfaces and an embedded dielectric phase compensator / Y. Zhao, G. Palicaras, P. A. Belov, R. F. Dubrovka, C. R. Simovski, Y. Hao, C. G. Parini // *New J. Phys.*- 2010.- Vol. 12.- 103045(1-12).

200. Nefedov I. S. Giant radiation heat transfer through micron gaps / Nefedov, I. S., C. R. Simovski // *Phys. Rev. B.*- 2011.- Vol. 84.- P. 195459(1-8).

201. Maslovski S. I. Equivalent circuit model of radiative heat transfer / S. I. Maslovski. C. R. Simovski, S. A. Tretyakov // *Phys. Rev. B.*- 2013.- Vol. 87.- P. 155124 (1-8).

202. Mirmoosa M. S. Effective-medium model of wire metamaterials in the problems of radiative heat transfer / M. S. Mirmoosa, F. Ruting, I. S. Nefedov, C. R. Simovski // *J. Appl. Phys.*- 2014.- Vol. 115.- P. 234905 (1-16).

203. Simovski C. Optimization of radiative heat transfer in hyperbolic metamaterials for thermophotovoltaic applications / C. Simovski, S. Maslovski, I. Nefedov, S. Tretyakov // *Opt. Express.*- 2013.- Vol. 21.- P. 14988-15013.

204. Guo Y. Broadband super-Planckian thermal emission from hyperbolic metamaterials / Y. Guo, C. L. Cortes, S. Molesky, Z. Jacob // *Appl. Phys. Lett.*- 2012.- Vol. 101.- P. 131106 (1-21).

205. Pendry J. B. Radiative exchange of heat between nanostructures / Pendry J. B. // *J. Phys.: Condens. Matter.*- 1999.- Vol. 11.- P. 6621-6633.

206. Chang J.-Y. Tungsten nanowire-based hyperbolic metamaterial emitters for near-field thermophotovoltaic applications / J.-Y. Chang, Y. Yang, L. Wang // *Int. J. Heat Mass Tran.*- 2015.- Vol. 87.- P. 237-247.

207. Ilic O. Overcoming the black body limit in plasmonic and graphene near-field thermophotovoltaic systems / Ilic, O., M. Jablan, J. D. Joannopoulos, I. Celanovic, M. Soljai // *Opt. Express.*- 2012.- Vol. 20.- P. A366–A384.
208. Mirmoosa, M. S. Micron-gap thermophotovoltaic systems enhanced by nanowires / Mirmoosa, M. S. and C. Simovski // *Photon. Nanostruct. Fundam.*- 2014.- Vol. 13. P. 20-30.
209. Bois K. J. Multimode solution for the reflection properties of an open-ended rectangular waveguide radiating into a dielectric half-space: The forward and inverse problems / K. J. Bois, A. D. Benally, R. Zoughi // *IEEE Trans. Instr. Meas.*- 1999.- Vol. 48.- 1131-1140.
210. Hanson G. W. Non-local susceptibility of the wire medium in the spatial domain considering material boundaries / G. W. Hanson, M. G. Silveirinha, P. Burghignoli, A. B. Yakovlev // *New J. Phys.*- 2013.- Vol. 15.- P. 083018(1-25).
211. Belov P. A. Resolution of subwavelength transmission devices formed by a wire medium / P. A. Belov, M. G. Silveirinha // *Phys. Rev. E.*- 2006.- Vol. 73.- P. 056607(1-9).
212. Vovchuk D. Multi-Mode Broadband Power Transfer through a Wire Medium Slab / D. Vovchuk, S. Kosulnikov, I. Nefedov, S. Tretyakov, C. Simovski // *Progress In Electromagnetics Research.*- 2015. – Vol. 154. – P. 171-180.
213. Radu, X., D. Garray, and C. Craeye Toward a wire medium endoscope for MRI imaging / X. Radu, D. Garray, C. Craeye // *Metamaterials.*- 2009.- Vol. 3.- P. 90–99.
214. Sergey Yu. Kosulnikov, Elizaveta A. Yankovskaya, Stanislav I. Maslovski, Pavel A. Belov and Yuri S. Kivshar Optimal filling factor of nanorod lenses for subwavelength imaging / *PHYSICAL REVIEW A* 84, 065801 (2011)
215. Serdyukov A. N. *Electromagnetics of Bi-anisotropic Materials: Theory and Application* / A. N. Serdyukov , I. V. Semchenko, S. A. Tretyakov, and A. Sihvola.- Gordon and Breach Science Publishers, Amsterdam, 2001.- 337 p.

216. Poddubny A. N. Purcell effect in wire metamaterials / A. N. Poddubny, P. A. Belov, and Yu. S. Kivshar // *Phys. Rev. B.*- 2013.- Vol. 87.- P. 035136(1-8).
217. Slobozhanyk A. P. Magnetic Purcell factor in wire metamaterials / A. P. Slobozhanyk, A. N. Poddubny, A. E. Krasnok, P. A. Belov // *Appl. Phys. Lett.*- 2014.- Vol. 104.- P. 161105(1-5).
218. Mirmoosa M. S. Unbounded spatial spectrum of propagating waves in a polaritonic wire medium / M. S. Mirmoosa, S. Yu. Kosulnikov and C. R. Simovski // *Phys. Rev. B.*- 2015.- Vol. 92.- P. 075139(1-7).
219. Simovski C. Hyperlens makes thermal emission strongly super-Planckian / C. Simovski, S. Maslovski, I. Nefedov, S. Kosulnikov, P. Belov and S. Tretyakov // *Photon. Nanostruct. Fundam. Appl.*- 2015.- Vol. 13.- P. 31-41.
220. Kosulnikov S. On Fabry-Perot resonances of a wire-medium hyperlens / S. Kosulnikov, C. Simovski // *Photon. Nanostruct. Fundam. Appl.*- 2015.- Vol. 15.- P. 1-9.
221. Kosulnikov S. Wire-Medium Hyperlens for Enhancing Radiation From Subwavelength Dipole Sources / S. Kosulnikov, D. Filonov, S. Glybovski, P. Belov, S. Tretyakov, C. Simovski // *IEEE Trans. Antennas Propag.*- 2015.- Vol. 63, P. 4848-4856.
222. Koskinen T. Impedance measurements of various types of balun antennas with the differential probe method / T. Koskinen, H. Rajagopalan, Ya. Rahmat-Samii // *Proc. IEEE International Workshop on Antenna Technology, IWAT'2009.*- 2009.- P. 1-4.
223. Pozar D. M. *Microwave Engineering* / D. M. Pozar.- New York: John Wiley and Sons, 2012.- 756 p.

ДОДАТОК №1

Акти впровадження результатів дисертаційної роботи

Акт
використання результатів дисертаційної роботи
Вовчука Дмитра Анатолійовича
на тему
“Елементи ширококутних засобів зв’язку на основі детермінованого хаосу та провідникових метаструктур”

Даний акт складений в тому, що наукові та практичні результати дисертаційної роботи Вовчука Д.А. “Елементи ширококутних засобів зв’язку на основі детермінованого хаосу та провідникових метаструктур” впровадженні в ОКБ “Рута”, м.Чернівці при дослідженні процесів збудження потужних біполярних транзисторів у пристроях комунікації, що базуються на ємнісній трьохточці.

Директор “ОКБ Рута”



А.Д. Кіцак

ЗАТВЕРДЖЕНО

Директор Чернівецької філії
ПАТ «Укртелеком»

П.Ф. Робулець
2016 р.



Акт

використання результатів дисертаційної роботи

Вовчука Дмитра Анатолійовича

на тему

“Елементи широкосмугових засобі зв’язку на основі детермінованого хаосу та провідникових метаструктур”

Даний акт складений в тому, що наукові та практичні результати дисертаційної роботи Вовчука Д.А. “Елементи широкосмугових засобі зв’язку на основі детермінованого хаосу та провідникових метаструктур” використані на ПАТ “Укртелеком”, Чернівецька філія, м.Чернівці рекомендовані для впровадження при передаванні цифрових інформаційних сигналів у системах зв’язку.

Начальник технічної служби

ЧФ ПАТ «Укртелеком»

С.Я. Чайка

Рес. №
758



ЗАТВЕРДЖЕНО

Проректор з наукової роботи
Чернівецького національного університету
імені Юрія Федьковича
П.М. Фочук
2016 р.

А К Т

Впровадження результатів науково-дослідної роботи

Вовчука Дмитра Анатолійовича

“Елементи широкодіапазонних засобів зв’язку на основі детермінованого хаосу та провідникових метаструктур” у навчальний процес Чернівецького національного університету імені Юрія Федьковича


Комісія у складі:

Голова: директор інституту фізико-технічних та комп’ютерних наук проф., д. ф.-м. н. Ангельський Олег В’ячеславович
(посада, прізвище, ім’я, по батькові)


- Члени комісії: 1. Завідувач кафедри радіотехніки та інформаційної безпеки, проф., д. т. н. Політанський Леонід Францович
(посада, прізвище, ім’я, по батькові)
2. Доцент кафедри радіотехніки та інформаційної безпеки, к. ф.-м. н. Кушнір Микола Ярославович
(посада, прізвище, ім’я, по батькові)
3. Асистент кафедри радіотехніки та інформаційної безпеки, к. т. н. Галюк Сергій Дмитрович
(посада, прізвище, ім’я, по батькові)


Комісія встановила, що наукові та практичні результати дисертаційної роботи “Елементи широкодіапазонних засобів зв’язку на основі детермінованого хаосу та провідникових метаструктур” впроваджені в навчальному курсі “Системотехнічне проектування та моделювання радіоелектронних пристроїв” на кафедрі радіотехніки та інформаційної безпеки Чернівецького національного університету імені Юрія Федьковича.

Голова комісії:


О.В. Ангельський

Члени комісії:

 Л.Ф. Політанський

 М.Я. Кушнір

 С.Д. Галюк

“21” червня 2016 р.